

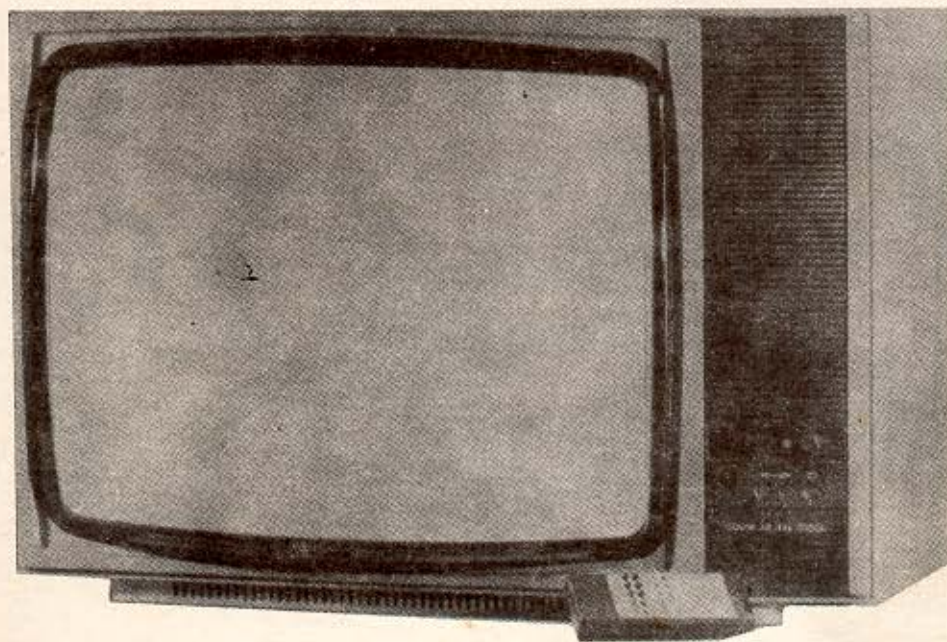
TESLA ORAVA, KONCERNOVÝ PODNIK, NIŽNÁ

Technické informácie
číslo 51

**FAREBNÉ
TELEVÍZNE PRIJÍMAČE**

TYPOVEJ RADY

TESLA 4416



• popis obvodov

6891.9 (P)

FAREBNÉ TELEVÍZNE PRIJÍMAČE

COLOR 416
TESLA 4416 A

COLOR 419
TESLA 4419 A

COLOR 422
TESLA 4422 A

• popis obvodov

O B S A H

	str.
<u>Ú V O D</u>	4
<u>I. KANÁLOVÝ VOLIČ MOS-FET 6PN 385 15 (KV)</u>	8
1. Elektrické riešenie kanálového voliča	9
2. VHF časť kanálového voliča	10
3. UHF časť kanálového voliča	13
<u>II. MODUL OBRAZOVEJ A ZVUKOVEJ MEDZIFREKVENCIE - (MF)</u>	16
1. Obecný popis a funkcia	16
2. Obvodové riešenie	16
3. Obrazový medzifrekvenčný kanál	18
4. Zvukový MF kanál	22
5. Filter s povrchovou akustickou vlnou (PAV-filter)	29
<u>III. MODUL "Z"</u>	36
Výkonový nf stupeň	37
<u>IV. MODUL "P" - DEKÓDOVACIE OBVODY (P)</u>	40
1. Úvod	40
2. Dekóder PAL - IO MDA 3510	43
3. Dekóder SECAM - IO MDA 3530	47
<u>V. MODUL "G" - VIDEO (G)</u>	54
1. Úvod	54
2. Popis funkcie	55
3. Blokové schéma IO TDA 3505	61
4. TDA 3505 v module "G" FTVP typového radu 4416 A	64
6. Koncové stupne videa	69
<u>VI. MODUL "S"</u>	73
1. Horizontálny oscilátor a synchronizačné obvody	73
2. Integrovaný obvod A 255 D	73
3. Úplné zapojenie synchronizačných obvodov	75
4. Pripojenie na napájací zdroj	79
5. Prehľad prepojenia vývodov na module "S"	79
<u>VII. RIADKOVÉ VYCHÝĽOVACIE OBVODY (H)</u>	80
1. Budiaci stupeň horizontálneho rozkladu	80
2. H-koncový stupeň, VN zdroj a korekcia rastra	80
3. Vysvetlenie funkcie člena R411/C410 pre sledovanie katódového prúdu obrazovky	81
4. Podrobnejší popis horizontálneho koncového stupňa	82
5. Vypínanie koncového tranzistora T 402	85
6. Zapínanie koncového tranzistora T 402	86
7. Korekcia V - Z	87
8. Modul "K" - zdroj modulačného napätia pre diódový modulátor	95

	str.
VIII. <u>MODUL "V" - VERTIKÁLNE VYCHÝĽOVACIE OBVODY (V)</u>	97
1. Integrovaný obvod TDA 1670	97
2. Úplné zapojenie vertikálneho rozkladu	98
3. Prehľad prepojenia vývodov na module "V"	99
IX. <u>NAPÁJACIE OBVODY (N)</u>	100
1. Všeobecne	100
2. Sieťový blok	100
3. Okruh výkonového spínača	101
4. Riadiace obvody napájacieho zdroja	102

Poznámka:

DIAĽKOVÉ OVLÁDANIE už bolo podrobne popísané a rozkreslené v technických informáciách č. 47 a 48.

Ú V O D

Televízne prijímače typového radu Color 416 sú riešené ako prijímače novej generácie. Plne sa tu uplatňuje vysoká integrácia obvodov, keď každý z funkčných celkov týchto prijímačov (až na horizontálny rozklad) je osadený IO.

Riešenie vychádza z požiadaviek ČSN, EZÚ a skúseností s farebnými prijímačmi typového radu Color Univerzál cez Color 110 a Color 110 ST v koncernovom podniku Tesla Orava, v servise a z pripomienok odberateľov.

Navrhnuté osadenie a obvodové riešenie je možné považovať za odraz úrovne československého elektronického priemyslu, resp. socialistického tábora, nakoľko sa tu využívajú najmodernejšie prvky spotrebnej elektroniky pripravené na zavedenie do výroby v rokoch 1985 - 86.

Do tohto radu spadajú okrem základného predstaviteľa Color 416 - 4416 A ešte typy (mutácie):

- 4425 A - rovnaké vybavenie ako 4416 A, ale obrazovka 56 cm (561 QQ 22)
- 4422 A - bez diaľkového ovládania, s programovou voľbou pomocou súpravy LPA 8, obrazovka 671 QQ 22
- 4419 A - ako 4422 A, avšak obrazovka 56 cm

Na tieto mutácie nebude vydávaná zvláštna servisná dokumentácia čo sa týka popisu obvodov.

Elektrická koncepcia

Prijímač je určený pre príjem farebných televíznych signálov zakódovaných v sústavách SECAM III.b a PAL, v normách CCIR - DK (OIRT - BG (CCIR)).

Prijímač je osadený infračerveným diaľkovým ovládaním (DO) so zobrazením čísiel programov predvoľby na obrazovke, tzv. digitálna indikácia programu. Voľbu programu, t.j. prepínanie na predvoľené kanály ako i niektoré funkcie (zapnutie a vypnutie, okamžité vypnutie zvuku, okamžité nastavenie strednej hodnoty zvuku, jas a farebnej sýtosti ako aj ich plynulú reguláciu) je možné ovládať cez DO, resp. príslušnými ovládacími prvkami na bočnÍku. Tieto sú však z dôvodu zlepšenia designu s ohľadom na použitie DO skryté pod dvierkami.

Použitie impulzne regulovaného zdroja zabezpečuje stabilnú funkciu prijímača v širokom rozsahu zmien napájacieho napätia a vďaka zabudovaným ochranám a stabilizácii napätí vytvára optimálne podmienky pre činnosť napájaných obvodov a tým umožňuje zvýšenie spoľahlivosti.

Zavedenie kvaziparalelného prenosu zvuku zabezpečuje prednes zvukového doprodu na podstatne vyššej úrovni ako tomu bolo u doteraz vyrábaných televíznych prijímačov koncernového podniku Tesla Orava. Tým je opodstatnené i zvýšenie výstupného výkonu NF zosilňovača a zavedenie aktívnych korekcií s možnosťou pripojenia vonkajšieho reproduktora, resp. reprosústavy. Pri šume je zvukový kanál automaticky zablokovaný (preto je treba si uvedomiť, že chyba "nejde obraz ani zvuk" môže znamenať len aj "nejde obrazový signál").

Pre slabšie počujúcich bude určite vítaná možnosť regulácie výstupnej úrovne pre slúchadlá. Reprodukcia farebného obrazu z videomagnetofónu je možná cez anténny vstup. Pre prispôbenie celkom stabilnej riadkovej frekvencie sa tlačítkom "VCR" zabezpečí správna synchronizácia bez prehýbania zvislých kontúr.

Prijímač je obvodovo riešený aj pre možnosť pripojenia externých videosignálov v prípade potreby.

Elektrické schémy prijímača (základná schéma a schémy modulov) FTVP Color 416 sú v prílohe.

Signálové obvody a ovládanie

Obvody signálového bloku sú navrhnuté s ohľadom na minimálny rozdiel sortimentu súčiastok pre FTVP stolný a prenosný. V signálových obvodoch je použitá obrazová medzifrekvencia (OMF) s PAV filtrom. (PAV = povrchová akustická vlna.) Zvuková medzifrekvencia pracuje s medzinosným kmitočtom získavaným zo signálu OMF ešte pred PAV-filtrom po osobitnom zosilnení bez utlmovania vo zvláštnom MF zosilňovači (kvaziparalelný zvuk).

Ovládanie funkcií je obdobné ako u Color 110 ST II s DO (4429 A), sú tam však urobené nutné úpravy vyplývajúce z použitých nových typov IO, ako MDA 3505.

Prijímače typovej rady Color 416 budú osadené vstupným ladiacim dielom MOSFET Tesla 6PN 385 15. Prípadná zmena typu tunera na dovozný z výrobné-kapacitných dôvodov bude vyžadovať úpravu mechanického riešenia, teda doplnenie výrobné-technickej i servisnej dokumentácie. Tunery MOSFET sú už popísané v staršej dokumentácii.

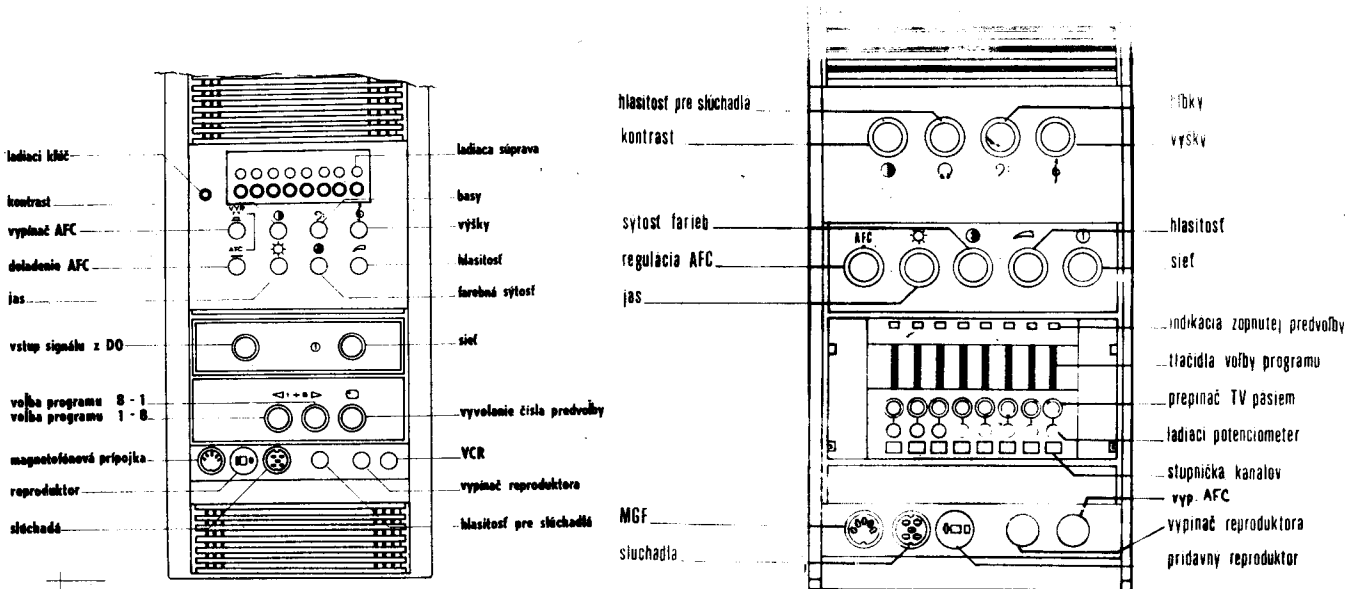
OBSLUHA FTVP COLOR 416 (obr. 1) a COLOR 419 (obr. 2)

Základné ovládacie prvky prijímača COLOR 416 sú umiestnené na čelnej stene pod odklápacím krytom. Priamo je prístupný len sieťový vypínač, tlačidlá voľby programu a vyvolanie čísla zvolenej predvoľby.

Ovládacie prvky prijímača COLOR 419 sú tiež umiestnené na čelnej stene, z časti pod kryciami dvierkami. Tieto sa otvárajú zvrchu, kde majú aj drážku pre necht. Priamo sú prístupné tlačidlá voľby programu označené 1 až 8.

Uvedené znaky ovládania u týchto prijímačov sú:

- | | |
|---------------------------------------|--|
| AFC - automatické doladovanie kanálov | ☺ - regulátor nízkych kmitočtov zvuku |
| ☀ - jas | ♩ - regulátor vysokých kmitočtov zvuku |
| 🌈 - farebná sýtosť | Ⓜ - magnetofónová prípojka |
| 🔊 - hlasitosť | 🎧 - prípojka pre slúchadlá |
| Ⓜ - sieťový vypínač | 🔊 - prípojka pre vonkajší reproduktor |
| 🔘 - kontrast | Ⓜ - prepínač AFC |
| 🎧 - hlasitosť pre slúchadlá | 🔊 - vypínač reproduktora prijímača |



PREDVOĽBA TV KANÁLOV

Túto prevediete na ladiacej súprave - na ovládaacom panely prijímača (obr. 1 a 2). Táto súprava umožňuje predvoleenie ôsmich ľubovoľných kanálov z pásma I-V. Potrebné pásmo sa zvolí prepínačom pásiem. Požadovaný kanál vo zvolenom pásmo sa naladí príslušným ladiacim potenciometrom. Jeho polohu orientačne udáva ukazovateľ na stupničke kanálov - detail na obr. 3 a 4.

Poloha prepínača	TV pásmo	kanál
I	I - II	1 - 5 (2 - 4)
III	III	6 - 12 (5 - 12)
U	IV - V	21 - 60 (21 - 60)

Označenie kanálov v zátvorkách platí pre súpravu v norme CCIR. Napriek inému označeniu kanálov pri jej použití bude sa náš 5. kanál (OIRT) prijímať v polohe prepínača I.

SPÔSOB PREDVOLEENIA - FTVP COLOR 416 (obr. 3)

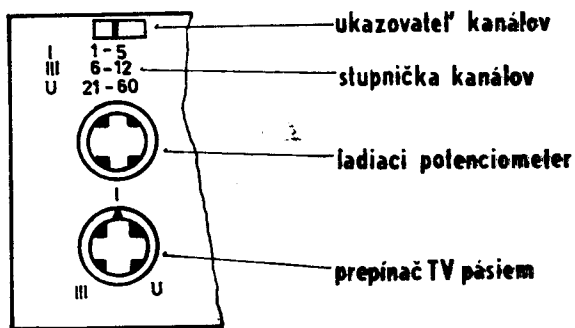
Konkrétny spôsob predvoľby si popíšeme pre kanál 24:

- zatlačíme tlačidlo 1 - 8 a počkáme, až sa v ľavom hornom rohu obrazovky objaví č. 1
- prepínač č. 1 prepne do polohy U
- ladiaci potenciometer č. 1 otáčame dovtedy, pokiaľ si nenaladíme presne požadovaný kanál - polohu orientácie ukazuje ukazovateľ na stupnici

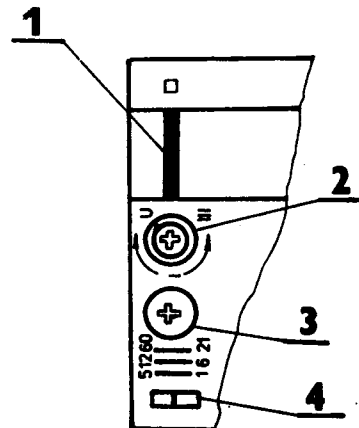
V každom prípade prepínanie pásiem i ladenie prevedie tým prepínačom a potenciometrom ladenia, ktorých poradové číslo zľava súhlasí s číslom vyvolaným na obrazovke. Tento postup opakujeme dovtedy, kým nemáme nastavených všetkých 8 kanálov.

Zvolenie požadovaného kanála sa prevedie stlačením tlačidla 1 - 8 alebo 8 - 1.

Súčasným stlačením tlačidiel 1 - 8 na predvoľbe je možné uviesť prijímač do pohotovostného stavu bez vysielateľa DO.



OBR. 3



OBR. 4

SPÔSOB PREDVOLEŇIA - FTVP COLOR 419 (obr. 4)

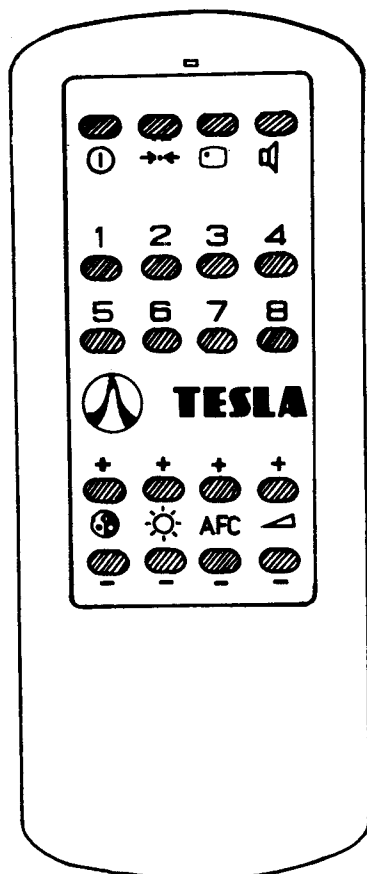
Aj pri tomto type prijímača spôsob predvoľby si popíšeme pre kanál 24:

- odklopíme kryt nad ladiacou súpravou (s číslami 1 - 8)
- stlačíme tlačidlo 1 na ladiacej súprave
- prepínač č. 2 prepneme do polohy U
- ladiaci potenciometer č. 3 otáčame dovtedy, pokiaľ si nenaladíme presne požadovaný kanál; orientačnú polohu ukazuje ukazovateľ pod stupničkami č. 4

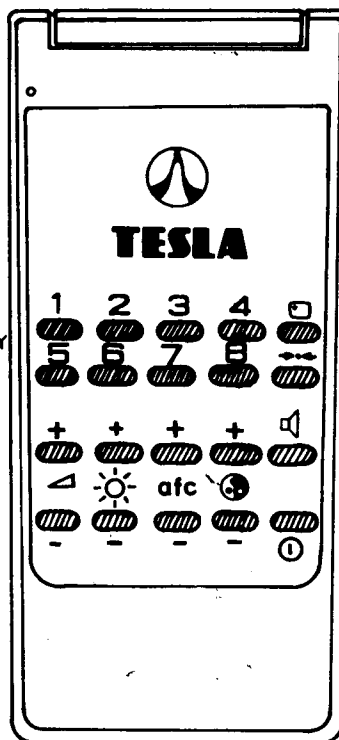
V každom prípade prepínanie pásiem i ladenie preveďte tým prepínačom a potenciometrom ladenia, ktorých poradové číslo zľava súhlasí s číslom stlačeného tlačidla voľby programu. Tento postup opakujeme dovtedy, kým nemáme nastavených všetkých 8 kanálov.

TECHNICKÉ ÚDAJE

	COLOR 416	COLOR 419
Obrázovka	671 QQ 22	561 QQ 22
Uhlopriečka obrazovky	67 cm	56 cm
Rozmer obrasu	527 x 395 mm	445 x 336 mm
Napájanie	220 V \pm 10%, 50 Hz	220 V \pm 10%, 50 Hz
Príkon - priemerný	95 W \pm 10%	95 W \pm 10%
Rozmery prijímača	764 x 440 x 510 mm	676 x 420 x 461 mm
Hmotnosť prijímača	39 kg	29,5 kg
Vstupný NF výkon	3,3 W pri skreslení 5%	2,5 W pri skreslení 5%
Elektrická kmitočtová charakteristika	70 Hz - 14 kHz pri poklese o 3 dB	70 Hz - 14 kHz pri poklese o 3 dB



- HLASITOSŤ
- JAS
- AFC,afc** DOLADENIE AFC
- FAREBNÝ KONTRAST
- VYPÍNANIE ZVUKU
- VYPDO POHOTOV. STAVU
- NORMÁLOVÉ HODNOTY
- ZOBRAZENIE ČÍSLA ZVOLENEJ PREDVOĽBY
- 1-8 TLAČ.VOĽBY Progr.



SÚČASŤOU DODÁVKY FTVP COLOR 416 JE JEDEN Z TÝCHTO DVOCH UVEDENÝCH VYSIELAČOV DIAĽKOVÉHO OVLÁDANIA

I. KANÁLOVÝ VOLIČ MOS - FET 6PN 385 15 (KV)

Ing. Dezider Grosz

Tento typ kanálového voliča bol zavedený už do starších typov, avšak pre úplnosť uvádzame aj tu plný popis jeho funkcií, vypracovaný vedúcim pracovníkom vývoja VF blokov.

Kanálový volič, správnejšie: VF diel - voľba je už mimo neho, je vstupnou jednotkou, s ktorou sa televízny signál stretáva na svojej ceste od televíznej antény až po obrazovku. Nakoľko nároky na kvalitu obrazu sú stále vyššie a pri kvalitatívnej rôznorodosti televízneho signálu, ktorý dostávame z televíznej antény a iných druhov televíznych rozvodov, sú požiadavky na vlastnosti kanálového voliča (ďalej KV) veľmi veľké. Napr. vstupný TV signál kolíše od desiatok μV až po úroveň niekoľkých mV, čo kladie vysoké požiadavky na vysokofrekvenčné parametre KV, ako sú:

- regulácia zisku
- koeficient odrazu na vstupe
- prevádzkové zosilnenie
- šumové číslo

Rozšírenie siete TV vysielateľov vo všetkých TV pásmach, malo za následok zlepšenie ďalších parametrov, resp. definícií nových doposiaľ nepoužívaných parametrov ako sú:

- selektivita pre vstupný zrkadlový signál
- krížová modulácia
- potlačenie frekvencie 145 MHz
- vzájomné potlačenie jednotlivých pásiem medzi sebou

Zvýšený počet TVP napájaných zo spoločných rozvodov priniesol požiadavku na zníženie vyžarovania oscilátora do anténneho vstupu.

Tieto hore uvedené požiadavky si vyžiadali principiálne nové obvodové prvky. Jedným z nich bol aj MOS-FET (poľom riadený tranzistor).

Oproti doposiaľ používaným bipolárnym tranzistorom má niekoľko výhod. Je to najmä vysoká vstupná impedancia, ďalej vynikajúce šumové vlastnosti. Jednou z hlavných výhod MOS-FE tranzistora je priebeh prevodovej charakteristiky, ktorý je na rozdiel od bipolárných tranzistorov relatívne málo zakrivený, čím je zistená i dobrá linearita prenosu malých signálov. To má za následok, že obvody s týmto tranzistorom sú menej náchylné na intermodulačné skreslenie a sú tiež odolnejšie voči krížovej modulácii. Použitím MOS-FE tranzistorom, v prevedení ako dvojhradlový, sa získala ďalšia veľmi vhodná vlastnosť najmä pri aplikáciách vo vysokofrekvenčných obvodoch KV - možnosť zavedenia bezstratového riadenia zosilnenia, ktoré je možné regulovať zmenou napätia na druhej riadiacej elektróde. Malé nelineárne skreslenie je, ako už bolo spomínané, predovšetkým dôsledkom pomerne málo zakrivenej charakteristiky, ktorá sa veľmi tesne približuje kvadratickej závislosti. Pri takomto priebehu vzniká prevažne skreslenie druhou harmonickou, pričom skreslenie tretou a vyššími harmonickými je zanedbateľné. Táto vlastnosť je veľmi výhodná pri použití tranzistora FET vo vysokofrekvenčných aplikáciách, lebo ak je tretia harmonická vstupného signálu nulová, resp. zanedbateľná, nenastáva modulačné skreslenie ani krížová modulácia a iné podobné rušivé javy.

Preto sa pri vývoji nového kanálového voliča vo vyššej kvalitatívnej skupine vychádzalo z použitia MOS-tranzistorov, ktoré na základe požiadavkového listu Tesly Orava, vyvinula Tesla Piešťany ako ekvivalent tranzistora BF 905 firmy Texas Instruments.

Pre potvrdenie hore uvedených definícií uvádzame ďalej tabuľku základných vysokofrekvenčných parametrov KV 7PN 382 001 - osadeného bipolárnymi tranzistormi typu AF... resp. GT... a KV osadeného MOS-FET tetrodami typ 6PN 385 15 (ďalej v texte popisovaný).

Uvedené sú typické hodnoty, vychádzajúce zo skutočných meraní.

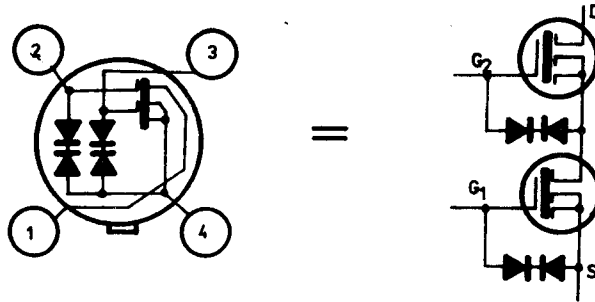
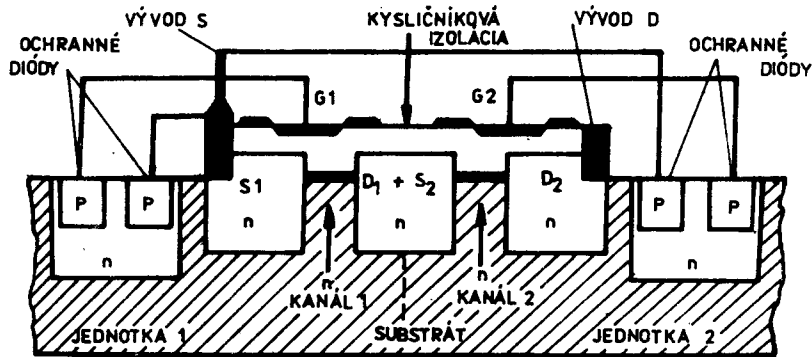
Parameter		Bipolárny KV	MOS-FET KV
		7PN 382 001	6PN 385 15
Sumové číslo	I. až III. TV pásmo	7 kTo	3 kTo
	IV. a V. TV pásmo	15 kTo	7 kTo
Regulácia zisku	I. až III. TV pásmo	min. 25 dB	min. 35 dB
	IV. a V. TV pásmo	min. 35 dB	min. 50 dB
Koefficient odrazu na vstupe	I. až III. TV pásmo	0,5	0,4
	IV. a V. TV pásmo	0,6	0,3
Selektivita pre vstupný zrkadlový signál	I. až III. TV pásmo	min. 45 dB	min. 45 dB
	IV. a V. TV pásmo	min. 28 dB	min. 55 dB
Selektivita pre vstupný medzifrekvenčný signál	I. až III. TV pásmo	min. 40 dB	min. 50 dB
	IV. a V. TV pásmo	min. 80 dB	min. 80 dB
Prevádzkové zosilnenie	I. až III. TV pásmo	min. 14 dB	min. 17 dB
	IV. a V. TV pásmo	min. 19 dB	min. 24 dB
Vyžarovanie oscilátora od anténneho vstupu	I. až III. TV pásmo	min. 70 dB/ μ V	min. 50 dB/ μ V
	IV. a V. TV pásmo	min. 70 dB/ μ V	min. 64 dB/ μ V

Hodnoty krížovej modulácie boli namerané pri maximálnom zisku u KV s MOS-FE tranzistormi desaťnásobne väčšie, ako u KV osadeného bipolárnymi tranzistormi.

1. Elektrické riešenie kanálového voliča

Všepásmový kanálový volič 6PN 385 15 je v tzv. päťtranzistorovom prevedení s deviatimi ladiacimi diódami. Tvorí združenie dvoch voličov, kde jeden pracuje na metrovom pásme (VHF) umožňujúci príjem televízneho programu na kanáloch I., II. a III. TV pásma (1. až 12. kanál normy OIRT) a druhý na decimetrovom pásme (UHF) umožňujúci príjem televízneho programu na kanáloch IV. a V. TV pásma (21. až 60. kanál). Vo vstupných obvodoch vysokofrekvenčných zosilňovačov sú použité dvojhradlové tranzistory KF 907 a na oscilátore bipolárne tranzistory BF 506 (VHF) a BF 479S (UHF).

Zmiešavač VHF pásma, ktorý je súčasne použitý ako medzifrekvenčný zosilňovač je tiež osadený dvojhradlovým unipolárnym tranzistorom KF 907. Použitím týchto tranzistorov získava sa veľké zosilnenie pri malom šume, veľký vstupný odpor, a tým malé tlmenie vstupných obvodov a veľkú stabilitu danú stálosťou parametrov v širokom kmitočtovom rozsahu. Dôjde k zlepšeniu oproti bipolárnym tranzistorom i v parametre odolnosti voči krížovej parazitnej modulácii. Principiálna vnútorná štruktúra MOS-FET dvojhradlového tranzistora je na obr. 1 KV. Súčasne na tomto obrázku je schéma zapojenia a náhradné zapojenie s dvoma samostatnými tranzistormi. Z obrázku je vidieť, že izolačná vrstva hradla je chránená pred prierezom ochrannými diódami priamo v štruktúre obvodu.



OBR. 1 KV

Typickou nevhodnou vlastnosťou týchto tranzistorov je veľká kapacita medzi elektródou D (drain - kolektor) a G (gate - riadiaca elektróda) obmedzujúca zisk bez neutralizácií. Táto nestabilita je kompenzovaná vhodným zapojením vytvoreným priamo v štruktúre obvodu dvojicou tranzistorov v kaskádovom zapojení. Toto zapojenie značne znižuje vnútornú kapacitu a zachováva ostatné výhodné vlastnosti tranzistorov FET.

Zmenou napätia na druhej riadiacej elektróde sa u vstupných tranzistorov riadi zisk a preto sú pripojené na napätie AVC, ktoré pre slabé signály je +8,5 V a pre silné +1 V. Napätie U_{G2-S} (S = source, emitor) sa pritom pohybuje od +4 V do -2V. Pri znižovaní U_{G2-S} klesá kolektorový prúd, preto emitor musí byť pripojený na pomerne "tvrdý" napätový delič. (R_{005} , R_{006} -UHF, R_{107} , R_{108} -VHF) a premostený s G_1 odporom R_{004} -UHF, R_{106} -VHF (viď schéma KV 6PN 385 15). Týmto i pri rôznych hodnotách kolektorového prúdu u tranzistora od tranzistora (technické podmienky pripúšťajú od 5 mA do 20 mA) bude mať G_1 proti emitoru približne stále napätie blízke nule. Strmosť týchto tranzistorov je min. 12 mS, t.j. podobná ako u strmých elektróniek. Kanálový volič má jeden spoločný anténny vstup bez bezpečnostných oddeľovacích kondenzátorov, lebo je určený prevažne pre TVP s oddelením od siete. Tým sa dosahujú lepšie elektrické vlastnosti, čo sa týka koeficientu odrazu na vstupe a šumového čísla. Zhoršenie spôsobili prírody bezpečnostných kondenzátorov, ktoré pre príjmový signál pôsobili ako indukčnosť. Anténny konektor je umiestnený na boku KV a je konštruovaný ako asymetrický 75 ohm, prepojený so vstupnými obvody tinením v f. 75 ohm vedením.

2. VHF časť kanálového voliča

Vysokofrekvenčná tlmivka L 101 na vstupe slúži na ochranu KV pred zničením, spôsobeným náhodným výskytom vysokého napätia na anténnom vstupe napr. pre atmosferické výboje, preskoky v obrazovke a pod. Súčasne zabraňuje prenikaniu signálov s nižšími kmitočtami do obvodov KV. Na ochranu slúžia i diódy D 101 - D 102. Nakoľko KV je vybavený spoločným vstupom

VHF/UHF, je potrebné signál rozdeliť na VHF a UHF.

K tomuto účelu slúžia kmitočtové výhybky. Dolnofrekvenčná priepusť do cca 300 MHz pre VHF signál je tvorená indukčnosťami L 102, L 103 a kapacitou C 101 zapojenými do tzv. T-článku.

Obdobne je tvorená hornofrekvenčná priepusť od cca 40 MHz pre UHF signál: C₀₀₁, C₀₀₂ a L₀₀₁ v zapojení tiež do T-článku. Kmitočty mimo uvedenú oblasť sú potlačené cca o 20 dB, tým dôjde k dobrému rozdeleniu signálov VHF a UHF, bez vzájomného ovplyvňovania.

VHF signál na ceste k vstupnému tranzistoru T 101 KF 907, prechádza cez paralelný odlaďovač kmitočtu 140 MHz, tvorený kapacitou C 102 a paralelne indukčnosťou L 105 a L 104 v sérii. Ďalej ide signál cez odlaďovač medzifrekvenčného kmitočtu od 31,5 do 38 MHz, tvorený dvoma sériovými ladenými obvodmi. Sériový obvod C₁₀₃, L₁₀₆ je ladený na 31,5 MHz a obvod C₁₀₄, L₁₀₇ ladený na 38 MHz. Väzba medzi týmito obvodmi je tvorená kapacitou C₁₀₅. Kombináciou týchto dvoch sériových odlaďovačov vznikne pásmové odladenie celého nf pásma o min. 50 dB voči signálu prenášanému. Takto selektívne upravený VHF signál dostáva sa na vstupné ladené obvody.

I. a II. TV pásmo (pre jednoduchosť ďalej píšeme len I. pásmo) je tvorené paralelným ladením obvodov L 108 v sérii s L 109 a kapacitou ladiacej diódy (varikapom) D 104. Vstupný ladený obvod pre III. TV pásmo je tvorený indukčnosťou tvorenou paralelným spojením L 110 a sériových indukčností L 108, L 109 a ladiacej diódy D 104.

Paralelné spojenie sa uskutoční spínacou diódou D 103 ovládanou napätím +12 V, pripojeným na U_{III}. Kondenzátor C 107 je na jednosmerné oddelenie spínacieho napätia. Odpor R 101 paralelne pripojený k L 108 a L 109 (L 110 sa na I. a II. pásme neuplatňuje) vhodne pritlmuje vstup pre I. pásmo, čím sa dosahuje vyrovnaný priebeh vstupnej impedancie po celom pásme. Rozdelením rezonančnej indukčnosti na L 108 a L 109 sa dosiahne lepšieho impedančného prispôsobenia na 75 ohm - impedančný transformátor ako odbočka na cievky. Dióda D 103 má pri prepnutí na I. pásmo záporné predpätie, vzniklé na deliči R 102, R 103 z napájacieho napätia U_I a II potrebné, aby kapacita D 103 bola čo najmenšia. Pri príjme III. TV pásma má dióda D 103 na katóde cca +10 V napätia, ktoré dostáva z napájania U_{III} +12 V cez spínaciu diódu D 112 a pritom jej anóda má +12 V priamo z U_{III}.

Trimer CT 101 slúži na doladenie 12 kanálov a je konštruovaný ako odvíjací, z lakovaného drôtu navinutého na postriebrenom kolíku. Kondenzátory C 106, C 108 (4n7) slúžia na jednosmerné oddelenie. Tlmivka L 122 spolu s kondenzátormi C 107 a C 141 tvoria filter, zabráňujúci priechodu oscilačného napätia na anténny vstup.

Vysokofrekvenčný vstupný zosilňovač osadený tranzistorom MOS-FET T 101 - KF 907 pracuje do pásmovej priepuste tvorenej primárnym a sekundárnym paralelným rezonančným obvodom, viazanými nadkriticky. Na I. pásme je primárny obvod tvorený indukčnosťou L 112, ladiacou diódou D 105, paralelne s doladovacím trimrom ST 102. Kapacita C 113 slúži na jednosmerné oddelenie ladiaceho napätia od kolektora. Sekundárny obvod sa skladá z indukčností L 115 s ladiacou diódou D 108 a sériovým kondenzátorom C 121, ktorý podľa potreby môže slúžiť i ako súbežový kondenzátor (pri C 121 = 110 pF a pod.).

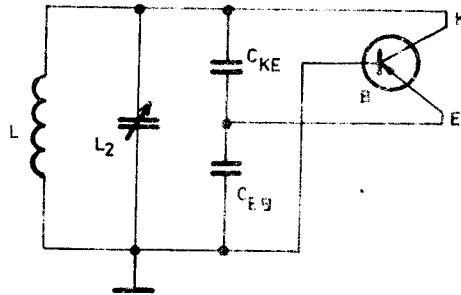
Väzba medzi primárom a sekundárom je prúdová, tvorí ju na I. pásme indukčnosť L 113 vysokofrekvenčne zemnená cez kapacitu C 116. Indukčnosti L 111 a L 114 sú indukčnosti III. pásma, ladia sa ešte pred I. TV pásmom a na I. TV pásme sa neuplatňujú. Na I. pásme majú spínacie diódy D 106 a D 107 záporné predpätie na anódach - anódy sú spojené so zemou podobne ako dióda D 103 cez odpor R 124 - 1 Mohm, aby ich kapacita bola veľmi malá, ináč dôjde k rozladeniu I. a II. pásma. V III. TV pásme po otvorení diód D 106 a D 107 napätím U_{III} +12 V cez R 112 je pásmový filter tvorený na primárnej strane indukčnosťou L 111 a sekundárne L 114. Prúdová väzba je tvorená indukčnými prívodmi blokovacieho kondenzátora C 117 (v schéme nie je označená).

Kondenzátor C 103 prispieva k väzbe na celom VHF pásme a je tvorený dvoma izolovanými drôtami, uloženými vedľa seba. Táto väzba je frekvenčne závislá v závislosti na zmenu kapacity ladiacich súčtí a súčasne zlepšuje súbeh.

Pracovný bod vstupného tranzistora T 101, ako už bolo v úvode spomínané, je nastavený deličom v emitore R 108, R 107 a odporom R 106, ktorý vyrovnáva zmeny kolektorového prúdu v rôznych väzkach tranzistorov, alebo spôsobené vplyvom AVC na G_2 . Pre zaistenie plného rozsahu riadenia zisku je delič R 107, R 108 realizovaný pomerne malými odpormi tak, aby pri klesaní kolektorového prúdu dôsledkom zmeny napätia na G_2 (regulácia AVC) sa neovplyvovali charakteristiky AVC. Napätie na G_2 sa vplyvom regulácie mení od 8,5 V pre slabé signály (plne zosilnené) do cca 0,8 V pre silné signály, čo znamená zmenu voči emitoru o cca 5 V. A preto by pri silných signáloch (poklesom tiež I_C) vzniklo veľké záporné napätie G_2 voči emitoru, čo by spôsobilo zhoršenie krížovej modulácie a intermodulácie.

Zosilnený signál zo sekundárneho obvodu pásmového filtra prichádza cez väzbovú kapacitu C 122 na G_1 zmiešavacieho tranzistora T 102 typu MOS-FET KF 907. Riadiaca elektróda G_2 je pripojená na pevný delič R 116, R 117, ktorý vytvára predpätie voči emitoru +3,8 V ($U_{G2} = 4,4$ V, $U_E = 0,6$ V). Riadiaca elektróda G_1 je bez napätia, resp. má voči emitoru -0,6 V. Tento pracovný bod je približne optimálny pre najväčší zmiešavací zisk a nemení sa napriek kolísaniu kolektorového prúdu.

Oproti bipolárnym tranzistorom potrebuje MOS-FET na pozícii zmiešavača omnoho vyššie oscilačné napätie. Zmiešavanie je aditívne - do spoločnej elektródy G_1 prichádza signál zo sekundáru pásmového filtra cez C 122 (Sp2) a z oscilátora cez C 123 (2p2), oscilátor je osadený bipolárnym tranzistorom BF 506 T 103, v trojbodovom zapojení so spoločnou bázou, blokovanou kondenzátorom C 130. Principiálne zapojenie sa dá zjednodušene nakresliť (obr. 2 KV).



OBR. 2 KV

Stupeň kladnej spätnej väzby je tým vyšší, čím je väčší pomer $C_{KE} : C_{EB}$ (resp. kapacity kondenzátorov pripojených). Naväzujúc na zapojenie podľa schémy, stupeň väzby je nastavený pomerom C 131 a C 129. V III. TV pásme stupeň väzby sa znižuje tým, že spínacou diódou D 109 pomocou U_{III} je kapacita C 139 paralelne priradená k C 129. Na I. pásme je C 139 zapojený na zvýšenie väzby priamo na kolektor a emitor (paralelne k C 131). Ladený obvod je pre I. pásmo tvorený sériovým zapojením indukčností L 119, L 120 a ladiacou diódou D 110. Rozsah preladenia oscilátora je upravený súbehovým kondenzátorom C 135 - (padding) v III. pásme je ladený obvod tvorený indukčnosťou L 119. Indukčnosť L 120 je vyskratovaná cestou spinacej diódy otvorenej napätím U_{III} cez C 134. Nakoľko od oscilátora sa vyžaduje dobrá tepelná stabilita kmitočtu, je táto zaisťovaná pomocou kondenzátorov C 140, C 133, C 139 s vysokým záporným koeficientom. Dôsledkom vyššieho oscilačného napätia na I. pásme (2-3V), nad prah svojej vodivosti cca 0,6 V ladiaca dióda D 110 začne detekovať oscilačné napätie, takže na kondenzátore C 135 sa začne vytvárať predpätie, ktoré by zablokovalo znižovanie ladiaceho napätia pod svoju úroveň a tým i naladenie oscilátora na prvý kanál. Preto amplitúdu oscilačného napätia pre I. pásmo znižujeme znížením napájacieho napätia pre oscilátor. Zníženie zabezpečuje úbytok na odpore R 125, zapojenom medzi U_{IaII} a odpory R 120.

R 123. V III. TV pásme funkcia odporu je zrušená spínacou diódou D 113, ktorá odpor R 125 premostuje, takže je zachované napätie emitora T 101 cez delič R 108 - R 107.

Dióda D 112 zabezpečuje pri zapnutí III. TV pásma činnosť oscilátora pri plnom napájacom napätí. Dióda plní pri činnosti na I. pásme úlohu hradlovacej diódy, brániacej, aby sa napájacie napätie od prívodu U_{IaII} nedostalo na spínaciu diódu D 109. Nakoľko pri I. pásme spínacia dióda D 109 usmerňuje oscilačné napätie, musí byť v obvodoch ovládania III. TV pásma (pripojené na U_{III}) zaradený PNP tranzistor vo funkcii oddeľovacieho (oddeľuje záporné detekované napätie od obvodov ovládania). Dióda D 111 oddeľuje obvody ovládania pripojené na U_{IaII} pri činnosti III. TV pásma.

Výstupný MF obvod je prevedený ako širokopásmový a to z dôvodu, lebo takýto obvod si nevyžaduje zladovanie kanálového voliča s OMF pri jeho výmene. Šírka pásma 6,5 MHz na 0,5 dB poklesu od vrcholu a presedlanie nadkritickej väzby 0,5 dB je zaistená pásmovým filtrom s prúdovo - induktívnou väzbou. Primárny obvod je tvorený indukčnosťou L 116 s kapacitou C 127, sekundárny L 117, C 128 a vstupnou impedanciou OMF, ktorá je 50 ohm. Väzbu tvorí L 118. Pre zníženie úrovne vyžarovania oscilátorového napätia do napájacích obvodov zaisťovávaca U_z je zaradený π -filter (dolnofrekvenčná priepust) C 136, L 121 a L 137.

3. UHF časť kanálového voliča

Ako už bolo spomenuté, frekvenčná výhybka C 001, C 002, L 001 zaisťuje voľný priechod UHF signálu a útlm VHF.

Vstupný paralelný ladený obvod je tvorený indukčnosťou L 002 a ladiacou diódou D 001 v sérii s kapacitou C 003. Kapacita C 003 je súbehový kondenzátor upravujúci rozsah zmeny kapacity ladiacej diódy na požadovaný.

Doladovací trimer CT 001 slúži na doladovanie. Indukčnosť L 001 je realizovaná z hrubého postriebreného drôtu 1,25 závitů na kostičke a je doladovaná mosadzným jadrom.

Nakoľko pri zmene kmityoch dochádza tiež k zmene vstupnej impedancie unipolárneho tranzistora T 001, došlo by k zmene tlmenia obvodu pri súčasnom rozladovaní. Túto zmenu transformuje na konštantnú ladiaca dióda D 002, zapojená do série s väzbovou kapacitou C 004 a to tak, že pri vzraste kmityoch - keď U_L stúpa, klesá jej kapacita (tým i celková väzbová kapacita), čo kompenzuje pokles vstupnej impedancie tranzistora na vyšších kmityoch. Indukčnosť L 003 slúži na prispôbenie dynamického odporu vstupného ladeného obvodu na vstupnú impedanciu 75 ohm (tvorí s L 001 delič ovplyvnený C 002). Pracovný bod T 001 je zabezpečený podobne ako v tranzistore T 101 (vysvetlené v úvode).

Feritový toroid F01 navlečený na prívod G_2 je proti parazitnému kmitaniu vstupného vf. zesilňovača. Proti parazitnému kmitaniu je dôležité zabezpečiť dokonalé, čo najkratšie prepojenie vývodov emitora T 001 a G_2 s bezindukčnými kapacitami (klinové prevedenie) C 005, C 008. Podobne to platí i pre T 101 u C 111 a C 112.

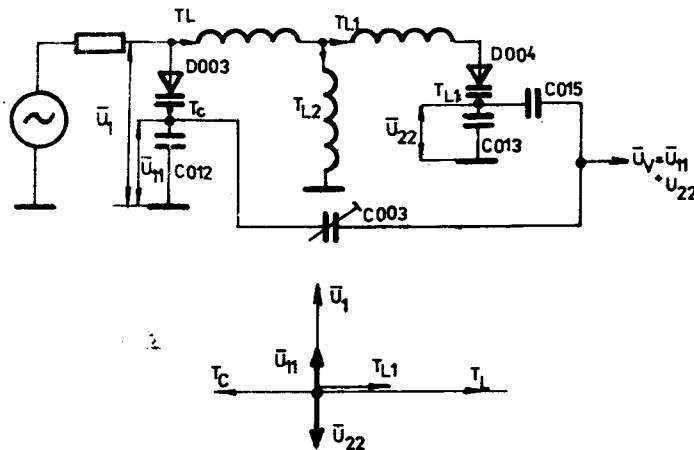
Ako vo VHF tak i v UHF je záťažou vstupného tranzistora dvojobvodová laditeľná priepust ktorej primárny paralelný obvod tvorí indukčnosť L 006 s ladiacou diódou D 003 v sérii so súbehovým kondenzátorom C 012 a sekundárny L 008, D 004, C 013. Doladovacie trimre CT 002 a CT 004 zabezpečujú doladovanie na hornom konci UHF pásma. Väzba medzi primárnym a sekundárnym obvodom je prúdová cez plošný spoj medzi L 006 a L 008. Väzba je podkritická z dôvodu zabezpečenia požadovanej selektivity. Konštrukčné prevedenie a doladovanie L 006 a L 008 je realizované obdobne ako u L 002 - mosadznými jadrami.

Kapacita C 010 jednosmerne oddeľuje kolektor T 001 od zeme a L 005 naopak tvorí pre vf. signál zádrž v jednosmernej ceste napájania kolektora. C 009 a C 026 zabezpečujú filtráciu zvyškov vf. signálu a oscilátorového v jednosmernom napájaní T 001. Väzbu sekundárneho

obvodu pásmovej priepuste sprostredkováva kondenzátor C 015 a to z deliča D 004, C 013. Naviazanie na odbočku sekundárneho obvodu D 004, C 013 znamená menšie tlmenie obvodu zo strany tranzistora T 002 a tým menšie vzájomné ovplyvňovanie obvodov pásmového filtra oscilátorom - rovnomernejšie zosilnenie. Na vyšších kmitočtoch, tým že klesá kapacita ladiacej diódy, znižuje sa i stupeň väzby na samokmitajúci zmiešavač. V inom prípade so stúpajúcim kmitočtom stúpa dynamický odpor rezonančného obvodu a tým i zosilnenie. Naviazanie zo súbehového kondenzátora umožňuje kompenzáciu pre väčšie potlačenie zrkadlových kmitočtov, ktoré spočívajú v súčasnom privádzaní v.f. napätia na vstup zmiešavača zo sekundárneho obvodu z C 013 cez C 015 a v.f. napätia z primárneho obvodu cez kapacitu CT 003 (realizovanú dvoma paralelnými drôťmi). Princíp potlačenia zrkadlových kmitočtov je nasledujúci:

Pri rezonancii vzniká medzi primárom a sekundárom posun fázy napätí o 90° . U rezonančného obvodu ďalej platí, že pre kmitočty vyššie ako je rezonančný (čo vždy platí o zrkadlových kmitočtoch) je paralelný rezonančný obvod LC kapacitou s paralelným veľkým ohmickým odporom a seriový LC obvod je indukčnosťou s malým sériovým ohmickým odporom. Nakoľko, ako už bolo spomenuté, je v rezonancii a pri správnom zmysle vinutia, napätie na sekundárnej cievke voči primárnej o 90° oneskorené. To isté platí i o napätiach na súbehových kondenzátoroch. Pri vyššom kmitočte než je rezonančný kmitočet, bude napätie oneskorené o viac než 90° , a čím bude kmitočet vyšší, tým viac sa bude fázový rozdiel blížiť 180° , t.j. proti fáze. Nakoľko zrkadlový kmitočet je vyšší o $2\Delta\omega_{MF} = 76 \text{ MHz}$, čo je cca 10 % z rezonančného kmitočtu, na hornom konci UHF pásma sa dosahuje pri tomto kmitočtovom rozdieli posuv fázy skoro 180° . Preto pri správne nastavenej veľkosti CT 003 sa dosiahne výrazné zvýšenie potlačenia zrkadlových kmitočtov, než by sa dosiahlo selektivitou pásmového filtra.

Hore uvedená kompenzácia zrkadlových kmitočtov je znázornená vektorovo na obr. 3 KV.



OBR. 3 KV

Samokmitajúci zmiešavač je osadený bipolárnym tranzistorom BF 479S. Paralelný rezonančný obvod je obdobne prevedený ako obvody na vstupe resp. pásmovej priepusti. Tvoria: cievka L 010 a ladiaca dióda D 005 v sérii s kondenzátorom C 016 upravujúci súbeh (padding). Paralelne pripojený C 021 alúži na tepelnú kompenzáciu oscilátora a má vysoké záporné TK. Ladený obvod je na tranzistor naviazaný cez malú kapacitu C 020, čo zabezpečuje dobré oddelenie oscilátora od medzifrekvenčných obvodov a čo najmenší vplyv parametrov tranzistora na kmitočet oscilátora. Kladná spätná väzba potrebná pre činnosť oscilátora $C_{KE}:C_{BB}$

je tvorená nasledovne:

Kondenzátory C 016, C 013 sa môžu zanedbať, nakoľko na kmitočtoch UHF svojou veľkosťou tvoria skrat. Potom C_{KE} je tvorená samotným tranzistorom s vonkajšími kapacitami spojov a kapacita C_{EB} zväčšená o paralelné zapojenie kondenzátorov C 015, C 017. Spättnú väzbu vhodne dopĺňa pripojenie kondenzátora C 017 na odbočku rezonančného obvodu tvorenú ladiacou diódou D 005 a súbehovým kondenzátorom C 016. Väzba pásmového filtra s oscilátorom je nastavená deličom - pomerom C 017, C 016.

Medzifrekvenčný signál vznikajúci zmiešaním oscilátorového a signálneho kmitočtu je vyfiltrovaný zo zmesi kmitočtov vznikajúcich zmiešavaním pásmovou priepustou L 012, L 013 a prúdovou indukčnou väzbou, pomocou cievky L 014. Jeho naviazanie na oscilátor je oddelené tlmičkou L 011 a stabilizačným odporom R 012. Ladiaca kapacita primáru je C 022 sekundáru C 023. Sekundárny obvod je tlmený odporom R 013 a R 014 spojenými paralelne. Spínacia dióda D 006 zopnutá pri činnosti UHF napätím $U_{IV,V}$ cez pracovný odpor R 014, slúži pri činnosti VHF na oddelenie sekundárneho MF obvodu UHF (L 013, C 023), ktorý na prvom kanále by vytváral odsávanie. Pri prijíme na UHF tranzistor T 102 pracuje ako druhý zosilňovací mf. stupeň.

II. MODUL OBRAZOVĚJ A ZVUKOVĚJ MEDZIFREKVENCIE - (MF)

1. Obecný popis a funkcia

Medzifrekvenčný modul združuje niekoľko obvodových celkov, ktorých úlohou je vytvorenie požadovanej selektivity; je tu sústredená prevažná časť zosilnenia prijímaného signálu, jeho demodulácia a úprava na videosignál s konštantnou amplitúdou pre moduly P,G ako aj pre synchronizáciu rozkladových obvodov. Dôležité je vytvorenie správnej väzby kanálového voliča a mf modulom, aby nebolo potrebné zladovanie väzbového obvodu po spojení mf modulu s kanálovým voličom. Zabudované obvody AVC a AFC zabezpečujú stabilitu elektrických vlastností i pri veľkých zmenách úrovne vstupného signálu a kolísaní frekvencie oscilátora tunera najmä v pásme UHF. V mf module sú zabezpečené i funkcie blokovania zvukového kanála pri neprítomnosti TV signálu a rozladovania polohy pracovného bodu AFC. Voliteľnosť priebehu krivky selektivity PAV-filtra v oblasti nosných zvuku 31,5 a 32,5 MHz umožnila vypustenie prepínača K-G; okrem toho je potrebná selektivita zaistovaná prakticky bez fázového skreslenia, ktorému sa nebolo možné vyhnúť u klasických ladených obvodov.

Zvuková informácia sa spracováva najmodernejším známym spôsobom v tzv. kvaziparalelnom (QP) zvukovom kanáli, čo zaručuje kvalitný zvukový signál v oboch normách DK i B,G nezávisle od naladenia obrazu.

Zabezpečením všetkých uvedených funkcií sa mf modul stáva jedným z najzložitejších obvodov FTVP, čo do rozmanitosti problematiky a náročnosti obvodového riešenia. Jeho aplikácia do signálovej časti vyžaduje min. počet vonkajších prvkov, pričom pri klasickom rozdelení na moduly OMF, AFC a ZMF by to predstavovalo 3 samostatné moduly.

2. Obvodové riešenie

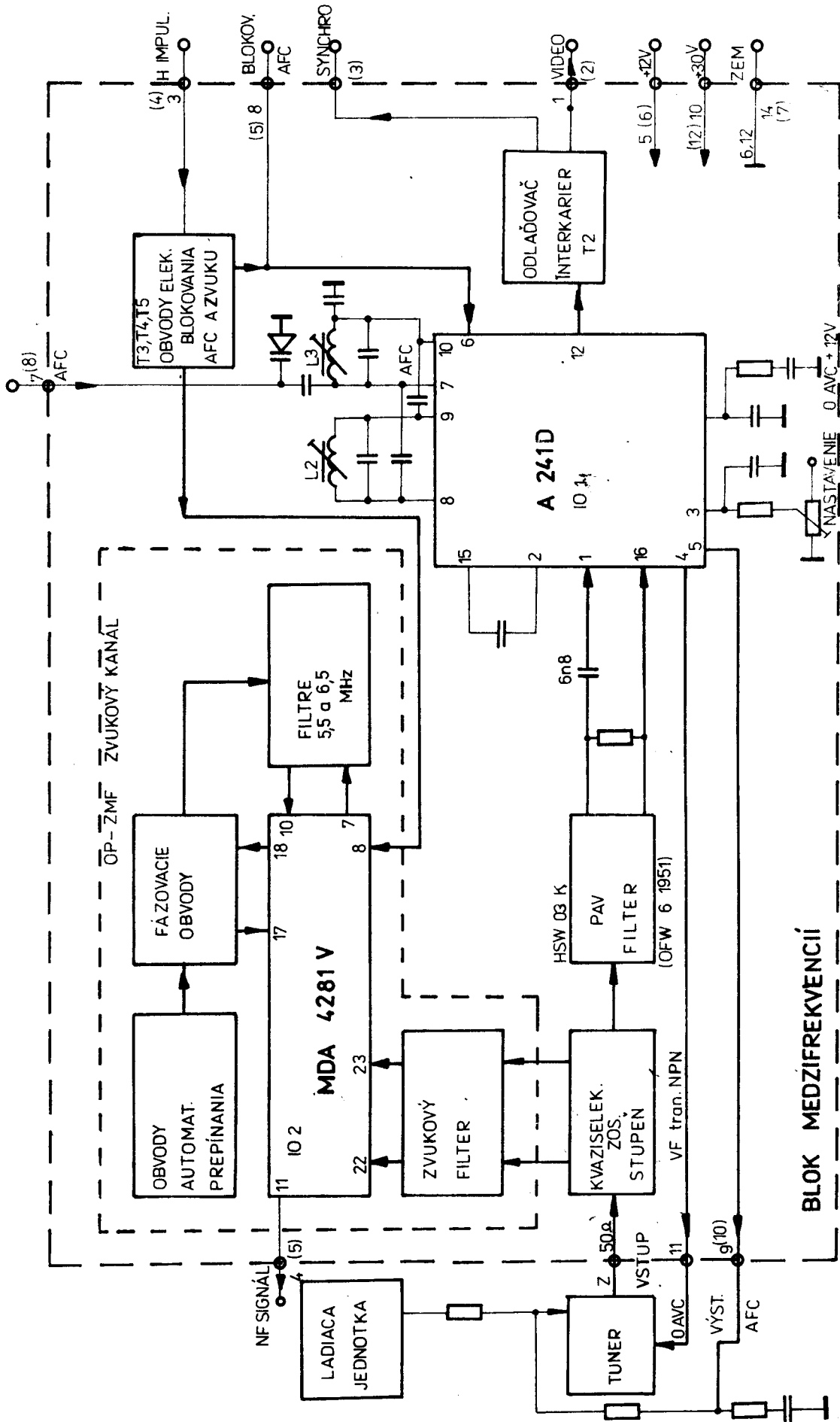
Na obr. 1-MF je uvedené blokové zapojenie MF modulu v spolupráci s náväznými obvodmi (ovládanie, kanálový volič, vonkajšie obvodové prvky). Z hľadiska funkcie sa dá rozdeliť na tri samostatné funkčné podsystémy:

1. obrazový mf kanál
2. kvaziparalelný (QP) zvukový mf kanál
3. obvody elektronického blokovania zvuku (pozn.: pôvodne pripravené blokovanie AFC pri prepínaní programov je zabezpečované z prijímača diaľkového ovládania u typov s DO a zvláštnym mžikovým spínačom na mechanickej jednotke voľby LPA 8 u typov bez DO)

Obvodom súvisiacim bezprostredne s modulom MF je zmiešavací stupeň kanálového voliča. Vzhľadom na jeho selektivitu, ktorá je úzko spätá so vstupnou impedanciou MF modulu, považujeme ho za prvý aktívny stupeň OMF a ako taký bol riešený s cieľom dosiahnuť optimálny prenos a zisk. Okrem toho pri navrhovanej koncepcii plní úlohu selektivity pre kvaziparalelný zvukový kanál, čím sa môžu ušetriť selektívne obvody v MF module, ak sa dôsledne rieši problém väzby bez zladovania.

OMF kanál je osadený IO typu A 241 D, ktorý zabezpečuje zosilnenie a demoduláciu signálu i regulačné napätie AFC. Vnútornej regulačný systém AVC riadi zosilnenie vlastného zosilňovača a kanálového voliča a obvody pre AFC stabilizujú kmitočet oscilátora v kanálovom voliči. AFC detektor je vybavený varikapom umožňujúcim jemné doladenie pracovného bodu, takže je možné posúvať polohu nosnej obrazu po Nyquistovej hrane v rozmedzí až cca 1MHz.

Spolehlivá činnosť funkcie AFC bola pôvodne zabezpečená na module MF obvodmi pre automatické blokovanie, ktoré pri trvalej, alebo krátkodobej neprítomnosti signálu samočinne zablokuje činnosť obvodov AFC. Táto funkcia bola ďalej využitá aj pre súčasné zablokovanie zvukového kanálu. Keďže automatické blokovanie AFC je podľa novej koncepcie zabezpečené obvodmi programovej voľby, zostalo pri blokovaní zvuku ak nie je dodávaný na MF obvody TV signál.



OBR. 1 - MF BLOK MEDZIFREKVENCII

Selektivita prijímača je zabezpečená novým spôsobom tým, že ju realizuje jediná súčiastka - filter s povrchovou akustickou vlnou (PAV-filter). Týmto riešením odpadá nutnosť pracovného ladenia pri súčasnom dodržaní jednotnej amplitúdovej, ale hlavne fázovej charakteristiky prenosu, čo doposiaľ nebolo možné. Podrobnosti o PAV-filtroch uvádzame na konci popisu OMF zosilňovača.

Straty vo filtri, ktoré sú značne vysoké (17 - 30 dB podľa použitého typu) sú kompenzované kváziselektívnym zapojením lineárneho stupňa s tranzistorom T1 (KF 589), ktorý okrem tejto základnej funkcie musí zabezpečiť konštantnú hodnotu predpísanej vstupnej impedancie a spracovanie veľkých úrovní interferujúcich nosných signálov obrazu, zvuku a farby pri čo najmenších hodnotách vznikajúcich interferenčných produktov. Tento stupeň musí byť tiež dostatočne odolný proti križovej modulácii. Tieto aspekty v riešení OMF bloku sú nové a doteraz neuvažované. Do kolektorového obvodu tohto stupňa je symetricky naviazaný vstup QP zvukového kanálu, ktorý bude osadený u nás vyvíjaným ekvivalentom IO TDA 4281 T pod označením MDA 4281 V.

Výstup videosignálu je vedený cez odlaďovač interkarieru do jasového kanála s už známym "kvazi" sledovačom T2 (KC 148) z emitora a z kolektora v potrebnej polarite do odlaďovača synchronizačnej zmesi.

Na zabránenie interferencie farbonosných signálov do obvodov pre 5,5 MHz bolo uvažované so zavedením automatického elektronického prepínania OIRT/CCIR (DK/BG) pre prepnutie zvukového kanálu do jednej či druhej normy nebolo zavedené. Riešenie s keramikými filtermi t.j. zlepšenie selektivity na vstupe zosilňovača-obmedzovača interkarieru prepínanie filtrov nepotrebuje. (Súčasný výskyt nosnej 5,5 a 6,5 MHz s malým rozdielom amplitúd je vylúčený - vtedy by interferovali i obrazové signály.)

Takisto bolo možné pri použití PAV-filtrovača vypustiť zvláštny odlaďovač na kmitočet 32,5MHz v obrazovej ceste; filter -PAV potláča dobre nosné zvuku podľa obidvoch noriem.

Vzhľadom na zložitosť zapojenia, ktoré obsahuje nezávislé funkčné celky, je popis rozdelený na dve samostatné časti a to na:

- Obrazový medzifrekvenčný kanál a automatika blokovania
- Kváziparalelný zvukový kanál a elektronické prepínacie obvody

3. Obrazový medzifrekvenčný kanál

Tvorí samostatný funkčný celok pre spracovanie mF kmitočtu obrazu, demoduláciu videosignálu, vytváranie riadiacich napätí AVC a AFC, oddelenie a úpravu synchronizačnej zmesi a obsahuje tiež obvody pre elektronické blokovanie činnosti obvodov zvuku ak nie je prítomný žiadny video-signal. Obrazový medzifrekvenčný kanál obsahuje:

- kváziselektívny zosilňovací stupeň
- selektivitu tvorenú filtrom PAV
- širokopásmový riadený vf zosilňovač so synchrodemodulátorom, AVC a AFC detektorom, invertorom porúch v úrovni čiernej a bielej a videopredzosilňovačom tvoreným IO A 241 D
- odlaďovač signálu interkarier s filtrom typu DP
- predzosilňovač video-signálu s výstupmi v obidvoch polaritách
- obvody automatického blokovania funkcie AFC a zvukového kanálu

Kváziselektívny zosilňovací stupeň

Je osadený tranzistorom T1 (KF 589). Na tento stupeň sú kladené viaceré náročné požiadavky, ktoré určujú voľbu tranzistora, spôsob zapojenia a špecifický prístup k riešeniu.

Medzi základné požiadavky patria:

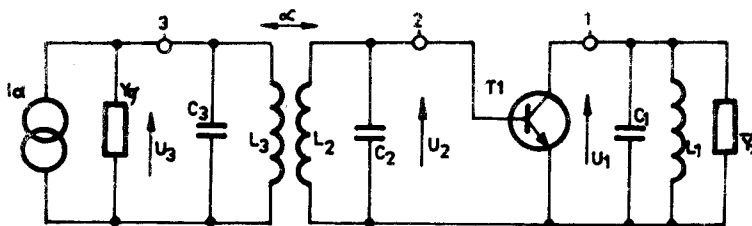
- max. napätové zosilnenie pri dostatočnej stabilite proti rozkmitaniu
- min. hodnoty intermodulácie
- max. odolnosť voči krížovým moduláciám
- konštantná vstupná impedancia
- riešenie s ohľadom na nezávislosť ladenia tunera a OMF pri max. využití zosilnenia zmiešavača a min. hodnotách skupinového oneskorenia vo väzbovom obvode
- optimálna hodnota výstupnej impedancie vzhľadom na PAV-filter, pre dobré potlačenie "TPS" signálu (trojnásobne prenesený signál). (V zahraničí používaná "TTS" skratka: triple transit signal.) Tento stupeň zabezpečuje tiež symetrickú väzbu na QP zvukový kanál, ako to vyžaduje IO pre ZMF.

Splnenie týchto často protichodných požiadaviek si vynútila aplikácia filtra PAV a zvolená koncepcia, ktoré predpokladá konštantnú hodnotu vstupnej imped. modulu MF, 50 ohm/O²; čím je zaručená optimálna väzba s kanál. voličom o podobnej výstup. impedancii širokopásm. MF výstupu bez ďalšieho zladovania po spojení oboch modulov. Vyžaduje si to tranzistor s vysokou linearitou vstupnej charakteristiky, vysokou hodnotou parametra (Y_{21e}) (strmosť) a nízkymi hodnotami zložky $Im(Y_{12e})$ (parazitná vnútorná spätná väzba).

Problém sa stane zreteľným, ak si uvedomíme, že na vstup tohto aktívneho stupňa prichádzajú signály troch nosných frekvencií a to nosná obrazu 38 MHz, nosná farby 33,3 až 34,1 MHz a nosná zvuku 31,5 MHz s úrovňami až 20 mV_{ef}. Tieto kmitočty vytvoria na nelineárnej kvadratickej vstupnej charakteristike tranzistora nové kmitočty, produkty interferencie, ktoré spadajú do oblasti videoprenosu a môžu sa objaviť v obraze ako nežiadúco veľké rušenie (moiré). Tento problém sa stal špecifický práve pri koncepciách s filtrom PAV a vyžaduje si osobitný prístup k riešeniu s vhodným typom tranzistora. Nakoľko zahraničný typ je nedostupný a vývoj ekvivalentu sa zamietol, bolo nutné vynaložiť veľké úsilie pri riešení tohto problému v celej jeho šírke s náhradným prvkom typu KF 589.

Kváziselektívny stupeň je nová kategória aktívnych stupňov, ktoré v literatúre nie sú popísané a tvoria prechod medzi aperiodickými a selektívnymi zosilňovacími stupňami.

Pri riešení sa musí vychádzať zo spoločného zapojenia zmiešavacieho stupňa cez pásmový filter OMF na kváziselektívny stupeň zatažený filtrom PAV, ako to uvádza východzie zapojenie pre návrh, obr. 2 - OMF.



Obr. 2 - OMF

- uzol 3 - predstavuje zmiešavací tranzistor tunera zatažený primárnym obvodom pásmového filtra C_3L_3
- uzol 2 - sekundárny obvod pásmového filtra (väzby OMF - tuner) zatažený vstupnou impedanciou stupňa T1, ktorá musí byť frekvenčne nezávislá (ohmického charakteru)
- uzol 1 - kolektorový obvod stupňa zatažený vstupnou impedanciou filtra PAV, ktorá určuje zisk stupňa. Indukčnosť L_1 vyladuje imaginárnu zložku vstupnej impedancie filtra PAV. (L_1 je predstavovaná v transformátore TR 1.)

Pracovný bod sa volí tak, aby sa dosiahla čo najmenšia možnosť krížovej modulácie (sú k tomu vypracované teoretické podmienky) a zároveň sa dosiahla stanovená hodnota vstupnej impedancie nominálne:

$$Z = 50 \text{ ohm}/0^\circ \pm 10\% \text{ v pásme } f = 30 \text{ až } 40 \text{ MHz}$$

Pri použití 5% tolerancie odporov a max. rozptyle parametrov tranzistora sa kolektorový prúd I_C bude pohybovať v rozmedzí:

$$8 \text{ až } 12,5 \text{ mA},$$

čo zabezpečí vyššie uvedené požiadavky.

Max. možné zaťaženie tranzistora neprekročí hodnotu 125 mW, čo ešte rešpektuje požiadavku spoľahlivosti (60% P_{Cmax}).

(Z hľadiska linearity má byť I_C pomerne veľký, ale sme tu obmedzení povolenou výkonovou stratou dostupného tranzistora.)

Napätové zosilnenie stupňa (typ. 25 dB) je stabilizované paralelnou napätovou zápornou spätnou väzbou cez R 4, C 3 (viď schému modulu MF, code 6PN 053 36), ktorá zároveň znižuje výstupnú impedanciu stupňa na hodnotu menšiu ako 500 ohm pre zabezpečenie dobrého potlačenia TPS (trojnásobne preneseného signálu) PAV-filtra.

Konštrukčné usporiadanie je veľmi dôležité vzhľadom na to, že parazitné väzby spôsobujú rýchle zhoršenie potlačenia (selektivity) filtra mimo priepustného pásma.

Navrhnutou koncepciou sa zabezpečí optimálny prenos OMF kmitočtov zo zmiešovača na MF modul, nakoľko vyriešený pásmový filter je možné ladiť na zvlnenie max. 0,5 dB, pri súčasnom dosiahnutí veľmi nízkej max. relatívnej odchýlky skupinového oneskorenia voči strednému pásmu (výsledky meraní na labor. vzorkoch dávajú +13,6 ns na dolnom okraji priepustného pásma a -7,8 ns na hornom okraji priepustného pásma, t.j. temer "nulové" fázové skreslenie z hľadiska požiadavkov na kvalitu obrazu.

Selektivita MF zosilňovača je tvorená filtrom PAV typu PBF resp. OMW K 1950 fy Siemens. Filtre PBF sú vyvinuté na báze materiálu BGO (vismut - germaniát). Toto riešenie sa vyznačuje rozdielnymi vlastnosťami oproti známym výrobkom svetových výrobcov. Rozdiely sú podstatné v priebehu a hodnotách vstupnej aj výstupnej impedancie, sú u nich cca 10 dB vyššie straty a líšia sa aj priebehom komplexnej frekvenčnej charakteristiky prenosu (amplitúdovej aj fázovej). Hlavné údaje k filteru PBF 305 uvádzame na konci II.kap. Vzhľadom na overenú možnosť dosiahnutia požadovanej strmosti hrany odlaďovača na kmitočte 32,5 MHz sa dá zabezpečiť prenos mf nosnej farby 33,7 MHz na vrchole krivky s určitou rezervou (cca 0,5 MHz). Tým je možné zaručiť trvalé odladenie oboch zvukových nosných pred príchodom na demodulátor a čistý, interferenčných produktov úplne zbavený obraz. Takto sa ušetril ručný prepínač D/K, resp. zložitá automatika, ktorou sa to malo riešiť v prvej variante riešenia mf modulu.

Blok spracovania signálu realizovaný s integrovaným obvodom A 241 D bol podrobne popísaný v technickej informácii č. 42 - ČB TVP Saturn. Regulačný obvod AFC bol navrhnutý po podrobnom rozbere tak, aby boli zabezpečené optimálne vlastnosti regulácie pri zaručenej stabilite systému proti rozkmitaniu. Pre systém AVC sa použilo doporučené zapojenie výrobcu IO, u ktorého sa rešpektovali vlastnosti nových typov tunerov. Nové kanálové voliče MOS-FET majú zásadne i medzi jednotlivými typmi (Tesla, RČ, Videoton) odlišné regulačné charakteristiky (s ohľadom na odlišné typy tranzistorov). Preto je tu riešenie kompromisné z hľadiska stability a účinnosti AVC.

Odladovač signálu interkarier je riešený súčasne ako filter typu DP (dolný priepust). Slúži k odladeniu signálu medzinosnej zvuku v jasovom kanáli a k účinnejšiemu potlačeniu produktov synchrodemodulácie, najmä subharmonickéj frekvencie obrazu, ktorá spôsobuje nestabilitu a druhej harmonickej, ktorá synchrodemodulátor potláča s malou účinnosťou.

Po rozbere vlastností mf modulu s PAV-filtrom PBF 230, kde by boli odladené kmitočty 31,5 a 32,5 MHz na úroveň cca -40 dB sa ukazuje, že odlaďovač interkarieru prestáva plniť svoju funkciu, nakoľko v jasovom kanáli je tak veľké potlačenie signálov nad 5,5 MHz, že LC odlaďovač sa už neprejaví. T.č. je použitý PAV-filter s útlmom interkarieru cca 23 dB.

Prípadné neskoršie použitie PAV-filtra s vysokým útlmom interkarierových kmitočtov by vytvorilo predpoklady pre ďalšie zjednodušenie zapojenia odlaďovača. V praktickom zapojení s KC 148 na výstupe tohto filtra a pri PAV-filtri PBF 305 sú použité hodnoty ako na schéme modulu OMF 6PN 053 36. Pomerne veľká kapacita C 10 220 p na video-výstupe modulu A 241 D je vhodná s ohľadom na malú výstupnú impedanciu vnútorného emitorového sledovača pri šp. 12 IO.

Obvody na blokovanie zvuku a AFC pri stave mimo synchronizáciu (zvlášť pri prepínaní programov)

Tieto obvody mali pôvodne slúžiť k úprave synchro-zmesi, po dlhších skúškach a rozboroch zostalo pri pôvodnom riešení ako u starších radov, viď modul "S".

Video signál je privádzaný na vstup PNP tranzistora T 3 cez RC filter typu DP s obmedzením pásma nad 100 kHz. V kolektorovom obvode je možné získať synchrozmes s úrovňou 11 V_{SS} bez obsahu videosignálu. Nakoľko úroveň synchrozmesi, pri ktorej je zaručená správna činnosť rozkladových obvodov, musí byť min. 0,8 V (podľa TP na A 255 D) mal byť pôvodne pre "S" modul signál odoberaný z rozdeleného kolektorového odporu (z R 37) s úrovňou min. 3 V_{SS}, čo by zaručovalo veľkú rezervu v požadovanej úrovni a z toho vyplývajúce výhodné vlastnosti oproti doterajšiemu riešeniu (viď obr. 3-OMF).

Po skúškach a rôznych konzultáciách sa ponechalo doterajšie riešenie podľa výrobcov IO A 255 D resp. TDA 2590, pretože oddelenie synchrozmesi až na vstupe A 255 D sa všeobecne osvedčuje aj u iných výrobcov. IO A 241 D udržiava prakticky konštantný rozkmit video-signálu 3 V, ako sa vyžaduje pre A 255 D.

Obvody automatického blokovania sú tvorené tranzistormi T 4 a T 5 s príslušnými prvkami. Princíp činnosti je založený na porovnávaní dvoch úrovňovo rovnakých synfáznych signálov H-impulzov. Jeden z nich je odvodený z prijímaného signálu a druhý je trvalý, odoberaný z odbočky "50 V_{SS}" VN transformátora cez R 108 10k. Pri koincidencii oboch signálov sa otvára tranzistor T 4, čím sa aktivuje zvukový kanál a zatvorením T 5 - obvody AFC. (D 3 je impulzmi na katóde zatváraná, takže nemôže zvädzať k zemi súčasne prítomné kladné impulzy od T 3.)

Pri neprítomnosti (aj krátkodobej) prijímaného videosignálu sa obvod C 45 a D 3 chová ako upínací obvod, ktorý superponuje prijímaný šum na zápornú js zložku a touto sa spoľahlivo zatvorí T 4; zároveň sa T 5 otvára, čím blokuje činnosť AFC. Vypínanie AFC je nutné, pretože pri prepínaní voľby sa mení mf kmitočet a systém AFC sa dostane mimo svoj zachytávací rozsah. Pri opätovnom skokovom pripojení signálu, zvlášť pri prepínaní z vysokého U_{LAD} na nízke, sa AFC môže zachytiť mimo naladený kanál resp. pracovný rozsah AFC. Tieto javy boli pozorovateľné u starších prevedení FTVP, kde blokovanie AFC nebolo dokonale riešené. U novších TVP s tlačítkovou súpravou LPA 8, kde je pri prepínaní blokovanie AFC mžikovým kontaktom toto vyriešené prispôbením RC-konštanty nabiehania U_{AFC} dobe zapnutia kontaktu. Nakoľko u FTVP 4416 A dodáva prijímač diaľkového ovládania blokovací impulz v trvaní 0,2 sec., nebude pravdepodobne blokovanie AFC z modulu MF použité (vypustí sa T 5).

Vzhľadom na extrémnu citlivosť zvukového kanála (> 100 dBmW) je zvukový signál prijímaný prakticky nezávisle od obrazu a je prítomný aj bez obrazovej modulácie. Funkciu automatického blokovania preto využívame na blokovanie zvuku mimo prijímaný obrazový signál kladným napätím na šp. 8 IO MDA (TDA) 4281.

Ďalej zostáva používaný vypínač AFC (namiesto v dvierkach ladiacej jednotky je realizovaný zvláštnym gombíkom). Pretože tento vypínač uzemňuje šp. 9 modulu "O", je táto pripojená na vývod č. 3 IO U 806 D prijímača DO cez diódu D 11 (prijímač DO), aby pri ručnom vypnutí AFC nenaskočilo na obrazovke číslo programu.

4. Zvukový MF kanál

Výhody a nevýhody doterajšej zvukovej cesty

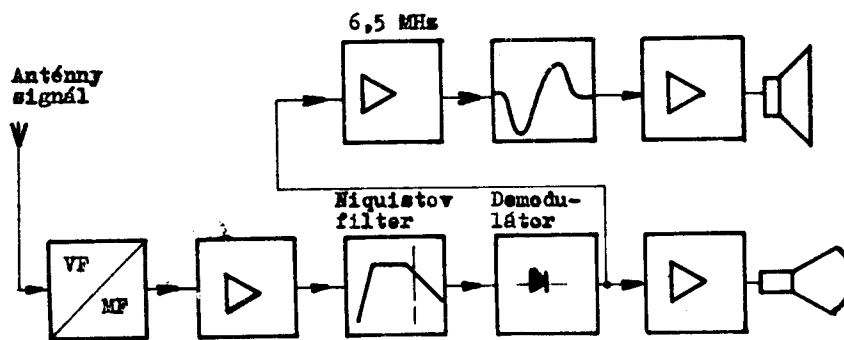
Až donedávna sa vo všetkých televíznych prijímačoch získaval zvukový signál výlučne tzv. medzinosnou, alebo interkarierovou cestou. I keď vo zvukovej ceste sa v súčasnej dobe používajú vysokokvalitné prvky, ktoré sami o sebe sú schopné zabezpečiť kvalitu zvukového signálu na úrovni triedy Hi-Fi, zvukový signál TVP nedosahuje túto kvalitu. Príčina je v samej podstate získania zvukového signálu.

Televízny vysielač pozostáva z dvoch vysielačov, ktoré napájajú spoločnú anténu. Obrazový vysielač vyžaruje televízny signál amplitúdovo modulovaný s jedným čiastočne potlačeným postranným pásmom. Zvukový vysielač používa frekvenčnú moduláciu (maximálny zdvih ± 50 kHz, prakticky používaný zdvih ± 15 kHz). Prítom je stanovené, že nosný kmitočet zvukového vysielača je naladený o $6,5$ MHz ± 1 kHz nad kmitočtom obrazového signálu. Výkon zvukového vysielača je $1/10$ výkonu obrazového vysielača.

Takto vyrobený televízny signál sa prijíma anténou a privádza na vstup televízneho prijímača obr. 3-MF.

V kanálovom voliči sa signál zosilní a vyrobí sa medzifrekvenčný signál. Pri demodulácii medzifrekvenčného signálu vzniká na obrazovom detektore okrem obrazového signálu ešte zvukový medzinosný signál $6,5$ MHz z obrazového medzifrekvenčného signálu 38 MHz a zvukového medzifrekvenčného signálu $31,5$ MHz.

Podmienkou vzniku medzinosného zvukového signálu $6,5$ MHz je prítomnosť obrazového medzifrekvenčného signálu 38 MHz. Táto skutočnosť je tiež základom interkarierových rušení, ktoré sa prejavujú brumom vo zvukovom kanáli, hlavne pri čiernobielych prechodoch, tituloch a vo farebnom televíznom prijímači pri sýtych žltých plochách v obraze.



OBR. 3-MF

Pri analyzovaní rušenia nachádzame nasledovné možné príčiny:

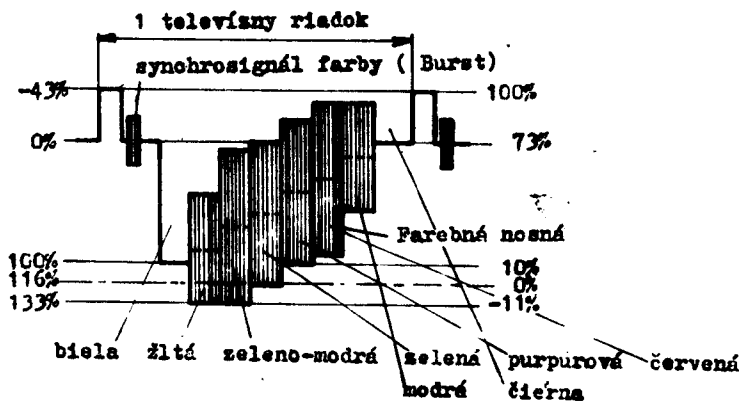
- premodulovanie obrazového vysielča
- vyššie harmonické, alebo produkty interferencie signálov (obzvlášť s FM-nosnou farby SECAM) videospektra v prípustnom pásme 5,5 MHz a 6,5 MHz zvukového mF zosilňovača
- nepriaznivý pomer amplitúd obrazového a zvukového medzifrekvenčného kmitočtu na obrazovom detektore, zvlášť pri zoslabení zvukovej nosnej medzi vysielčom a anténou TVP

Premodulovanie obrazového vysielča

Úroveň televízneho signálu pre obidve hlavné európske normy:

- CCIR sústava B (VHF) a G (UHF)
- OIRT sústava D (VHF) a K (UHF) je na obr. 4 - MF

obr. 4 MF



Úroveň modulácie videosignálu sa pohybuje medzi 0 % (prislúcha úrovni čiernej) a 100 % (prislúcha úrovni bielej). Pri prenose sýteho žltého, alebo modro-zeleného signálu môže dosiahnuť ako ukazuje obr. úroveň videosignálu až 133 %. Televízny obrazový vysieláč bude pri takejto úrovni videosignálu silne premodulovaný.

Keď úroveň modulácie videosignálu prekročí úroveň bielej, dochádza na detektore v televíznom prijímači k strate medzinosného zvukového signálu 6,5 MHz v dôsledku straty nosnej obrazu. Toto sa prejaví vo zvukovom kanáli ako tzv. interkarierový brum.

Tomuto rušeniu vo zvukovom kanáli je možné zabrániť na strane vysielča:

- správnymi úrovňami videosignálu
- ohnaničením úrovne videosignálu pri čiernobielym skoku na 100 %
- správnym vymodulovaním televízneho vysielča (10 % zbytkovej nosnej pre úroveň bielej). Bezvadné dodržiavanie týchto zásad je však ťažké v praxi dosiahnuť.

Vyššie harmonické, interferencie signálov:

Tieto druhy rušenia vo zvukovom kanáli môžu spôsobiť:

- vyššie harmonické od pravouhlých impulzov vo videosignále, ktoré keď sú obsiahnuté s dostatočnou veľkosťou v medzinosnom zvukovom signále 6,5 MHz, spôsobujú po demodulácii rušivý praskot
- kmitočty z obrazového signálu, ktoré sa rovnajú subharmonickým medzinosného zvukového signálu 6,5 MHz t.j. 3,25, 1,625 atď.
- interferenčné signály, ktoré zvlášť s nosnou farby vytvárajú signály s frekvenciou v pásme ZMF a tieto potom sú zdrojom rušenia vo zvukovom kanáli

Nepriaznivý pomer amplitúd na detektore:

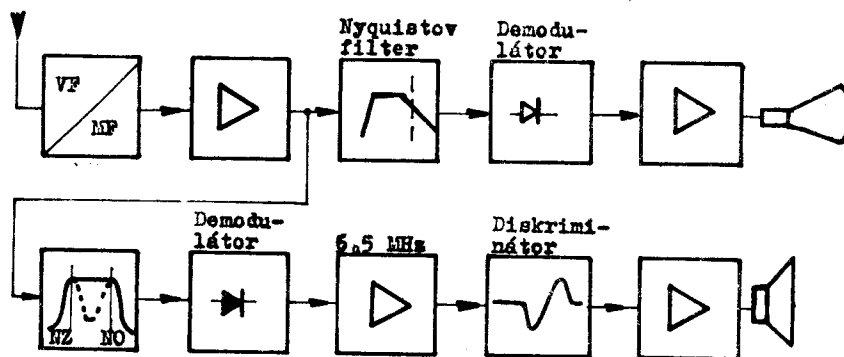
K potlačeniu môže dôjsť už na prenosovej ceste. Tiež nepresným nastavením výstupného obvodu tunera a OMF filtra v televízore, útlmivom kmitočte zvukovej nosnej v anténe, môže dôjsť k podstatnému zhoršeniu pomeru amplitúd nosných obrazu a zvuku a k zmenšeniu, prípadne i "vymazaniu" tzv. zvukovej plošinky v OMF filtri.

Zvuková plošinka na amplitúdovej charakteristike OMF filtra zabezpečuje, že pri rozladení medzifrekvenčnej nosnej obrazu (NO) o cca ± 250 kHz zostáva potlačenie medzifrekvenčnej NZ prakticky konštantné. Podobné rozladenie nastavením f_{osc} v tuneri mimo teoret. hodnotu je bežné. V prípade zmenšenia, alebo straty zvukovej plošinky dôjde pri predpokladanom rozladení medzifrekvenčnej NO k posunu mf NZ do odlaďovača SNO (susednej nosnej obrazu) a vo zvukovom kanáli sa objaví rušenie spôsobené prílišným potlačením mf NZ. Pri posune mf NO smerom k vyšším kmitočtom dochádza k rušeniu vplyvom veľkého potlačenia mf NO. Toto sa prejaví hlavne v UHF-pásme, kde máme veľkú citlivosť ladenia oscilátora napätím z varikapov. Prakticky to znamená, že v týchto prípadoch dochádza k príliš malému rozsahu naladenia s nerušeným zvukovým signálom.

Všetky tieto nedostatky, ktoré majú vplyv na kvalitu zvukového signálu pri medzinosnom systéme, sú naproti tomu vyvážené jednoduchosťou tohto riešenia. Hlavnou výhodou je, že nie sú kladené neúmerne požiadavky na stabilitu oscilátora, pretože i pri posune oscilátorového kmitočtu zostáva odstup mf NO od mf NZ o 6,5 MHz (resp. 5,5 MHz) konštantný. Ako sme uviedli, televízny zvukový signál je vysielaný samostatným vysielateľom do antény. Preto je možné na VKV prijímači prijímať televízny zvuk samostatne, bez vplyvu obrazového televízneho signálu. Pri takomto prijímaní je zaručená kvalita zvukového televízneho signálu na úrovni triedy Hi-Fi ako pri VKV rozhlase.

V televíznom prijímači je toto možné realizovať tzv. paralelnou zvukovou cestou.

Paralelná zvuková cesta



OBR. 5-MF

Pri paralelnom odbere zvuku (obr.5-MF) bude medzifrekvenčný zvukový signál 31,5 MHz oddelený na výstupe tunera. Zvukový filter bude naladený na mf NZ a bude v samostatnom zosilňovači zosilnený a demodulovaný. Takýto spôsob spracovania zvukového medzifrekvenčného signálu je rovnocenný so spracovaním vo VKV prijímači, pretože je nezávislý na medzifrekvenčnom obrazovom signále. Zvukový signál bude môcť dosiahnuť vysokej kvality, pretože sa nevyskytnú popísané interkarierové rušenia.

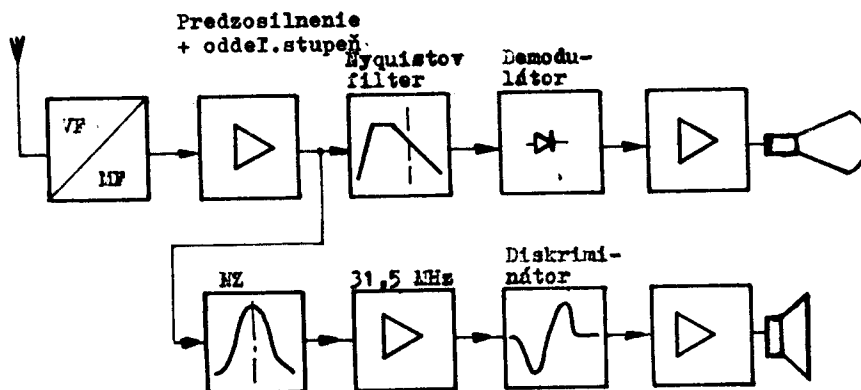
Tento spôsob spracovania zvukového signálu pri použití frekvenčne modulovanej nosnej zvuku má niektoré nevýhody, ktoré zatiaľ bránia rozšíreniu tohto systému. Jedná sa hlavne o vysoké požiadavky na stabilitu oscilátora v tuneri. Pri terajšom riešení oscilátora by dochádzalo k rušeniu frekvenčne modulovaného zvukového signálu nežiadúcou zmenou kmitočtu oscilátora, ktorá môže byť spôsobená:

- zmenou ladiaceho napätia (môže vzniknúť i rušenie cudzím signálom pri jeho nedostatočnom odfiltrovaní)
- mikrofóniou tunera (mechanické otrasy tunera spôsobené napr. akustickými signálmi veľkého výkonu)

Taktiež pri rozladení tunera, napr. teplotným driftom môže dôjsť k rozladeniu zvukovej medzifrekvencie, čím sa zvukový mf zosilňovač dostane z optimálneho pracovného režimu, čo vedie k zhoršeniu AM potlačenia a tým i k zmenšeniu odstupu rušenia od užitočného signálu.

Z uvedených dôvodov pri súčasnom prevedení tunera nie je možné zaviesť tento systém spracovania zvukového signálu v TVP (nestačí ani bežné AFC). Kompromisom medzi technickou realizáciou a požiadavkou na kvalitu zvukového kanála je tzv. kváziparalelná zvuková cesta.

Kváziparalelná zvuková cesta



OBR. 6 - MF

Pri kváziparalelnej (QP) zvukovej ceste, ako ukazuje obr. 6 MF, sú mf NO a mf NZ oddelené za tunerom a spracované v samostatnom zvukovom kanáli. Zvukový MF filter je nastavený tak, že obidve medzifrekvenčné nosné sa privádzajú na zosilňovač prakticky bez potlačovania. Po zosilnení v zosilňovači, ktorý podobne ako pri medzinosnom systéme nesmie pracovať v obmedzení, sa na koincidenčnom demodulátore vyrobí medzinosný zvukový signál 6,5 MHz. Tento sa ďalej spracúva spôsobom, ako je tomu v terajšom prevedení ZMF.

Ako vidieť, je tu použitý interkarier. princíp získania medzinosného zvukového signálu. Vylepšenie kvality zvukového kanála je v tomto prípade dosiahnuté:

- Zvýšením úrovne mf NZ privedenej na demodulátor. Tým, že sa úroveň medzifrekvenčného zvukového signálu spracúva s úrovňou o minimálne 20 dB vyššou ako pri medzinosnom systéme, potláčajú sa o túto hodnotu "brumy" zo skreslenia, aké by vznikali pre príliš malú amplitúdu nosných a tým spôsobom skreslenia pri nepriaznivých prenosových podmienkach.
- Optimálnym prispôbením krivky priepustnosti ku krivke účinnosti demodulátora sa zabezpečí, že demodulátor je schopný vyrobiť medzinosný zvukový signál 6,5 MHz ešte pri 1 % zbytku obrazovej medzifrekvenčnej nosnej. Tým sa oproti medzinosnému systému nevyskytuje náchylnosť prijímača na premodulovanie vysielača. Odstup rušenia je v tomto prípade lepší ako 40 dB voči odstavu 0 až +10 dB pri medzinosnom systéme. Pôvodne z hľadiska zabrániť rušeniu zvuku do obrazu silne zoslabená NZ pri súčasne nedostatočnej amplitúde NO danej premodulovanému obrazu spôsobovala tak veľké zoslabenie až miznutie interkarierovej frekvencie, že jej amplit. moduláciu nemohol už ZMF zosilňovač s obmedzovačom v IO ZMF dostatočne odstrániť. Vznikal teda interkarierový "brum", teraz nebude.
- Nezávislosťou na nastavení obrazu (danou šírkou pásma zvukového MF filtra) sa dosiahne rovnaký odstup rušenia a teda kvalitný zvuk v celom pásme ladenia obrazu.

Pri tomto systéme spracovania signálu sa teda podstatne vylepší zvukový signál oproti terajšiemu stavu. Keď si však uvedomíme, že v obrazovom kanáli nemusíme spracúvať tak široké spektrum kmitočtov ako pri medzinosnom systéme, zistíme, že je možné podstatne vylepšiť i obrazový kanál. Zvukovú medzifrekvenčnú nosnú 31,5 MHz (i 32,5 MHz) môžeme tak silne a v širokom pásme potlačiť v obrazovom medzifrekvenčnom filtri, čím sa zabezpečí, že sa v obrazovej ceste, ani pri rozladiení oscilátora neobjavia produkty vznikajúce interferenciou obidvoch medzifrekvenčných nosných signálov v dôsledku nelineárnych charakteristík aktívnych prvkov.

(Toto je v IO A 240 - 241 už zlepšené spôsobom demodulácie, preto zatiaľ používame PAV filter, ktorý NZ tak veľmi nepotláča.)

Určité zvýšenie nákladov oproti terajšiemu riešeniu, s ktorým musíme uvažovať, pri QP systéme nám na druhej strane odstráni nedostatky, ktoré sa v súčasnosti vo zvukovej ceste vyskytujú.

Pri návrhu QP zvukového systému musíme riešiť:

- a/ oddeľovací stupeň
- b/ zvukový MF filter
- c/ zapojenie IO ZMF s ohľadom na použité súčiastky
- d/ možnosť dvojnórmov. zvukového príjmu
- e/ reguláciu nf a zapojenie nf zosilňovača

Oddeľovací stupeň je realizovaný väčšinou tranzistorovým stupňom. Spracúva signál s rovnakými úrovňami jednotlivých nosných frekvencií. V podstate sú naň napojené dva obvody, OMF a ZMF, čo pri realizácii tohto stupňa musí byť, spolu s napojením na tuner, komplexne riešené. V tejto funkcii pracuje v našom zapojení kváziselektívny zosilňovací stupeň, popísaný vpredu pri popise OMF, v spojení so zvukovým MF filtrom predstavovaným MF transformátorom TR 1.

Zvukový MF filter (TR 1) zabezpečuje spolu s obvodmi tunera) potrebnú selektivitu a potlačenie signálov, ktoré nie sú žiadúce pri ďalšom spracovaní.

V našom zapojení je zvukový MF filter realizovaný takto:

TR 1, zapojený do kolektorovej vetvy T 1 KP 589, vyrovnáva svojou primárnou indukčnosťou vstupnú kapacitu PAV-filtra a zo symetrického sekundárneho vinutia dodáva na nízkej impedancii signál pre vstupy ZMF integrovaného obvodu TDA 4281 T (MDA 4281 V).

TR 1 nie je doladovaný posúvaním jadra, jeho vinutie na feritovej tyčinke však je prevedené tak, aby spolu so vstupom PAV-filtra tvoril rezonančný obvod ladený približne na 36 MHz, čiže stred MF.

Spolu s MF pásmovým filtrom na výstupe tunera sa tak dosahuje potrebná selektivita i pre zvukový MF kanál.

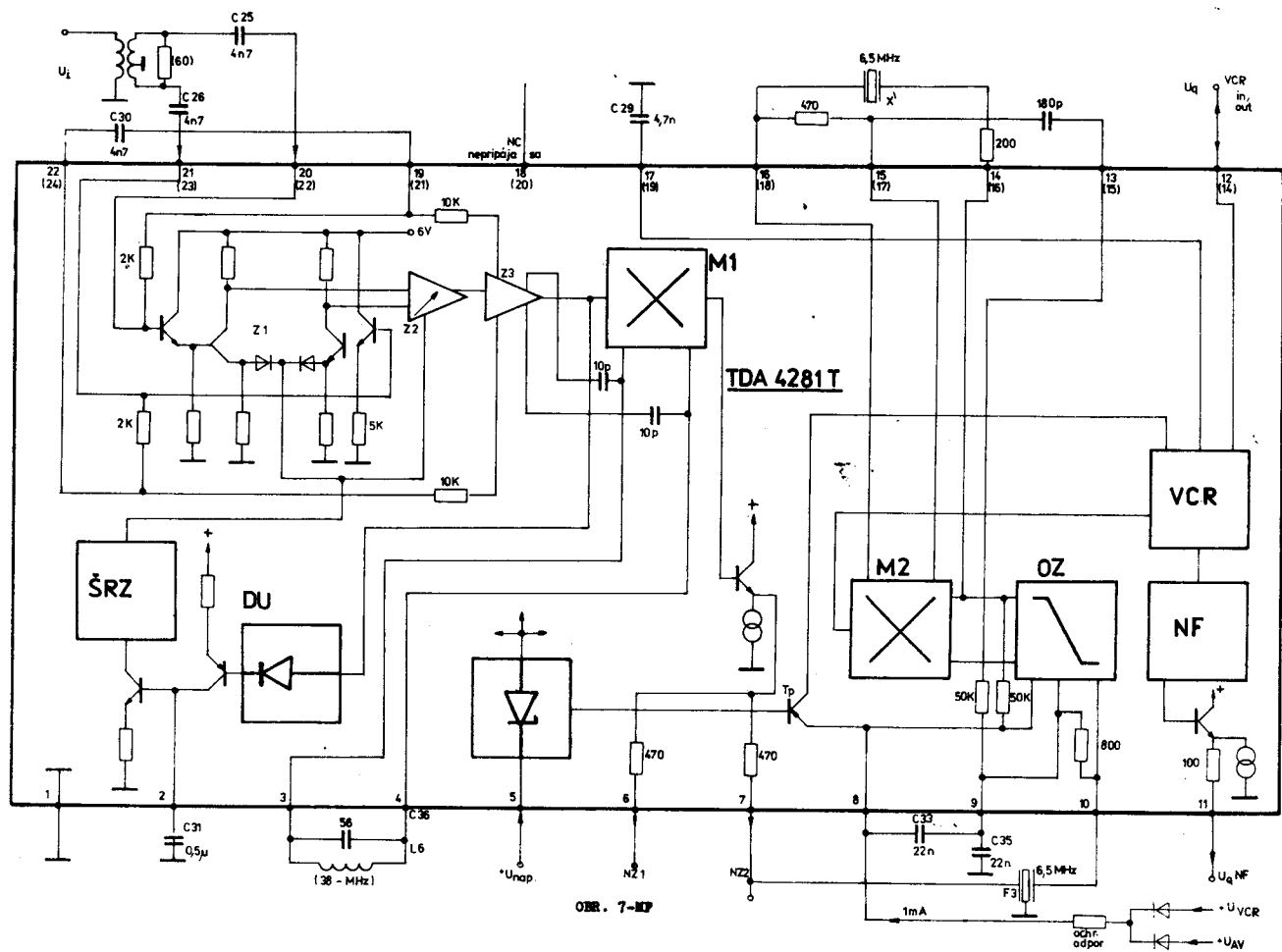
Zapojenie IO ZMF. Jednotliví výrobcovia z KS uviedli na trh široký sortiment IO špeciálne vyvinutých pre tento systém spracovania zvukového signálu. Jedným z predstaviteľov tejto rady IO je TDA 4281 fy Siemens.

Bloková schéma zapojenia IO TDA 4281 je na nasledovnom obr. 7 - MF.

Toto zapojenie predstavuje komplexné riešenie kváziparalelného zvukového kanálu a obsahuje i obvody pre pripojenie videorekordéra (video-magnetofónu). Vzhľadom na odlišný spôsob spracovania signálu popíšeme jeho činnosť. Pre zjednodušenie uvažujeme zatiaľ len normu "OIRT".

Pretože zahraničné prevedenie TDA 4281 T má 22 vývodov a čs. prevedenie MDA 24 vývodov (z toho č. 12 a 13 neobsadené), platí pre MDA 4281 V číslo vývodu od č. 12 vždy o "2" vyššie - viď schému modulu MF 6PN 05336.

Spoločný MF signál pozostávajúci z nosnej obrazu 38 MHz a nosnej zvuku 31,5 MHz sa privádza na MF vstup - vývody 20 (22), 21 (23), (symetrický vstup) AM zosilňovača tvoreného blokmi Z1, Z2, Z3. V tomto stupni zosilnený signál (nesmie byť obmedzený) sa privedie na vstup koincidenčného demodulátora M1. Druhý vstup koincidenčného demodulátora je naladený externým selektívnym členom (na vývodoch 3,4) na 38 MHz (selektívny výber obrazovej nosnej). MF signál 6,5 MHz (produkt zmiešania NZ s NO z koincidenčného demodul.M1) sa dostáva na vývody 6,7. Dva samostatné vývody umožňujú napojenie príslušných obvodov pre stereo resp. dvojkanálový systém spracovania zvuku: Pre mono verziu je medzi vývody 7 a 10 zapojený piezokeramický filter 6,5 MHz k MF selekcii. Vývod č. 6 je pre vf uzemnený kondenzátorom 100 nF. Na výrobu regulačného napätia pre zosilňovače Z1, Z2 (AVC) sa odoberá zosilnený signál zo vstupu demodulátora M1 na diód. usmerňovač DU.



Amplitúdovo usmernený a v špičkovom regulačnom zosilňovači (ŠRZ) zosilnený signál je privedený na vývod 2, kde je vyfiltrovaný (500 nF) a týmto napätím sú riadené zosilňovače Z1, Z2.

Zvukový mF signál 6,5 MHz je po selekcii piezokeramickým filtrom zosilnený v osemstupňovom obmedzujúcom zosilňovači OZ a privedený na koincidenčný demodulátor M2, na ktorý je pripojený fázovací obvod 6,5 MHz realizovaný piezokeramickým filtrom (alebo klasickými LC obvodmi pri dvojnornovom riešení). NF výstupný signál z demodulátora sa zosilní a privedie na vývody 11, 12 (14) k ďalšiemu spracovaniu.

Vývod 17 (19) slúži k prepojeniu s kondenzátorom deefázy. Výstup NF je na šp. 11.

Vývod 12 (14) predstavuje normovaný výstup resp. vstup NF pre videorekordér podľa DIN 45 482. Pri normálnej práci ZMF zosilňovača OZ dodáva výstup 12 signál pre nahrávanie na VCR s menovitou výstupnou impedanciou 500 ohm a nF výstupným napätím do 600 mV_{ef}.

Pri pripojení na snímanie zvuku z VCR bude od videorekordéra privádzaný prepínací signál (prúd 1 mA) na vývod 8. Tým bude obmedzujúci zosilňovač OZ blokován a na tento vývod emitorom pripojený PNP tranzistor Tp bude otvorený. Tento tranzistor zapína VCR prívod (vývod 12 (14) na reprodukciu v televízore pri vstupnom odpore 10 kohm a prepojí súčasne cestu od nF vstupu VCR na výstup NF.

Pre dosiahnutie optimálneho potlačenia rušiacich fázových signálov musíme ladený obvod demodulátora na vývode 3, 4 vyrovnať na minimum rušenia. Postupuje sa tu rovnako ako v OMF ("obnovenie" nosnej obrazu) u obvodu L 2 - C 14 t.j. ladí sa na minimálnu amplitúdu "video" na výstupe AM-MF šp. 7, pretože presnejším naladením "obnovovača" NO stúpa účinnosť AVC.

Obvod je možné upraviť pre použitie fázovacieho článku typu LC, čo je použité v našom prípade pre dvojnормový príjem zvuku

Dvojnормový zvukový kanál. Integrovaný obvod TDA 4281, ako už bolo uvedené, dovoľuje spracovať signál pre obe normy. Pomery voči medzinormnému systému sa výrazne zlepšia vzhľadom na spracovanie signálu obidvoch noriem s rovnakými úrovňami. Otázka nedostatočného potlačenia susednej nosnej obrazu pri prijíme v norme B na VHF pásmach a jej vplyv na kvalitu spracovaného zvukového signálu nebola rozpracovaná. Na UHF pri norme G sa kmitočet SNO kryje s normou "OIRT" K. Výskyt silnejšej SNO z vysielateľov CCIR B/G je pri prijíme vysielateľov v tejto norme u nás málo pravdepodobný.

S ohľadom na súčiastkovú základňu bola realizovaná varianta zapojenia dvojnормového zvukového kanálu s použitím klasických ladených obvodov LC pre fázovací článok. Dvojnормový ZMF stupeň s vinutými dielmi i na vstup ZMF časti však by nevyhovel pre možnosť prenikania farbových nosných Secam do permanentne pripojených obvodov pre 5,5 MHz.

Keramikový filter je selektívnejší - má pri vhodnej šírke pásma pre potlačenie -3 dB o mnoho užšie pásmo pre potlačenie -20 dB a preto cezeň neprejdú kmitočty z rozsahu "farby", ktoré sú pod 5 MHz. Stačí ho však zapojiť na vstupe ZMF.

Dvojnормovosť pri použití piezokeramických fázovacích článkov nie je možné riešiť jednoduchým paralelným radením, vzhľadom na špecifické pripojenie fázovacieho článku ku koincidenčnému demodulátoru. Dvojnормovosť by musela byť riešená elektronickým prepínaním. Preto sa javí najvýhodnejšou použitá alternatíva s aplikáciou piezokeramických filtrov pre vstupné obvody a vinutých dielov pre fázovacie obvody. Zapojenie IO TDA 4281 T pre dvojnормový príjem zvuku s úpravou pre realizáciu fázovacích článkov typu LC je na schéme modulu MF 6PN 053 36.

Regulácia nf a zapojenie nf zosilňovača. V súčasnej dobe sa v TVP používa elektronická regulácia ovládania hlasitosti a korekcií. Jednotliví výrobcovia z KŠ disponujú širokým sortimentom integrovaných obvodov spĺňajúcich uvedené funkcie.

Jedným z predstaviteľov tohoto typu obvodov je IO TDA 4290 fy Siemens, realizovaný Teslou Rožnov ako MDA 4290. Bloková schéma obvodu je na obr.

Obvod umožňuje dvojakú elektronickú reguláciu hlasitosti (lineárna resp. fyziologická), hĺbok a výšok. Voči vstup je na výstupe signál zoslabovaný, IO nezosilňuje. Prehľad zapojenia vývodov uvedený ďalej dá spolu s blokovou schémou potrebný obraz o usporiadaní IO a celého regulačného stupňa. Vid tiež schému modulu "Z" 6PN 053 31.

Keďže na rozdiel proti doterajším typom sú nf zvukové obvody realizované na samostatnom module "Z" - a zvukové MF obvody sú na spoločnom MF module (označovanom ako doteraz "O"), uvádzame obvody modulu "Z" včítane údajov o IO TDA/MDA 4290 v samostatnej kapitole, "Modul nf zvuku - Z".

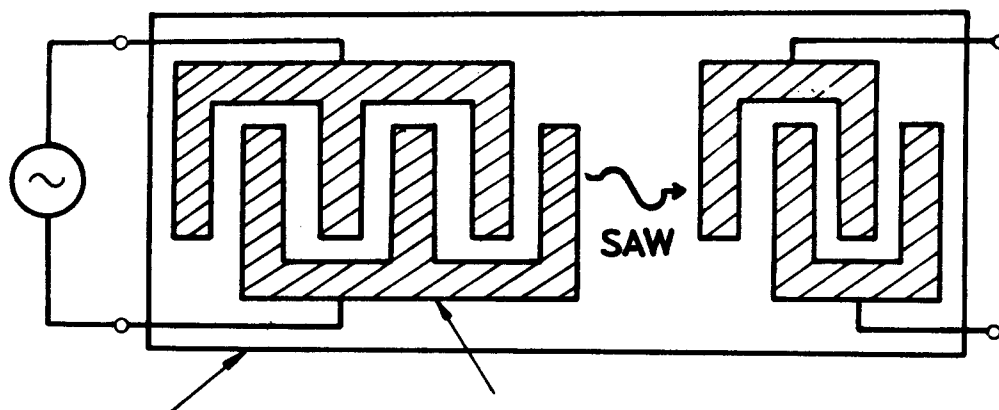
5. Filter s povrchovou akustickou vlnou (PAV-filter)

Pre záujemcov podávame podrobnejšie vysvetlenie tohto zaujímavého nového prvku v technike TV prijímača.

Akustické vlny sa v pevných látkach šíria rýchlejšie než vo vzduchu, ale rádovo 100.000x pomalšie ako elektromagnetické vlny. Pojem "akustické" sa používa bez ohľadu na to, či ide o kmitočty počuteľné z biologického hľadiska, alebo nie (grécky akúo = počujem), keďže ide o kmitavý pohyb hmotných častíc, podobne ako u zvuku, resp. ultrazvuku.

V rovnakom pomere ako je nižšia rýchlosť šírenia proti elektromagnetickým vlnám, majú akustické vlny kratšie vlnové dĺžky, čo umožnilo tieto vlny používať napr. pre oneskorovacie vedenia. Bez nich by prakticky neboli realizovateľné oneskorovacie linky $64\mu\text{s}$ pre systém SECAM a PAL vo farebnej televízii. U oneskorovacích vedení ide o objemové akustické vlny. Okrem nich existujú i povrchové akustické vlny (PAV). Tieto vysvetlil a teoreticky zdôvodnil už v roku 1855 anglický fyzik Rayleigh. PAV vznikajú, ak v pevnom telese blízko jeho povrchu je sústredená deformačná energia, a šíria sa podobne ako na povrchu zemegule vlny zemetrasenia. Boli teda skúmané hlavne seizmológmi a len pred nemnohými rokmi umožnil vynález tzv. interdigitálneho prevodníka ich použitie vo filtroch.

Povrchové akustické vlny je možné vzbudiť v piezoelektrických kryštáloch pomocou elektród, nanesených priamo na ich povrch. Tieto elektródy majú u PAV filtrov tvar ako na obr.1-PAV. Od navzájom do seba zasahujúcich zubov = "prstov" týchto elektród je odvodený názov "interdigital transducer", kde výraz "digit" z latinčiny má pôvodný význam "prst" a nie "číslica" ako u počítačov.



OBR. 1-PAV

Existuje viacej materiálov, z ktorých môžu byť vyrobené piezoelektrické doštičky PAV filtrov. Už i známy SiO_2 - ideálny z hľadiska tepelnej stability - by sa dal použiť, mal by však nízky súčiniteľ elektromechanickej väzby, čo je jedna z hlavných príčin veľkého útlmu PAV filtrov. V zahraničí sa používa niobát litia (Li Nb O_3) alebo tantalát litia (Li Ta O_3). Prvý má vyšší koeficient elektromechanickej väzby (0,045) ako druhý (0,0074), avšak temer trikrát horší teplotný súčiniteľ oneskorenia, teda je menej stabilný čo do frekvenčného priebehu filtra pri zmenách teploty. Tantalát litia používa napr. podľa svojej servisnej dokumentácie fy Toshiba, ktorá s ním údajne dosahuje i lepšiu účinnosť. Tesla Hradec Králove, náš výrobca PAV filtrov používa materiál "BGO" (germaniát vizmutu), ktorý má o niečo vyšší útlm, ale vyhovuje a najmä je pre nás dostupný.

Filter s povrchovou akustickou vlnou funguje takto:

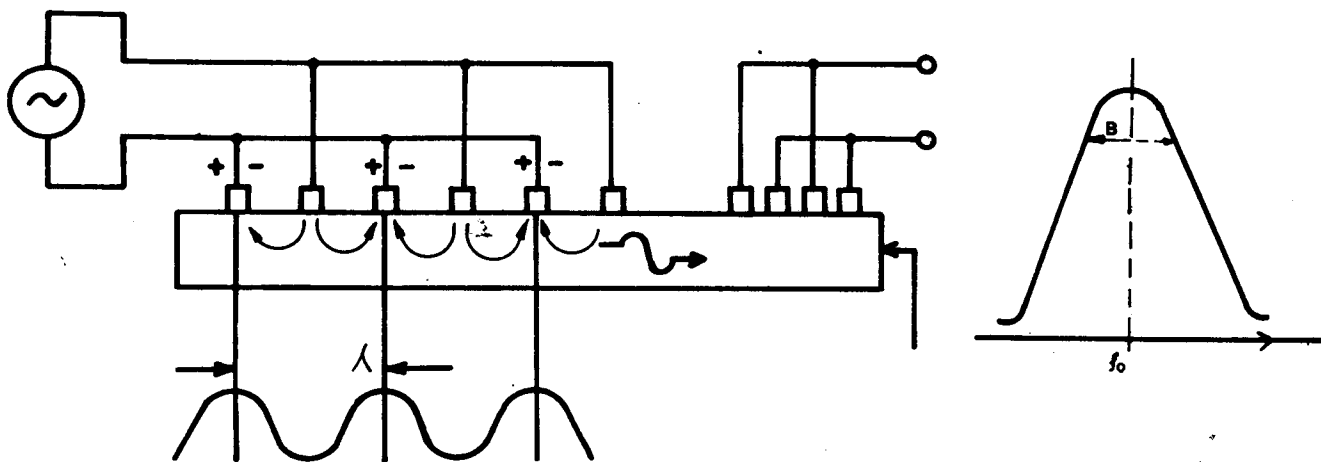
Mechanické deformácie, ktoré vznikajú v doštičke z piezoelektrického materiálu ak na ňu pôsobí pole vznikajúce medzi elektródami priloženými na jej povrch, sa šíria ako vlny po povrchu doštičky rýchlosťou "zvuku", platnou pre daný materiál (označíme ju v_g - u litium-tantalú je napr. $v_g = 3230$ m/s).

Vstupné a výstupné elektródy majú tvar ako na obr. 1-PAV t.j. sú to už uvedené "interdigitálne" meniče (prevodníky).

Vlastnosti filtra budú záležať na geometrickom usporiadaní týchto meničov. V jednoduchom prevedení budú "prsty" rovnako dlhé a budú mať stále rovnaký odstup.

Interdigitálny (ID) prevodník je vyrábaný fotolitografiou na povrchu piezoelektrických kryštálov podobne ako u integrovaných obvodov a je to štruktúra dvojrozmerná. Preto je možné signál šíriaci sa na povrchu doštičky pod prevodníkom ľahko z vonka ovplyvňovať podľa prevedenia ID prevodníka a výroba PAV filtrov sa môže diať v ekonomicky výhodných veľkých sériách pri výbornej opakovateľnosti. PAV filtry sú výhodné najmä pri pomerne veľkej šírke pásma, aká je potrebná v obvodoch OMF TV prijímačov.

Deformácie sa šíria od každého prsta, kde je privádzané elektrické napätie, obidvoma smermi. Šírenie v opačnom smere, ktoré nepostupuje k výstupnému meniču, môžeme zanedbať (bližšie vysvetlenie uvádzame ďalej).



OBR. 2-PAV

Na obr. 2-PAV je znázornený prierez filtrom so spôsobom privádzania elektrického signálu a jeho snímania na druhom konci doštičky.

Rýchlosť šírenia "zvuku" v piezoelektrickom materiále označujeme, ako je uvedené vyššie, v_g . Ak rozteč jednotlivých "prstov" hreňovitých elektród označíme ako L , bude stredná frekvencia filtra, na ktorej bude najnižší útlm,

$$f_0 = \frac{v_g}{L}$$

Ak dĺžka vlny λ u signálu, a rozteč "prstov" u každej z dvojice elektród L budú rovnaké, bude sa stretávať maximálna okamžitá hodnota signálu (napr. kladný vrchol sínusovky), s maximálnym "výkyvom" tlaku v materiále, došlym od jedného prstu k druhému, v súhlasnej fáze - akustická vlna na povrchu sa bude zosilňovať. Pri rozdieli medzi dĺžkou vlny u signálu (t.j. i dĺžkou povrchovej akustickej vlny) sa nebudú PAV stretávať s napätím elektród v rovnakej fáze, preto toto zosilnenie bude menšie, t.j. útlm ako pomer medzi priloženým signálnym napätím a napätím z výstupného meniča bude väčší.

Pre ľahšie pochopenie podávame konkrétny prípad:

Filter budíme napr. napätím $u = A \cdot \cos \omega t$.

V okamihu t_0 bude na všetkých "prstoch" (zuboch) jednej vstupnej elektródy, ktorú nazveme podľa obr. 1-PAV "vrchná", hoci nejde o skutočné umiestnenie, max. okamžité napätie odpovedajúce $\cos 0^\circ$, ktorému pridáme amplitúdu 1 V. V tom istom okamihu bude na všetkých prstoch "spodnej" elektródy stav $\cos \pi = -1$ V.

Tieto napätia dajú mechanické deformácie takisto odpovedajúcej polarizácie pod prstami elektród. Mechanická deformácia spod prvého prsta "hore" - povedzme zhustenie materiálu - sa bude šíriť (s príslušným útlmom, ktorý pre jednoduchosť zanedbáme) rýchlosťou v_g na obidve strany, teda jednak ďalej po piezoelektrickej doštičke medzi elektródami k výstupu, jednak späť, na okraj doštičky. Toto spätné šírenie je strata, ktorá dáva základný útlm 3 dB pri prenose signálu PAV filtrom. Impedancia na vstupe filtra je zvolená tak, aby sa táto PAV odrazila s čo najväčším útlmom, t.j. aby jej energia bola vstupnou impedanciou v čo najväčšej miere spotrebovaná. Normálnym útlmom v materiále doštičky sa tento pre nás rušivý signál obmedzí ešte viac. S týmto šírením PAV teda nebudeme počítať.

Pod prvým prstom "dolu" je v čase t_0 deformácia, odpovedajúca napätiu na spodnej elektróde, teda stavu $\cos \pi$, -1 V, zriedenie. Deformácie vyvolané priloženým napätím postupujú ako PAV ďalej medzi ďalšie prsty elektród. Podobne ako pod prvým párom prstov vznikajú deformácie odpovedajúce kosinusovému priebehu, i pod ďalšími dvojicami prstov. V rezonancii sa za pol periódy posunie PAV z pod jedného prsta napr. hore pod ďalší prst dolu, teda keď bude napätiu +1 V odpovedajúce zhustenie pod prvým prstom spodnej elektródy, bude i na nej stav $\cos 2\pi = \cos 0$, t.j. +1 V. Vlna, ktorá dospela šírením pod tento prst, bude teda v súhlasnej fáze s deformáciou, vyvolávanou napätím medzi elektródami; rovnako tomu bude s deformáciou spôsobenou prvým "spodným" prstom - zriedením, ktoré bude po uplynutí polperiódy v súhlase s napätím hornej elektródy.

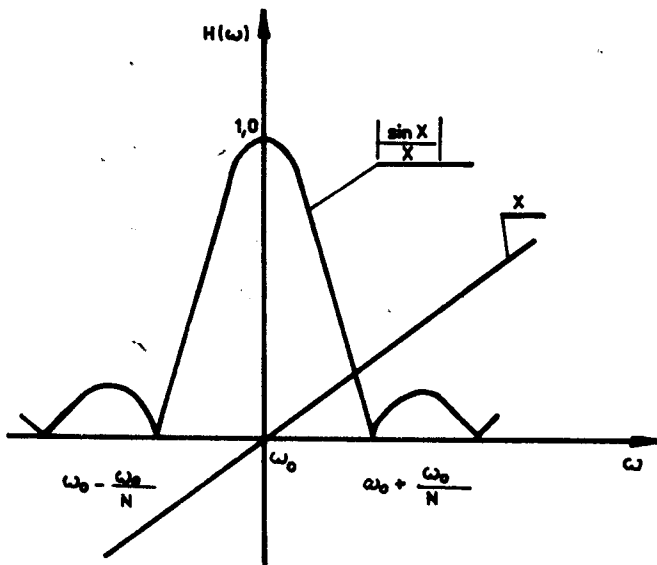
Elektrickým napätím vyvolané deformácie materiálu sa teda budú pozdĺž vstupných elektród zosilňovať, a pod výstupné elektródy bude prichádzať v rezonancii tým väčšia amplitúda PAV, čím bude prstov viac. Pretože rozteč prstov je daná žiadanou rezonančnou frekvenciou, bude sa teda amplitúda PAV v rezonancii zvyšovať s dĺžkou prevodníka.

Pri iných frekvenciách než rezonančná, nebude súhlasiť fáza PAV s okamžitou fázou napätia elektród, vzájomné "podporovanie sa" jednotlivých prstov sa bude s rozdielom frekvencie znižovať, až pri určitom rozkladení už zo vstupnej elektródy (teoreticky) nevyjde žiadna energia, pretože na začiatku vytvorená deformačná energia sa pri úplnej protifáze PAV na konci vstupných elektród proti napätiu na nich vráti do zdroja. Čím vyšší bude počet dvojíc prstov N , tým užšia bude krivka priepustnosti - frekvenčná charakteristika - PAV filtra: pri malom rozdieli frekvencií musí totiž uplynúť viac periód, aby sa dostali dva harmonické priebehy do protifázy, teda musí byť viac prstov.

Výstupný menič, podobne usporiadaný ako vstupný, zachytí elektrické napätia, dané deformáciami piezoelektrického materiálu, teda povrchovými akustickými vlnami, ktoré k nemu dospejú. Je jasné, že pri rovnakej rozteči "prstov" premení PAV vlny na výstupné napätie najúčinnejšie, teda opäť bude prispievať k selektivitě. Pre útlm PAV pri prechode filtrom 15 až 26 dB) nie je úplné odladenie možné, ale dosahuje sa bezpečne asi 45 dB.

Na obr. 3-PAV je znázornená teoretická (ideálna) frekvenčná charakteristika PAV filtra. Vidíme, že úplné odladenie nastane pri rozkladení o f_0/N . Vidíme tiež, že pri ďalšom rozkladení PAV filter opäť signál prenáša.

V skutočnosti však s ohľadom na nevyhnutný útlm (už pri rezonancii býva 17 až 26 dB i viac) nebude odladenie dokonalé, ale i potlačenie kmitočtov nad odladenými kmitočtami a pod nimi, u nás napr. pásma pod 30 MHz a nad 39,5 MHz, bude veľké. Okrem toho sa dá frekvenčný priebeh upravovať i usporiadaním - tvarom elektród temer tubovoľne.



OBR. 3-PAV

Pomocou Fourierovej analýzy bola vypočítaná frekvenčná charakteristika, ktorá má priebeh:

$$H(\omega) = \frac{\sin X}{X} e^{jK} \quad (X \text{ v rad.}) \quad (1)$$

kde

$$X = \frac{\pi N(\omega - \omega_0)}{\omega_0} = \pi N \frac{f - f_0}{f_0} \quad (2)$$

(Pozn.: $\omega = \omega$)

Pre nulové rozladenie vzorec nemôžeme použiť ($\sin X$ a X sú rovné nule), ale ak dosadíme veľmi malé rozladenie, napr. $\frac{f - f_0}{f} = 1/20nN$, vyjde $H = \frac{0,04998}{0,05} = 1$.

Pre úplné odladenie musí byť X rovné $\pm \pi$, kedy je $\sin \pi = 0$.

Z rovnice (2) ľahko vypočítame kmitočty, pre ktoré nastane teoreticky úplné odladenie:

$$f_{1,2} = f_0 \pm f_0/N \quad (3)$$

Rovnaký výsledok vyjde i bez vyššej matematiky pri pozornej úvahe, ako postupuj PAV od prvého páru po posledný pár prstov vstupného prevodníka.

Symbolický údaj e^{jX} (znamená natáčanie fázy signálu na výstupe proti signálu na vstupe) môžeme rozdeliť na

$$e^{jY + jZ} = e^{jY} \cdot e^{jZ}$$

kde

$$Y = \pi N \frac{f}{f_0} \quad \text{a} \quad Z = -\pi N \frac{f_0}{f_0} = -\pi N.$$

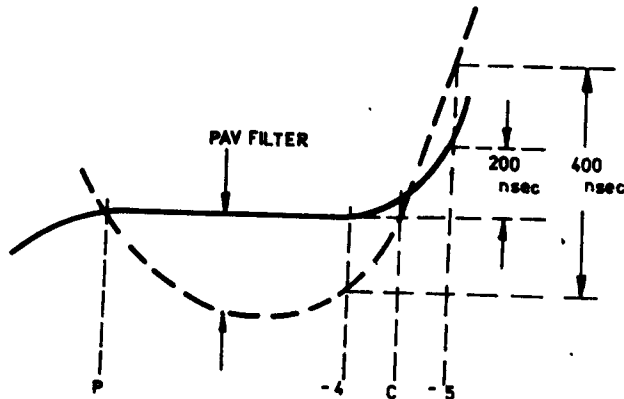
Zložka fázy e^{-jN} je rovná nule, pretože N je malé číslo a teda $\sin Z = 0$. Premennivá zložka

$$e^{j\pi N \frac{f}{f_0}} \quad (4)$$

je lineárne závislá na kmitočte, ako je naznačené i na obr. 3-PAV.

U ideálneho jednoduchého filtra je teda skupinové oneskorenie konštantné. Rovnako i u konkrétnych PAV filtrov kolíše skupinové oneskorenie v pásme obrazových frekvencií veľmi málo, ako

vidíme z technických údajov pre PAV filtry používané v našom televízore. Pre porovnanie sú uvedené na obr. 4-PAV priebehy skupinového oneskorenia u PAV filtra pre OMF v porovnaní s klasickým filtrom zloženým z IC obvodov.



OBR. 4-PAV

PAV filter má vstupnú impedanciu s ohmickou zložkou, ktorá je najmenšia pri "rezonančnej" strednej frekvencii, a s nevyhnutnou kapacitnou zložkou, danou mechanickým prevedením filtra. Kapacitu je treba neutralizovať indukčnosťou zapojenou na vstupe. V našom prípade je to indukčnosť MF transformátora TR 1. Tento je z dôvodu odlišnej vstupnej kapacity československého a dovážaného PAV filtra dvojakého prevedenia (líši sa počtom závitov). Vstupná kapacita PAV filtra sa kompenzuje indukčnosťou primáru MF transformátora TR 1. Tak nominálna hodnota indukčnosti L_1/TR_1 ($1,6 \mu\text{H}$) dáva s nominálnou hodnotou vstupnej kapacity PAV filtra Siemens OFW K 1950 12 pF rezonanciu pri 36 MHz.

Príklad vstupnej admitancie Y je na obr. 5-PAV, ωC je dané uvedenou kapacitou.

U praktického filtra je proti zložke ωC , t.j. proti vplyvu statickej vstupnej kapacity (býva napr. 12 - 25 pF), zmena dynamickej imaginárnej zložky (B) tak malá, že netreba s ňou počítať.

PAV filtry s nesúmerným resp. nepravidelným priebehom krivky priepustnosti (robí sa to zmenami v dĺžke a odstupe "prstov"), ako sú používané v TVP napr. pre plošinku okolo nosnej zvuku majú priebeh vstupnej impedancie značne odlišný od uvedeného teoretického prípadu.

O mnoho dôležitejším parametrom ako vstupná impedancia, je však doporučený výstupný odpor zdroja, z ktorého prichádza na PAV filter signál. Ten je podstatne nižší - napr. 50 ohm u filtrov použitých v tomto TVP. Je to nutné, aby bola čo najviac utlmená späťne postupujúca vlna včítane vlny trojnásobne preneseného signálu (TPS).

Zaťažovacia impedancia býva bližšie skutočnej výstupnej impedancii PAV filtra, príklady vidíme z údajov k typom PBF 305 a OFW K 1950. (V prípade PBF 305 je pre meracie účely pri preberaní dodávky pod bodom 15 uvedená $Z_{\text{výst}}$ 300 ohm, ale skutočná záťaž v televízore je podstatne vyššia - blízka údaju pod b. 13, aby sme mali dostatočne veľký signál na výstupe filtra.)

Signál "TPS" vzniká tak, že sa povrchová vlna na výstupe filtra odrazí späť a vráti sa na opačný, vstupný koniec, odkiaľ sa časť nepohltená impedanciou zdroja signálu opäť odrezaná vracia na výstup. Bežne trvá prechod vlny cez filter niečo nad $1/\mu\text{s}$. TPS príde teda o $2 - 3/\mu\text{s}$ na výstup filtra neskoršie, čo by pri jej malom utlmení znamenalo "ducha" vo vzdialenosti 2 - 4 cm na tienidle za správnym obrazom.

Utlmenie znížením vstupnej impedancie pripojeného MF zosilňovača za filtrom znamená zvýšenie útlmu proti signálu pred filtrom a preto zhoršenie pomeru signál/šum. Z toho dôvodu sa utlmovanie TPS prevádza hlavne nízkou výstupnou impedanciou zdroja signálu na vstupe, kde neprispôsobenie na vstupnú impedanciu prakticky útlm nezvýši. Vyžaduje si to samozrejme dosť vysoký výkon z použitého tranzistora. Nízka impedancia zdroja signálu utlmí dobre

i vlny, ktoré sa šíria od vstupných elektród opačne a samozrejme by sa tiež odrazili na vstupe, aby rušili na výstupe.

Okrem TPS môže spôsobiť "ducha" i "PPS" - priamo prenesený signál, totiž to, čo prejde kapacitou filtra medzi vstupom a výstupom. Túto kapacitu sa snaží výrobca mať čo najnižšiu. Údaj o potlačení PPS (napr. bod 17 v zozname parametrov čs. filtra) je preto veľmi dôležitý - minimálne to je 45 dB. "Duch" by sa nachádzal napr. 1 cm naľavo od správneho obrazu. Bežne sa vyskytujúce rušivé signály z horizontálneho rozkladu sú vo fáze s riadkovým zatemnením, takže pri klasických LC obvodoch, kde býva len oneskorenie napr. 0,4 μ s dané vzduchovým oneskorovacím vedením vo videu, sa na tienidle neobjavuje. Horšie je to pri použití PAV filtra, pretože tam na vstupe zachytený rušivý signál príde na katódu obrazovky minimálne o ďalšiu mikrosekundu neskôr, teda až do obrazového signálu. Tu museli vývojári rozkladov riešiť mechanické i elektrické prevedenie horizontálneho koncového stupňa tak, aby k podobnému rušeniu (zvislý prúžok silného "šumu" pri ľavom okraji tienidla) nedochádzalo.

Vysielače pre normy CCIR B,G (i "OIRT" - CCIR D,K) vylepšujú fázové skreslenie, ktoré nie je možné s ohľadom na potlačenie jedného pásma úplne odstrániť u seba lepšie konštruovanej OMF s klasickými LC obvodmi fázovým predskreslením. Pohybuje sa od nuly pri nosnej obrazu do cca +90 ns v strede pásma a potom opäť klesá. Prakticky sa to prevádza tak, že sa nastavujú obvody vysielačov podľa presného monitorového TV prijímača na čo najnižšie výsledné fázové skreslenie. Niektorí výrobcovia dodávajú preto PAV filtry pre CCIR B/G s podobným, avšak zrkadlovým priebehom skupinového oneskorenia na dosiahnutie ideálneho výsledku. U nás použité typy filtrov tu majú rovný priebeh, keďže po uvážení iných okolností sa to javí optimálne. Tento však i s nevyhnutným malým kolísaním dáva aj spolu s týmto predskreslením stále podstatne lepšie výsledky než je možné dosiahnuť s LC obvodmi (kde sú i značné odchýlky u jednotlivých televízorov, dané nastavením indukčností pri výrobe). Okrem toho fázové skreslenie v tuneri sa tiež odpočítava od predskreslenia.

Filtry PAV s upraveným fázovým priebehom podávajú svedectvo o tom, aké možnosti poskytujú tieto prvky proti klasickým, pracne dolaďovaným LC filtrom. Fázové skreslenie však - žiaľ! nevzniká len v OMF obvodoch. Ak pominieme tuner, kde s ohľadom na väčšie šírky pásma dobre riešené a správne nastavované obvody až tak veľmi fázový priebeh nekomplikujú, zostáva zvlášť dnes pri farebnej televízii hlavným zdrojom fázového skreslenia zásah do frekvenčnej charakteristiky vo videu, kde zvlášť systém SECAM si vyžaduje natoľko silné odladenie "farbového pásma" z pásma obrazových frekvencií, že sa to nedá previesť bez zhoršenia fázového priebehu, teda i kvality obrazu. Uvádzame to preto, aby sme predišli úsudkom, že napriek PAV filtru ešte nie je obraz tak dokonalý, ako by sme si priali. Riešenie - aspoň čiastočné - nie je vylúčené, ale zasahuje nad kompetenciu výrobcov televízorov, smeruje totiž k úpravám platných TV noriem.

PAV filtry nie sú schopné príliš silne potláčať kmitočty s väčším odstupom než asi 20 MHz od MF pásma - na dostatočné potlačenie tu však stačia obvody MF v tuneri a frekvenčný priebeh TR 1 spolu so vstupnou kapacitou PAV filtra.

Elektrické vlastnosti

V zátvorkách uvádzame údaje pre typ Siemens OFW-K 1950, ak je tam podstatný rozdiel.

Veličina	frekv.(MHz)	min.	typ	max.	jedn.
Frekvenčná charakteristika					
Vzťažná frekv.	35		0		dB
Nosná obrazu	38	-4	-6	-8	dB
Max. zvlínenie pásma	33,7-36,5		1	2	dB
Nosná farby	33,2	0	-3	-6	dB
Nosná zvuku	31,5-32,5	-19	-23 (21)	-27 (22,4)	dB
Susedná nosná zvuku	39,5	-40	-46		dB
Susedná nosná obrazu	30	-43	-46		dB

Veličina	frekv. (MHz)	min.	typ	max.	jedn.
Horné postranné pásmo	39,5-44,5	-40	-42		dB
Dolné postranné pásmo	28,5-30	-40	-42		dB
Základný napät. útlm	33,7-36,5			26 (18,5)	
Skupinové oneskorenie	33 -38		konštantné, s amplitúdou zvlnenia max. 50 ns (typ 40, max. 80)		nS
Vstupná impedancia	R C		2-4 (21) 15-25 (12)		kO pF
Výstupná impedancia	R C		1,5-3 (1,7) (typ.7)	15	kO pF
Úroveň striedavého signálu		1			V
Potlačenie TFS (1)	($Z_{vst.} = 50 \text{ ohm}$)				dB
$Z_{výst.} = 300 \text{ ohm}$		45			dB
Potlačenie PFS (2)		50			dB
Záťaž imped. na vstupe			50 ohm nesym.		
Záťaž imped. na výstupe			pri meraní: 300 ohm symetr. (v TVP: 330 R pre OFW-K, 1K5 pre PBF 305)		

Rozsah pracovných teplôt od $+15^{\circ}\text{C}$ do $+45^{\circ}\text{C}$. V tomto rozsahu je povolené zvýšenie potlačenia NO (38 MHz) o 1 dB.

Vysvetlivky:

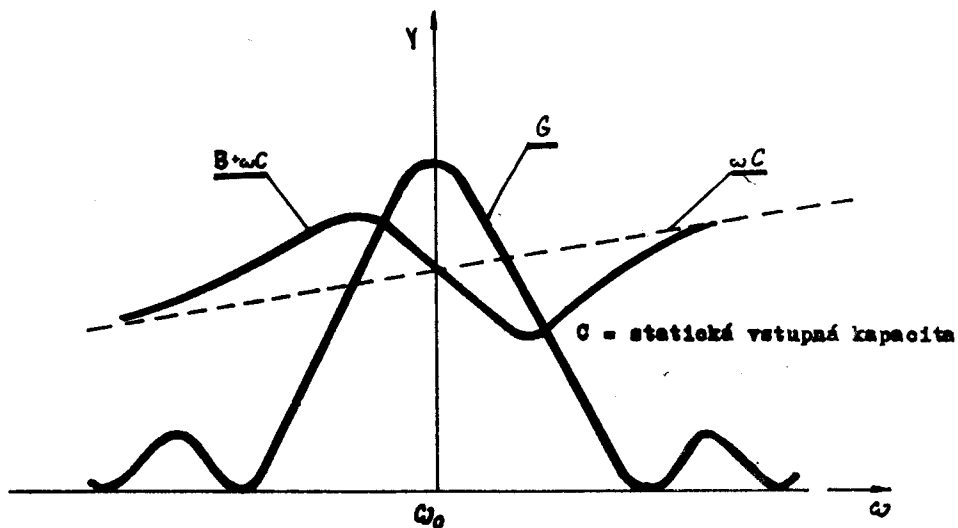
TFS (1) = trojnásobne prenesený signál (odrazy); u filtra OFW K 1950 skúša sa v dobe $1,2 \mu\text{s}$ až $3,5 \mu\text{s}$ po hlavnom skúšobnom impulze o trvaní $250 \mu\text{s}$. Medzinárodná skratka: TTS, triple-transit signal.

PFS (2) = priamo prenesený signál, skúša sa u OFW-K v dobe $0,9 \mu\text{s}$ až $1,1 \mu\text{s}$ pred príchodom hlavného impulzu. Prenáša sa priamo kapacitou resp. zvodom zo vstupu na výstup PAV filtra.

Poznámka:

Filter OFW-K 1950 má podľa katalógu (ktorý nie je tak záväzný ako technické podmienky) menší rozptyl potlačenia nosnej obrazu (5 až 7 dB) a pomocnej nosnej farby (1,2 až 3,2 dB pre 33,57 MHz). Jeho útlm je 18,5 dB max.

V závislosti na tom, ktorý filter bude pre danú výrobnú sériu TVP použitý, budú použité odlišné hodnoty R 1, C 4, R 7 a iné usporiadanie TR 1. TR 1 - 6PK 857 70 pre filter PBF 305 bude mať 12 a 2x2 závit, pre OFW-K 1950 bude mať 20 a 2x3 závit, čo odpovedá približne i rozdielom vstupnej impedancie.



OBR. 5-PAV Priebeh vstupnej admitancie PAV filtra

III. MODUL "Z"

Zapojenie vývodov IO TDA/MDA 4290 pre riadenie hlasitosti a korekcií zvuku

Keďže čs. prevedenie má 16 vývodov, z toho č. 8 a 9 nezapojené, platia pre MDA 4290 V od č. 8 vyššie čísla. Podľa toho je vypracovaná i schéma obvodu "Z" - 6PN 053 31.

Číslo vývodu:

MDA	TDA	
01	01	Záporný pól napájacieho napätia (zem)
02	02	Výstup referenčného napätia (U_{REF} , cca 5 V)
03	03	Výstup signálu pre fyziologický priebeh
04	04	Vstup pre prepínanie priebehu (lin/fyziolog) - použité je zapojenie pre fyziologický priebeh riadenia hlasitosti, šp. 2 je spojená so šp. 4
05	05	Vstup pre riadenie zisku (hlasitosť)
06	06	Výstup signálu pre lineárny priebeh
07	07	Kladný pól napájacieho napätia ($+U_{CC}$)
08		Vývod nezapojený (NC)
09		Vývod nezapojený (NC)
10	08	Vstup pre riadenie hĺbok
11	09	Vstup signálu
12	10	Vývod pre pripojenie vonkajšej kapacity (100 nF)
13	11	Vývod pre pripojenie vonkajšej kapacity (100 nF, 330 pF)
14	12	Vývod pre pripojenie vonkajšej kapacity (100 μ F)
15	13	Vývod pre pripojenie vonkajšej kapacity (6,8 nF)
16	14	Vstup pre reguláciu výšok

Bez použitia korekcií (regulátory basov a výšok na strednej polohe, hlasitosť nastavená blízko max.) bude prenosová charakteristika v pásme 20 až 20.000 Hz prakticky rovná. Rozsah korekcií hĺbok a výšok na frekvenciách 40 Hz a 15 kHz je +15 dB pri zapojení podľa doporučenia výrobcu IO (C4 medzi vývodmi 12 a 13=100 nF, C7 medzi vývodom 15 a kostrou, šp.1=6,8 nF).

Fyziologická regulácia hlasitosti:

K tejto patrí frekvenčne závislé zapojenie medzi vývodmi 3 a 6 IO t.j. v našom prípade C 8 = 100 nF, R 3 = 1k, C 9 = 3,3 nF, R 2 = 820 R a R 1 = 22k.

V súhlase s priemernými vlastnosťami ľudského orgánu by bol pri hlasitosti, podstatne zníženej proti hlasitosti na koncerte, vnem hĺbok proti stredným kmitočtom príliš slabý. I najvyššie kmitočty by sme vnímali o niečo zoslabené. Lepší obraz o skutočnom zvuku dostaneme, ak napriek zoslabeniu hlasitosti pre stredné kmitočty zoslabíme basy podstatne menej.

Pri regulačnom napätí pre hlasitosť napr. 1 V (z možného rozpätia 0-2,3 V) dostaneme na výstupe 3 signál 10 mV proti 300 mV na vstupe IO, ale na výstupe 6 prakticky ešte nulový signál. (Udávame celkom približné, ale názorné hodnoty.) Kondenzátor 100 nF predstavuje pre 100 Hz impedanciu 16 k Ω , pre 2 kHz len 800 ohm. Kondenzátor 3,3 nF pre 100 Hz je "nepriestrelný", $X \approx 0,5$ Mohm, pre 2 kHz stále ešte 24 kohm, ale pre 10 kHz už len 4,8 kohm.

Pretože výstupné impedancie vývodov 3 a 6 sú nízke, cca 200 ohm, dôjde k určitému útlmu kmitočtu 100 Hz (cca 5 dB) cez delič 22k(R) - 16k(X_C), čo sa objaví na výstupe U_q za odporom 1k, kde bude asi 6 mV. Kmitočet 2 kHz však bude podstatne viac utlmený, pretože preň pôjde o delič 22k(R) - 0,8k(X_C) a cez kondenzátor 3,3 nF prejde len malý zlomok signálu z bodu 3 na výstup U_q . U_q bude napr. 0,9 mV. Zato 10 kHz - aj keď za odporom 22k nebude prakticky nič - dá menšie potlačenie na deliči 4,8k(X_C) + 0,8k(R) proti 1k(R), než tomu bolo pri 2 kHz (cca 14 dB, $U_q \approx 2$ mV).

Toto zapojenie predpokladá dostatočne veľkú impedanciu za výstupom U_q , čo až na najnižšie kmitočty, bez väčšieho významu pri našom veľkom reproduktore, je splnené (R5, 68k).

Pri nastavení väčšej hlasitosti je signál U_q bližší signálnemu napätiu U_3 (napr. 30 %), čo znamená, že potlačenie stredných kmitočtov proti hlbokým a výškam bude menšie. (U najjedno-

duchších zapojení tzv. fyziologickej regulácie hlasitosti sa zdôrazňovali hlavne nízke kmitočty - keďže prenos FM kvalitne prenáša najvyššie kmitočty, je treba vyrovnávať aj ich zoslabenie. Tomu odpovedá toto zapojenie, kde sú pri slabej nastavenej úrovni hlasitosti proti strednú zdôrazňované výšky asi až o 12 dB.

Ak by vývod č. 4 zostal nezapojený, bolo by výstupné napätie U_3 regulované rovnako ako U_6 , frekvenčne závislé zapojenie pre spoločný výstup U_4 by stratilo zmysel, stačilo by spojiť obidvoch výstupov napr. cez odpory 1k, resp. použiť len jeden výstup.

Fyziologická regulácia hlasitosti sa dobre uplatňuje vtedy, ak skutočná používaná hlasitosť sa pohybuje tak, ako s tým zapojenie počíta. Pokiaľ by pre značné zosilnenie koncového stupňa bola bežne nastavovaná hlasitosť napr. s U_5 pod 1 V, ale vnímaný zvuk by bol svojou intenzitou blízky zvuku v koncertnom sále, budú hĺbky príliš zdôraznené. To sa dá však vyrovnať príslušným nastavením zafarbenia zvuku potenciometrom P 602. Účinok fyziologickej regulácie závisí samozrejme i na správnom "dávkovaní" hlasitosti z TV štúdia. Podľa praktických skúšok s televízorom bude poslech zlepšený najmä pri bežne používanom stlmenom nastavení zvuku vo večerných hodinách.

Výkonový nf stupeň

Na integrovaný obvod MDA/TDA 4290 nadväzuje IO A 2030V. Jedná sa o koncový stupeň s nf výstupným výkonom 12 W pri použití reproduktora s impedanciou 4 ohm, resp. 8 W pri reproduktore 8 ohmovom, ako náš ARE 5808.

Z hľadiska kvalitnej reprodukcie zvukového doprovodu v TVP je vhodné používať koncové stupne s vyšším výstupným výkonom. Náš IO z výroby NDR je ekvivalent IO TDA 2030 fy ATES. Dost podobný mu je obvod čs. výroby MDA 2020 pre o niečo nižší výkon (TDA 2020).

IO A (TDA) 2030 je koncipovaný pre symetrické napájanie, napr. +16 V, -16 V. Takéto napájanie má svoje výhody, je však nákladnejšie z hľadiska napájacieho zdroja. Keďže my používame jedine plus-zdroj 26 V, teda vývod určený pôvodne pre záporné napájacie napätie je uzemnený, musí byť vstupný diferenciálny zosilňovač zapojený na napätie rovné polovici napájacieho napätia. Preto je vstupný prívod, šp. č. 1 IO, zapojený cez zvodový odpor R 5 na delič M1/M1 z napájacieho prívodu šp. 5, R 10/R 9. (Viď schému zapojenia IO TDA 2030, obr. 1-2.)

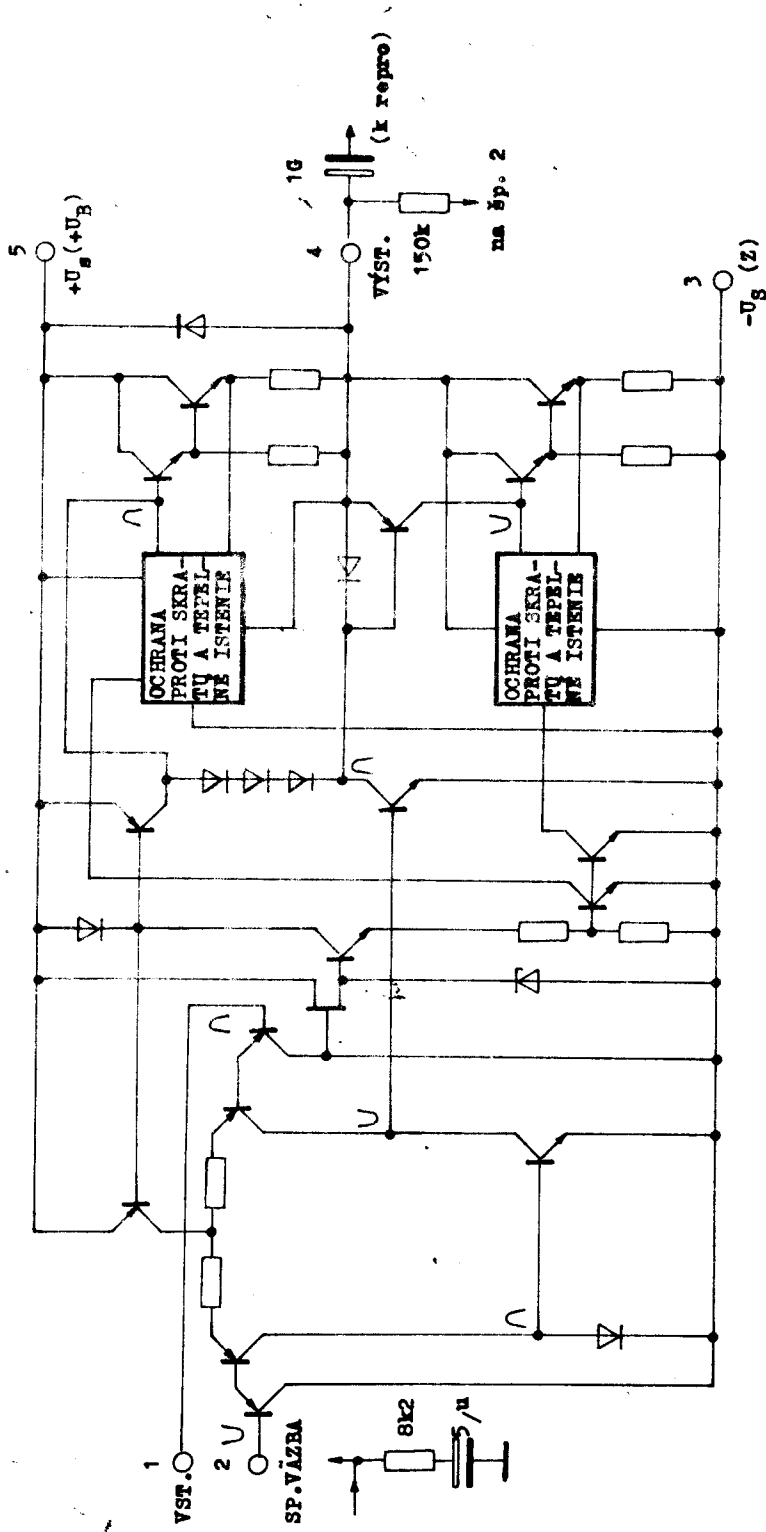
Diódy D 1, D 2 sú ochranné - pri záťaži indukčného charakteru by mohli vzniknúť na výstupe, šp. 4 IO, prepätia prekračujúce napájacie napätie alebo záporné napätové špičky, čo by z hľadiska namáhania koncových tranzistorov znamenalo rovnaké nebezpečenie. Diódy takého prepätia zvedú do zdroja resp. do zeme.

R 8 - C 16 je známy Boucherotov člen proti kmitaniu obvodu na vysokých frekvenciách, R7/R6 je delič, určujúci stupeň zápornej spätnej väzby.

Šp. 2 je neinvertný vstup vnútorného diferenciálneho zosilňovača, šp. 1, na ktorú prichádza vstupný signál, je invertujúci vstup, čím je daná záporná spätná väzba. Podobne ako má vstup šp. 1 polovičné napätie napájania, musí byť toto i na šp. 2. Je tam privádzané z výstupu 4, kde práve má jednosmerne byť polovičné napájacie napätie. Toto je spätnou väzbou stabilizované: nižšie U_4 by dalo i nižšie U_2 , to znamená nižšie js. napätie na výstupe difer. zosilňovača, ktorý pracuje do bázy NPN tranzistora, obracajúceho polaritu. Na jeho kolektore teda bude kladnejšie napätie, ktoré sa dodáva na bázu koncového tranzistora hornej vetvy - tá bude mať teraz nižšie U_{CE} . Na spodnú vetvu prichádza signál ešte cez PNP tranzistor - zvýšené js. napätie na jeho báze dá znížený básový prúd pre koncový tranzistor, takže v spodnej vetve U_{CE} sa zvýši, čím stúpne i napätie U_4 . Ostatné použité súčiastky nepotrebujú komentár.

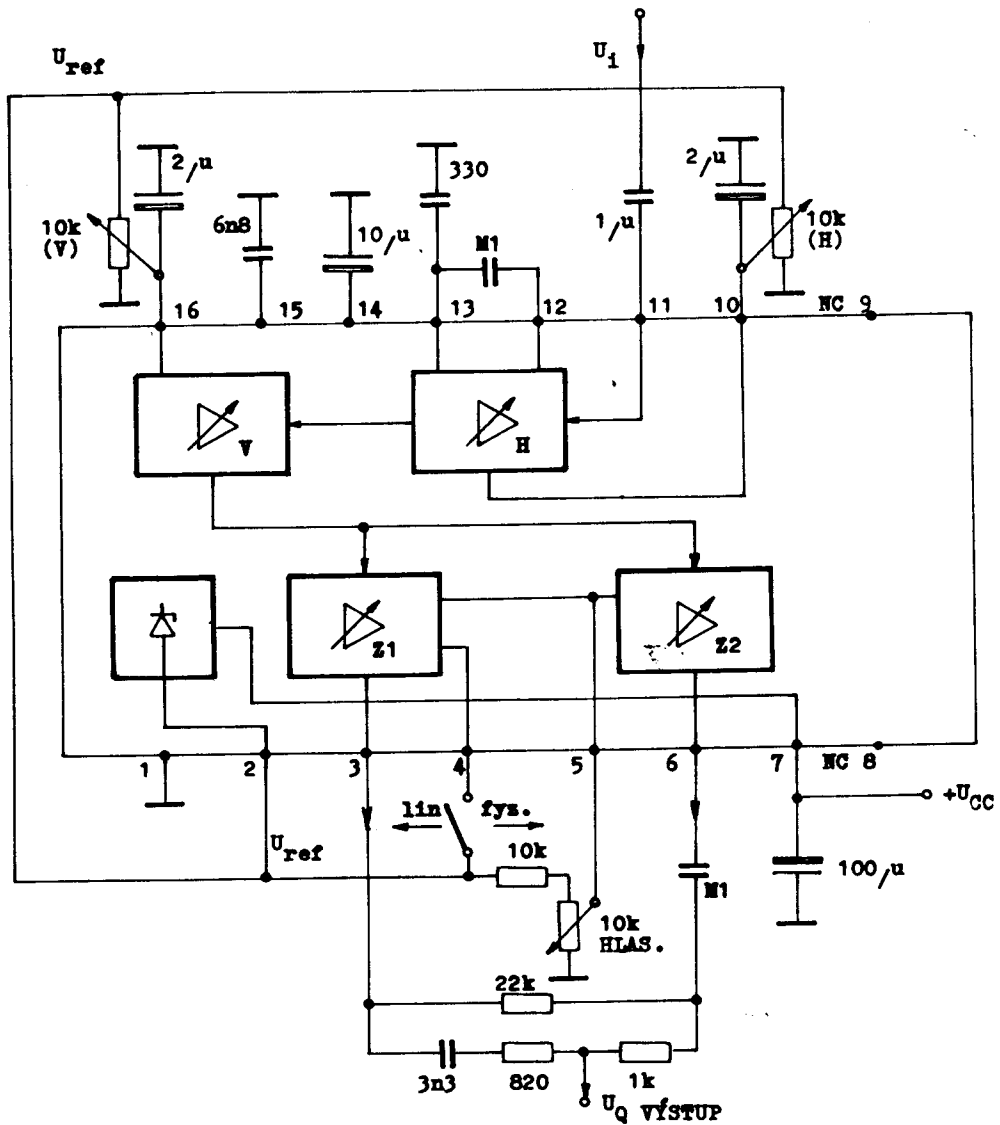
Podobne ako obvody TDA 2010 a 2020 má obvod TDA 2030 - A 2030 V obvody pre ochranu koncového stupňa pred následkami skratu na výstupe t.j. proti výkonovému preťaženiu, ktoré by nastúpilo okamžite, ak by nastal skrat napr. v prívodoch reproduktorov. Táto ochrana je patentovaná.

Okrem toho bežnejšia tepelná ochrana tak isto odpojí koncový stupeň pri prekročení určitej limitnej teploty.



Obr. 1-Z SCHÉMA ZAPOJENIA IO TDA 2030

Poznámka: IO je koncipovaný pôvodne pre symetrické napájanie (max.) ± 18 V. Pri napájaní $U_5 = +U_B$ (u nás 26 V, U_D), $U_3 = 0$ V = zem, je nutné privádzať $+U_B/2$ na vstup šp. 1. Viď delič R10/R9 a R5 na schéme "Z".



OBR. 2-2 SCHÉMA ZAPOJENIA IO MDA 42 90

- Poznámka:**
- 1) Výstup sa značí "Q" namiesto "výst.", "out" resp. "aus".
Značenie U_0 (out) sa plietlo s nulou. U_1 = vstupné napätie (in).
 - 2) Pre fyziologickú reguláciu hlasitosti je šp. 4 spojená so šp.2, U_{ref} .
 - 3) Potenciometer hlasitosti je v TVP 4416 realizovaný ako P 610 6k8, pripojený ako reostat na emitor tranzistora T 61.
Tento tranzistor dostáva regulačné napätie do bázy z potenciometra P 609, na ktorého bežec prichádza regulačné napätie od diaľkového ovládania.

IV. MODUL "P" - DEKÓDOVACIE OBVODY (P)1. Úvod

Dekódovacie obvody SECAM/PAL sú rovnaké ako v televízoroch radu 4332 - 33 A. Modul dekodéra je osadený novými integrovanými obvodmi a to MDA 3510 - dekodér PAL a MDA 3530 - dekodér SECAM.

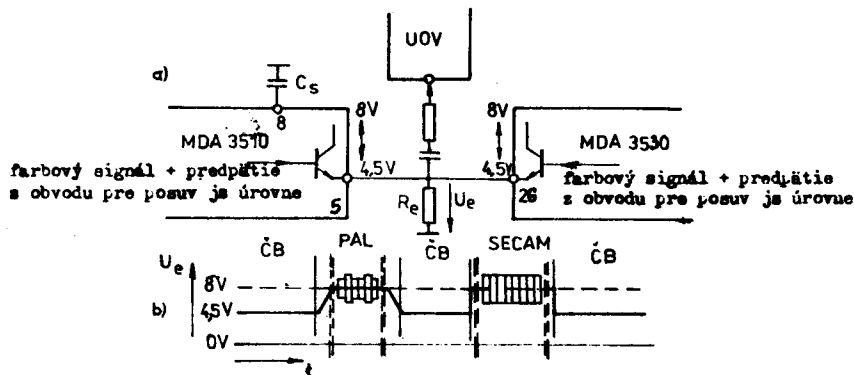
Tieto integrované obvody sú riešené tak, že nepotrebujú ďalší obvod pre automatické prepínanie systémov. To je umožnené tým, že každý z integrovaných obvodov je doplnený novou funkciou automatickej zmeny pracovného bodu výstupných stupňov, čím sa tieto aktivizujú pri prijímaní príslušného farbonosného signálu a naopak zablokujú sa pri prijímaní iného signálu (rovnako, ako pri prijímaní čiernobieleho signálu resp. silne zašumenom). To ďalej umožňuje jednoduché paralelné spojenie výstupov obidvoch integrovaných obvodov.

Nový obvod (obvod pre posuv jednosmernej úrovne) mení tiež pracovný bod budiacich stupňov ultrazvukového oneskorovacieho vedenia (UOV), takže je tiež možné jednoduché paralelné pripojenie vstupov (aj výstupov) UOV t. zn., že sa pre dvojnормový dekódér SECAM/PAL používa jediné ultrazvukové oneskorovacie vedenie.

Praktické riešenie schématicky znázornené je na nasledujúcich obrázkoch P 1 a P 2.

Na obrázku P 1 sú nakreslené pomery na budiacich stupňoch UOV a to hore časť zapojenia obvodov a dolu priebeh napätia na paralelne spojených výstupoch, keď sú postupne spracovávané signály: ČB, PAL, ČB, SECAM, ČB.

Obidva budiace stupne majú spoločný externý emitorový odpor R_e ($R8 - P$), z ktorého sa odoberá budiace napätie pre UOV. Na bázy emitorových sledovačov NPN - budiacich stupňov - sa privádza signál z obvodu pre posuv jednosmernej úrovne, ako bude podrobnejšie popísané v ďalších kapitolách. Pri prijímaní ČB. signálu sú obidva farbové kanály zablokované ($U_e = 4,5 \text{ V}$), pri prijímaní SECAM je na šp. 26 MDA 3530 +8 V, čím je zablokovaný sledovač v MDA 3510. Pri prijímaní PAL je naopak +8 V na výstupe č. 5 MDA 3510 a zablokovaný je sledovač v IO pre SECAM.



OBR. P 1

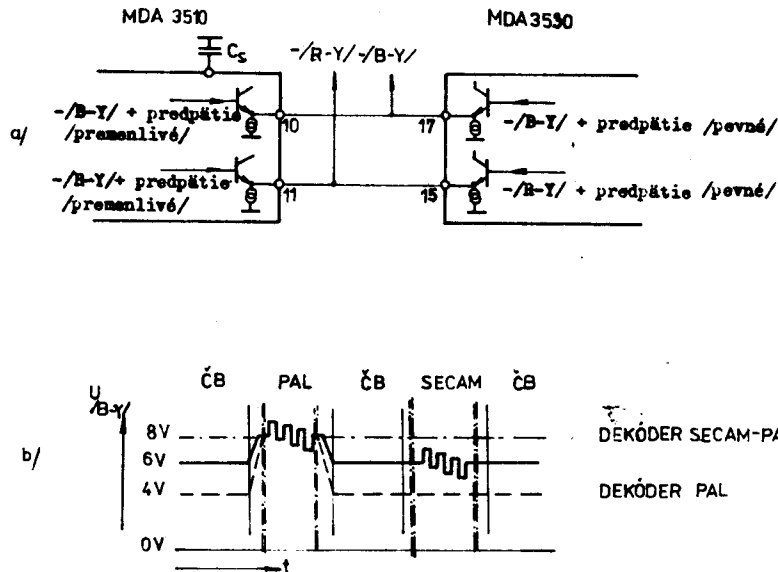
Paralelné zapojenie výstupov pre UOV dekódéra SECAM a dekódéra PAL

a/ schématické zobrazenie obvodu

b/ časový priebeh napätia

Poznámka: zvislými čiarkovanými čiarami sú oddelené časové úseky rôznych časových merítok.

Na obr. P 2a sú opäť nakreslené pomery na výstupoch rozdielových signálov farby $-(R-Y)$ a $-(B-Y)$ a na obr. P 2b časový priebeh napätia (signál: ČB, PAL, ČB, SECAM, ČB). Pri prijímaní ČB signálu a SECAM je napätie na spojených výstupoch 6 V. Pri prijímaní signálu PAL stúpa toto jednosmerné napätie na 8 V. Pri SECAME a Č/B signále je na výstupoch 10, 11 MDA 3510 len +4 V, t.j. na bázach sledovačov NPN len +4,6 V a tieto sú napätím 6 V z výstupov IO MDA 3530 zablokované. Naopak +8 V pri PAL blokuje výstupné sledovače MDA 3530.



OBR. P 2

Paralelné zapojenie výstupov rozdielových signálov farby B-Y a R-Y

- a/ schématické zobrazenie
b/ časový priebeh napätia

Poznámka: zvislými čiarkovanými čiarami sú oddelené časové úseky rôznych časových merítok.

Ďalšie inovácie dekódovacích integrovaných obvodov, ako napríklad generátor nosného kmitočtu PAL 8,8 MHz s delením kmitočtu vnútri IO a pod. vyplývajú z ďalšieho podrobnejšieho popisu týchto obvodov v časti 2 a 3.

Zjednodušenie výroby dekódera SECAM/PAL a servisu sa pri aplikácii týchto nových integrovaných obvodov najlepšie prejaví v zníženom počte externých súčiastok a zníženom počte nastavení. Pasívnych súčiastok je oproti terajšiemu dekóderu o cca 50 menej a nastavovať sa bude v dekóderi pre SECAM len:

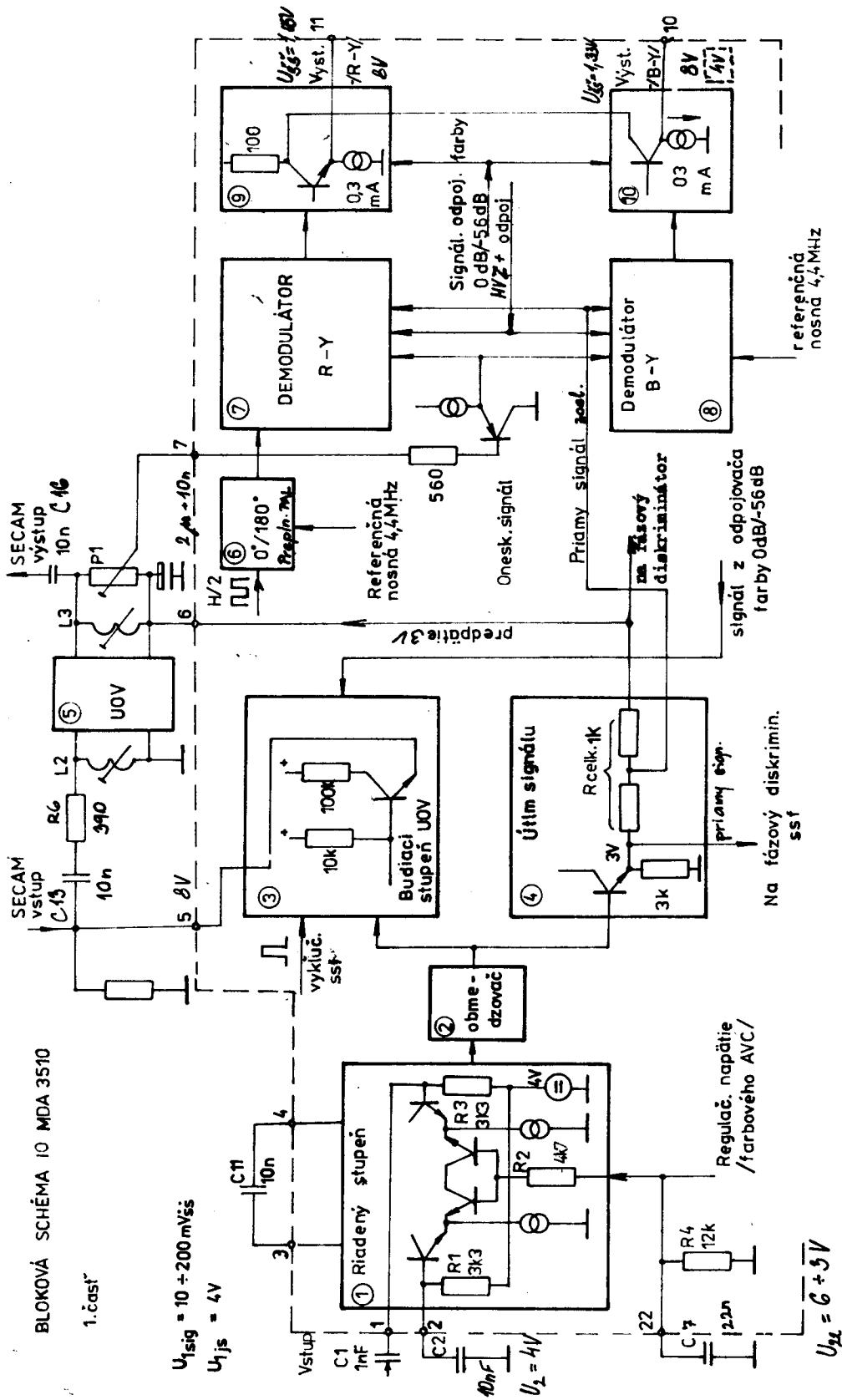
- a/ obvod cloche - (kmitočet)
b/ identifikácia - (kmitočet)
c/ fázové články demodulátorov - (kmitočet)

a pre PAL:

- a/ vstupný filter - (kmitočet)
b/ oscilátor - (kmitočet)
c/ fáza maticového obvodu - (a amplitúda)

BLOKOVÁ SCHÉMA IO MDA 3510

1. časť



OBR. P 3 SPRACOVANIE FARBOVÉHO SIGNÁLU

2. Dekóder PAL - IO MDA 3510

V technickej informácii č. 45 k televízorom Minicolor a Oravan 4330/4333 A je o niečo podrobnejší popis. Tu uvádzame informácie o tomto integrovanom obvode podľa vývojového projektu.

2.1 Spracovanie farbonosného (chrominančného) signálu - obr. P 3

Farbonosný signál sa privádza kapacitnou väzbou na vývod 1 IO. Ten je jedným zo vstupov diferenciálneho zosilňovača. Druhý vstup je na vývode 2 a je vľ. uzemnený. Tento diferenciálny zosilňovač plní funkciu riadeného stupňa - reguluje zosilnenie farbonosného signálu. Preto medzi emitory tranzistorov diferenciálneho stupňa sú zapojené ďalšie dva tranzistory, ktoré tu predstavujú premenlivý spätnoväzbový odpor. Regulačné napätie $3\text{ V} \pm 6\text{ V}$ dáva rozsah regulácie 26 dB (vstupný signál 10 mV až 200 mV).

Kondenzátor C 11 slúži pre potlačenie signálových (=striedavých) zložiek vo spätnoväzbovej slučke pre stabilizáciu pracovného bodu. Obmedzovač zapojený za regulovaným stupňom obmedzuje farbonosný signál pri dvojnásobku menovitej úrovne.

Za obmedzovačom sa farbový signál rozdeľuje na priamy a oneskorený. Pred tým, než sa signál cez vývod 5 privedie na ultrazvukové oneskorovacie vedenie (UOV), vyklúčuje sa (odstráni sa) z neho synchronizačný signál farby (ssf). Impulzy, ktorými sa vyberá zo signálu "burst" ssf, sú odvodené zo zloženého impulzu "sand castle" a označujeme ich tu ako HKB - horizontál, kľúčovanie burstu.

Keď na vstupe dekódera nie je správny signál PAL, je vstup na UOV zatlmený (- 56 dB) signálom z odpojovača farby a obvodu pre posúvanie js. úrovne.

Úroveň signálu na vývode 5 (normovaný signál farebných pruhov) je $U_{5} \text{ šš} = 2\text{ V}$. Menovitá úroveň farbonosného signálu na vývode 7 za oneskorovacím vedením je $U_{7} \text{ šš} = 250\text{ mV}$. (Pre zjednodušenie označujeme napätia len číslom vývodu bez uvedenia čísla odpoďajúceho "zemi".)

V bloku útlmu (4) je za emitorovým sledovačom zapojený napätový delič, ktorým sa farbový signál zoslabí na úroveň, aká je daná najväčším možným útlmom v oneskorenej ceste t.j. 18 dB (útlm UOV $9\text{ dB} \pm 3\text{ dB}$ a 6 dB útlm obvodu pre prispôsobenie UOV). Rovnaká úroveň priameho a oneskoreného farbového signálu sa dostavuje odporovým trimrom P 1.

Priamy a oneskorený signál sa privádzajú na synchronné demodulátory, kde sa najskôr sčítajú. Pretože výsledkom sčítania v demodulátore R-Y je signál $\pm E_{R-Y}$, je treba aj fázu pomocnej (referenčnej) nosnej vlny v riadkovom rytme pre tento demodulátor prepínať z 0° na 180° . Túto funkciu plní prepínač PAL (6), ktorý je riadený signálom z bistabilného klopného obvodu.

Pre zabezpečenie správnej funkcie synchronných demodulátorov nesmie dôjsť k rozdielom jednosmernej úrovne na ich vstupoch. To sa zaistuje tak, že k oneskorenému signálu, ktorý sa prenáša bez jednosmernej zložky, sa privádza z bloku (4) na vývod 6 priamy signál, kde sa však filtruje kondenzátorom C 15 a zostáva len predpätie nomin. 3 V.

Na demodulátory (7) (8) sa ďalej privádzajú riadkové a snímkové zatemňovacie impulzy spolu so signálom odpojovača farby, ktorými sa výstupy počas spätných behov a bez farby PAL zablokujú.

Rozdielové signály farby sa zo synchronných demodulátorov privádzajú na modul "G" koncovými stupňami RGB. Na výstupoch - vývod 10 a 11 sú k dispozícii pre ďalšie spracovanie v zápornej polarite a majú menovitú úroveň $U_{B-Y} \text{ šš} = 1,33\text{ V}$ a $U_{R-Y} \text{ šš} = 1,05\text{ V}$.

2.2 Obnovenie farbonosnej (referenčnej) vlny - obr. P 4

Ako je zrejmé z obrázku, obvod PLL (phase lock loop = slučka upínania fázy) obsahuje kryštálový oscilátor, delič kmitočtu 2:1 a fázový diskriminátor. Tento obvod vytvára potrebné referenčné signály pre synchronne demodulátory.

Oscilátor (13), ktorý kmitá na kmitočte cca 8,8 MHz, obsahuje fázovací článok φ pre doladenie, ovládaný regulačným napätím (z toho názov voltage controlled oscillator VCD). Kryštál je zapojený do série s dolaďovacím kondenzátorom (hrubé nastavenie kmitočtu) medzi vývodmi 14 a 15.

Signál oscilátora sa privádza na kmitočtový delič 2:1, na ktorého dvoch výstupoch dostávame dva obdĺžnikové priebehy farbonosného kmitočtu. Ich fázový posuv je presne 90° .

Vo fázovom diskriminátore (11) sa porovnáva "burst" (ssf), získaný kľúčovaním farbového signálu z priamej cesty, s oscilačným napätím (referenčný signál R-Y).

Naznačené hradlo ssf uvádza fáz. diskriminátor do činnosti iba po dobu trvania kľúčovacích impulzov HKB, kedy je vysielaný "burst" ssf. (Zjednodušená schéma bloku "11" toto znázorňuje, nie je to však úplný fázový diskriminátor.

Získané regulačné napätie sa filteruje externým RC článkom, zapojeným medzi vývody 12 a 13. Po zachytení obvodom PLL kmitá oscilátor presne na dvojnásobnom kmitočte nosnej farby so zanedbateľne malou fázovou chybou. Obvod PLL, okrem dolaďovacieho napätia pre oscilátor, dodáva impulzný signál s polovišnom riadkovom kmitočte H/2, na obvod demodulátora H/2 (15), ako bude popísané v ďalšej kapitole. Tento impulzný signál sa vytvára synchronnou demoduláciou ssf, kde spínacím signálom je oscilačné referenčné napätie R-Y.

2.3 Obvody identifikácie a kľúčovania - obr. P 5

Prepínač PAL je riadený signálom bistabilného klopného obvodu (flip - flop) (18). Správnu fázu tohoto obvodu kontroluje a dostavuje identifikačný obvod, ktorý sa skladá z demodulátora H/2 (15) a prahového detektora (17).

V demodulátore H/2 sa synchronne demoduluje impulzný signál H/2 z obvodu napätovú riadeného oscilátora, pre ktorý ako spínací signál sa používa výstupný signál U_{pp} obvodu flip - flop.

Pri správnej činnosti prepínača PAL sú na výstupe demodulátora H/2 len negatívne impulzy. Pri nesprávnej fáze tu sú len kladné impulzy.

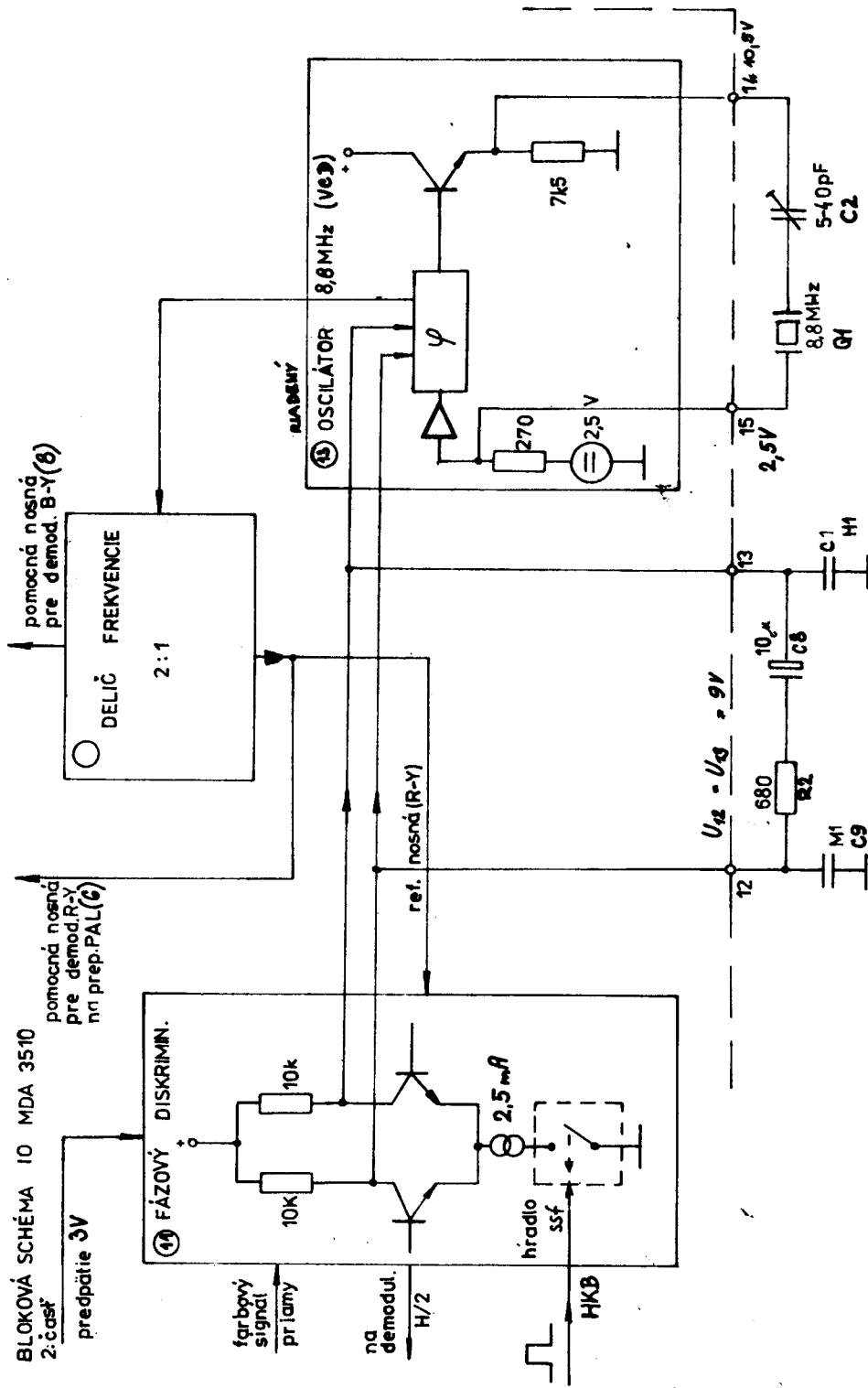
Pre zníženie rušenia sa napätie z demodulátora H/2 na výstup kľučuje (impulzami HKB) len v dobe trvania ssf a toto sa akumuluje na kondenzátore C 3 na vývode 16 (obvod sample - - and - Hold).

Toto výstupné napätie U_{16} - identifikačné - riadi činnosť obvodu flip - flop.

Na kondenzátore C 5 na vývode 18 sa v dobe medzi impulzami vytvára tzv. referenčné jednosmerné napätie 5,5 V.

Identifikačné napätie a referenčné napätie sa privádzajú na prahový detektor (17) a odtiaľ na obvod flip-flop (BKO PAL - 18) vstup C_D (clear direct. = zruš priamo). Na druhý vstup sa privádza impulz pre kľúčovanie burstu ssf, HKB.

Pri správnej fáze prepínača PAL je opravné napätie na vstupe C_D obvodu flip-flop v polohe LOW. Pri nesprávnej fáze stúpne identifikačné napätie U_{ident} na vývode 16 tak, že sa prekročí prahová úroveň detektora "17" a vstup C_D obvodu flip-flop prejde do stavu HIGH, čím sa obvod zablokuje. Pretože potom chýba na vstupe demodulátora signál H/2 (označený U_{pp})



OBR. P 4 OBNOVA NOSNEJ FARBY

klesne identifikačné napätie U_{ident} na vývode 16 a keď dosiahne prahovú hodnotu úrovnového detektora "17" obvod flip-flop opäť začne pracovať, avšak už vo správnej fáze.

Identifikačným napätím sa tiež ovláda obvod odpojovača farby (16). Vstupný emitorový sledovač tohoto obvodu budí cez odpor 1k Schmittov klopný obvod. Jeho prahová úroveň pre otvorenie farbového kanálu je $U_{19} = 3,5$ V. Pri ustálenom stave klesne až na $U_{19} = 2,8$ V.

Ak sa na vstup dekodéra privedie napríklad čb. signál, stúpne identifikačné napätie U_{16} na 5,5 V, pričom kondenzátor C 6 na vývode 19 sa rýchlo nabije cez odpor 1k emitorovým prúdom sledovača a pri napätí $U_{19} = 3,7$ V Schmittov obvod prepne na stav "farba odpojená". Odpor 1k pritom obmedzí nabíjací prúd.

Hysteréziou Schmittovho obvodu cca 0,2 V sa zabraňuje tomu, aby nedošlo k neželateľnému striedavému odpojovaniu a zapojovaniu farby napríklad pri rýchlo sa meniacich príjmových podmienkach.

Kondenzátor C 6 na vývode 19 slúži na to, aby sa oneskorilo prepnutie na farbu (než farbové AVC zreguluje t.j. zníži zosilnenie - farby na obrazovke v tej dobe by boli veľmi sýte). Pri odpojenej farbe je totiž identifikačné napätie $U_{16} = 5,5$ V, Schmittov obvod je zapnutý, jeho vstupom tečie prúd $I_1 = 100 \mu A$ a napätie na vývode 19 je 4,4 V. Pri správnom signáli PAL klesne identifikačné napätie na 4 V, takže vstupný emitorový sledovač sa zatvorí a kondenzátor C 6 sa bude vybíjať prúdom $I_2 = I_2 - I_1 = 150 \mu A - 100 \mu A = 50 \mu A$.

Pretože Schmittov obvod otvára farbový kanál pri úrovni napätia $U_{19} = 3,5$ V pre vybitie kondenzátora C 6 ($1 \mu F$) o 0,9 V (4,4 V - 3,5 V) je potrebný čas

$$\Delta t \approx \frac{C_6 \cdot \Delta U}{I_{C4}} = \frac{10^{-6} \cdot 0,9}{50 \cdot 10^{-6}} = 18 \text{ ms}$$

Výstupné napätie odpovedajúce Schmittovho obvodu môže byť aj na vývode 21, kam je privedený kolektor tranzistora T 2 z bloku 16. Môže sa použiť ako externé napätie odpojovača farby. Pracovný odpor (R 25) sa zapojí medzi tento vývod a napájacie napätie.

Vo vnútri integrovaného obvodu sa napätie odpojovača farby privádza na demodulátory cez súčtový stupeň (20) priamo, na výstupné stupne a budiaci stupeň UOV cez obvod pre posuv úrovne (21). Tento obvod pracuje tak, že prepínacie napätie sa nemení skokove, ale narastá resp. klesá lineárne s časom. Strmosť závisí na hodnote kondenzátora C 10 na vývode 8. Skokové zmeny prepínacieho napätia by sa na obrazovke prejavili zreteľnou zmenou farieb. Týmto rušivým efektom sa zabráni tak, že zmeny jednosmernej úrovne prebiehajú pomaly.

Obvod farbového AVC (14) odoberá signál z nefiltrovaného, nekľúčovaného výstupu demodulátora H/2. Ten sa privádza na špičkový detektor, ktorý sa skladá z PNP emitorového sledovača, prúdového zdroja $10 \mu A$ a externého kondenzátora C 4 na vývode 17.

Tento kondenzátor sa pomaly nabíja z prúdového zdroja a vybíja rýchlo signálom z demodulátora H/2 takmer o jeho zápornú špičkovú hodnotu.

Získané regulačné napätie sa ešte zosilní a pomocou kondenzátora C 22 na vývode 22 filtruje. Až potom sa prevádza na riadený zosilňovací stupeň farbového signálu.

Pri normálnej prevádzke je regulačné napätie úmerné amplitúde burstov sst, ktorá predstavuje skutočnú hodnotu pre reguláciu. Ak však šumové napätia dosahujú úroveň užitočného signálu, alebo ho dokonca prevyšujú, podieľajú sa - vďaka použitému špičkovému detektoru - na vytváranom regulačnom napätí. To znamená, že pri slabých signáloch nedochádza k nežiadúcemu zvýšeniu sýtosti farieb.

Zložený impulz sand-castle z vývodu 20 sa spracúva v prahovom detektore. Úroveň impulzov pre zatemnenie je 1,5 V menovitá hodnota; pre kľúčovanie sst 7,0 V.

3. Dekóder SECAM - IO MDA 3530

Dekóder SECAM s integrovaným obvodom MDA 3520 sa u televíznych prijímačov typovej rady Color 416 nepoužíva. Je tu použitý integrovaný obvod MDA 3530, ktorý je inováciou obvodu MDA 3520. Väčšina obvodov ako farbový zosilňovač včítane farbového AVC, identifikačné obvody, obvod odpojovača farby, sú totožné. Zmena je v type použitých demodulátorov rozdielových signálov E_{R-Y} a E_{B-Y} . Namiesto demodulátorov PLL sú opäť použité demodulátory koincidenčné (kvadrátúrne).

V záujme kompletnosti uvádzame funkcie všetkých jednotlivých blokov tohto IO. Na blokovej schéme - obr. P 5 sú jednotlivé funkčné bloky očíslované ako nasleduje:

- 1 - chrominančný zosilňovač s riadeným ziskom
- 2 - chrominančný zosilňovač s pevným ziskom
- 3 - obmedzovací stupeň pre priamy signál
- 4 - obmedzovací stupeň pre oneskorený signál
- 5 - posúvanie js. úrovne pre vstup oneskorovacieho vedenia
- 6 - prepínač Secam (permutátor H/2 Secam) s výstupmi $F_{(B-Y)}$ a $F_{(R-Y)}$
- 7 - BKO (flip-flop) SECAM
- 8 - prahový detektor pre impulzy kľúčovania ssf a riadkového zatemnenia
- 9 - fázový diskriminátor (B-Y)
- 10 - fázový diskriminátor (R-Y)
- 11 - zdroj impulzov zatemnenia výstupného signálu
- 12 - prahový detektor pre impulzy kľúčovania identifikácie
- 13 - nastavenia a obnova js. úrovne; výstupný obvod -(B-Y)
- 14 - nastavenie a obnova js. úrovne; výstupný obvod -(R-Y)
- 15 - obvody identifikácie:
 - obmedzovač
 - fázový diskriminátor
 - krížový prepínač (demodulátor H/2)
- 16 - úrovňové detektory (Schmittove obvody) pre odpojovanie farby a opravu fázy BKO SECAM

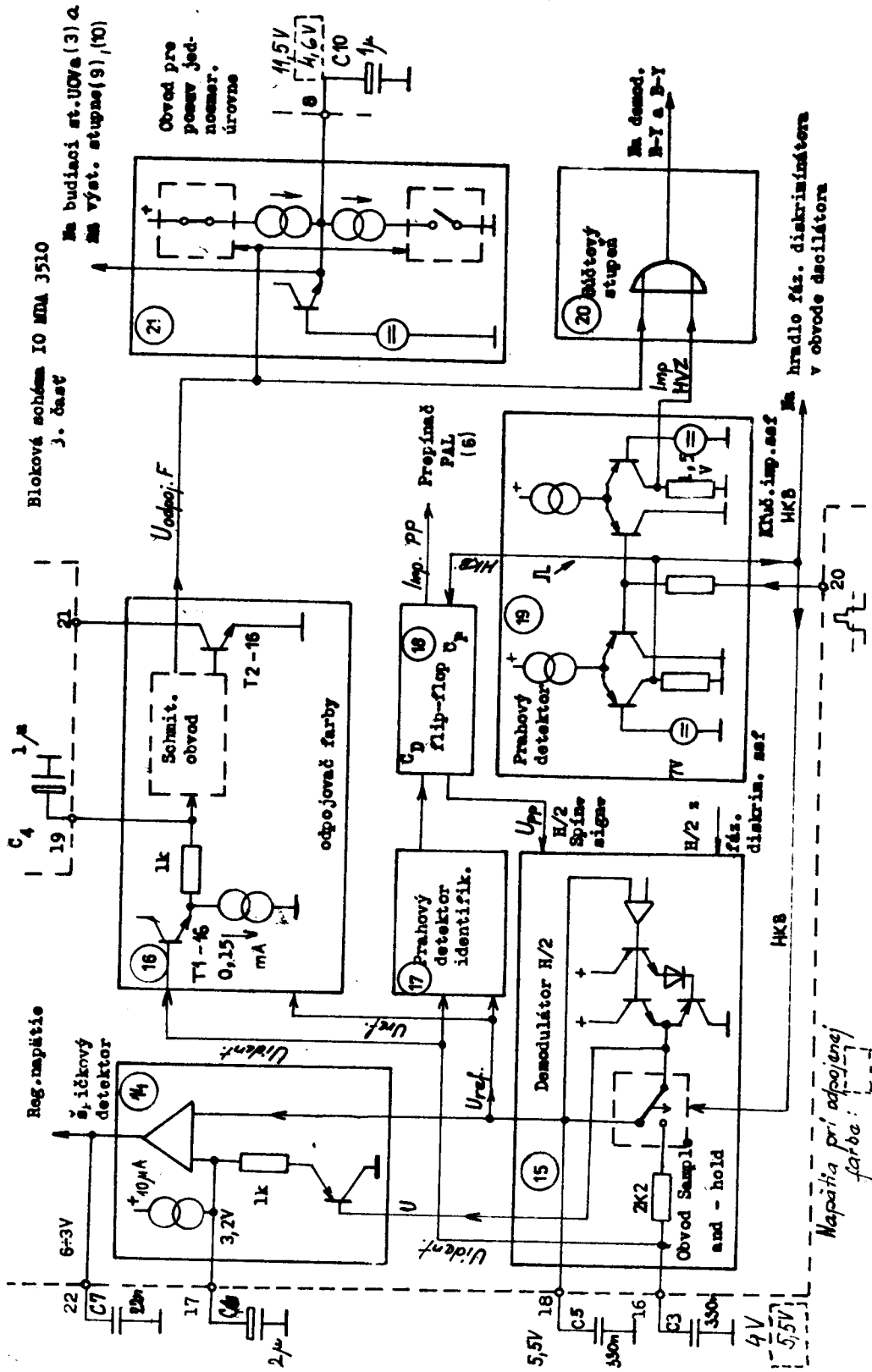
Uvedené číslovanie je tiež uvádzané v texte.

Chrominančný zosilňovač (1) použitý v tomto IO má automatické riadenie zisku a je podobný zosilňovaču v TDA 3510, popísanému v predchádzajúcej časti tejto správy. Hoci sa jedná o kmitočtovú moduláciu, je totiž výhodné udržiavať pomocou F-AVC stupeň obmedzenia na pomerne nvysokej hodnote, aby sa znížil obsah harmonických u signálu, privádzaného na prepínač Secam a na demodulátory.

Signál vstupuje do IO z obvodu "cloche" na šp. 28, na ktorú prichádza potrebné predpätie z vývodu 1 cez cievku obvodu "cloche". Jednosmerné napätie pre toto predpätie z interného zdroja je filtrované kapacitou pripojenou na vývod 1 (10 nF).

Z obvodu 1 sa zosilnené signálne napätie privádza na obmedzovač v obvode identifikácie (15) ako aj na vstup ďalšieho zosilňovača, s pevným ziskom (2). Kvôli jednosmernej väzbe sa na ďalšie stupne dodáva okrem signálneho napätia superponovaného na js. zložku ešte tiež táto js. zložka, zbavená signálu filtračným kondenzátorom 1nF pripojeným na vývod 2. Zo zosilňovača 2 sa získava usmernení regulačné napätie pre F-AVC. Toto sa na vývode 27 filtruje kondenzátorom 100 μ F, ktorý je druhým koncom pripojený na napájacie napätie pre zosilňovače v IO, šp. 4. (Demodulátory a výstupné obvody sú napájané samostatne cez prívod 12.) Toto pripojenie filtračného kondenzátora pre AVC je optimálne na zabránenie prípadným "brumom".

Z tohto zosilňovača sa cez emitorový sledovač dodáva signál na vývod 3, a odtiaľ cez dolnofrekvenčný priepust (v našom zapojení P 2 - C 38) na obmedzovač priameho signálu (3), cez oddeľovací kondenzátor 1nF a vývod 8.



Obr. P 5 OBVODY IDENTIFIKACE A KLÍČOVANIA

Z vývodu 3 sa tiež dodáva signál cez rázovací obvod medzi šp. 3 a 5 na fázový diskriminátor obvodu identifikácie (15).

Signál určený na oneskorenie v ultrazvukovom oneskorovacom vedení UOV sa po zosilnení privádza na obvod pre posúvanie js. úrovne (5) a z neho na vývod č. 26, na ktorom je js. napätie 8 V pri signále Secam a 4,5 V pri Č/B alebo PAL. Ak totiž nebol identifikačným obvodom zaznamenaný signál Secam, privedie sa napätím úrovne High z odpojovača farby do saturácie tranzistor T 1/5, ktorý odpojí tranzistor T 2/5 v ceste signálu pred naznačeným deličom. Takto jednak zamedzí prístupu signálu z tohto IO na oneskorovacie vedenie, jednak zmení napätie na bázach emitorového sledovača T 3-4/5, takže na vonkajšom odpore 1k Ω na vývode 26 by kleslo napätie z +8 V na 4,5 V, ak by vývod 26 a odpor 1k Ω neboli pripojené na TDA 3510 pre PAL. Pri signále PAL bude na pripojenom vývode TDA 3510, šp.5, napätie 8 V, takže sa týmto napätím na emitoroch uvedený sledovač odpojí.

Na výstupoch pre priamy i pre oneskorený signál je približne rovnaké signálne napätie $2V_{\text{ss}}$. Na vstupoch do IO, za UOV - vývod 24 i na vývode 8 je približne rovnaké napätie $250mV_{\text{ss}}$, pretože útlm člena P 2 - C 38 spolu so vstupným odporom privodu 8 je pri strednej polohe P 2 podobný, ako útlm oneskorovacieho vedenia s pripojenými prispôsobovacími obvodmi. Na vstupy obmedzovačov 3 a 4 sa privádza signál cez oddeľovacie kondenzátory 1nF resp. 10 nF. (Hodnoty doporučené výrobcom IO.) Obmedzovače majú vlastné predpätie 3,5 V, ako je naznačené na blokovej schéme.

S ohľadom na priamo spojené výstupy pre UOV sú pre oba IO spoločné súčiastky: už uvedený R 8 1k Ω , sériový prispôsobovací odpor R 6 390 ohm a oddeľovací kondenzátor C 13 10 nF.

Za obmedzovačmi priameho i oneskoreného signálu (3,4) sú tieto signály privádzané na prepínač Secam (6), ktorý pozostáva ako obyčajne z dvoch párov diferenčných zosilňovačov s krížovou väzbou, zapojených do kolektorových obvodov obmedzovačov, a ktorých bázy sú ovládané signálom H/2, dodávaným bistabilným obvodom (BKO, flip-flop) Secam (7). BKO je spúšťaný riadkovými impulzami (HZ).

Je na mieste zopakovať si skratky, ktoré sme zaviedli pre impulzy, dodávané zo zloženého 3-úrovňového impulzu "sandcastle".

- HKB = impulz pre kľúčovanie bursťu (SSF) PAL a farbonosných SECAM vysielaných počas horiz. zatemnenia - najvyššia úroveň
- HZ = riadkový impulz, odpovedá horiz. zatemneniu - stredná úroveň
- VZ = impulz odpovedajúci vertikálnemu zatemneniu (intervalu medzi dvoma polsnímkami) - najnižšia úroveň

Pre informáciu uvádzame aj približné úrovne, s akými prichádza tento zložený impulz na dekodér:

- počas obrazového signálu ("nulová") . . . 1 V
- pri VZ 2,5 V
- pri HZ 4,5 V
- HKB > 7,5 V

Z týchto úrovní vyplýva, že prvý prahový detektor v bloku 8 dodáva impulzy HKB a druhý detektor impulzy HZ. Tretí detektor (12) pri otvorenom vývode 9 dodáva opäť impulzy HKB a pri uzemnenom vývode 9 impulzy VZ.

Je logické, že detektor pre impulzy VZ zachycuje mimo doby vertikálneho zatemnenia i riadkové impulzy HZ, ktoré sú vtedy v impulze "sandcastle" medzi "nulovou" úrovňou a úrovňou 4,5 V.

Vstupy z prepínača SECAM, šp. 10 a 22, dodávajú frekvenčne modulované signály D_R' a D_B' jednak bez natáčania fázy na šp. 11 a 21, jednak po natočení fázy o 90° vo vonkajších ladených LCR obvodoch cez šp. 14 a 18 na vstupy fázových diskriminátorov (obvody 9 a 10 na blokovej schéme) rovnakého typu ako v MCA/TCA 650.

Aby bol výstupný signál v dobe horiz. zatemnenia zbavený šumu a farbonosných kmitočtov vysielaných počas zadnej zdrže (česky "prodlevy", angl. "porch" = stupienok pri vchode), potláča sa signál v tejto dobe pomocou interného impulzu HZ, vid' naznačené vypínače pri blokoch 9 a 10. Tento prichádza z bloku prahových detektorov 8 a 11 cez bistabilný klopný obvod BKO pre zatemňovanie a logický člen NAND. Ich funkcia - ako ovplyvňujú resp. tvarujú tento zatemňovací impulz - nie je bližšie popísaná v podkladoch výrobou IO.

Rozdielový signál z fázových diskriminátorov je napokon privádzaný k výstupným stupňom $-(R-Y)$ a $-(B-Y)$, obvody 13 a 14, po odfiltrovaní v \check{r} zložiek a po deemfáze členmi pripojenými na šp. 13 a 19.

Za demodulátormi je odpojovací obvod, ktorý zablokuje demodulovaný signál (saturovaným tranzistorom) v prípade signálov Č/B alebo PAL, ale i v tomto prípade zabezpečí na výstupoch js. napätie +6 V, t.j. na bázach výstupných emitorových sledovačov cca 6,7 V, podobne ako je tomu pri vysielaní Secam. Uvedené výstupné sledovače dodávajú na vývody 17 a 15 pri nízkej výstupnej impedancii signály $-(B-Y)$ resp. $-(R-Y)$.

Ako bolo vysvetlené v stati o TDA 3510, tento spôsob zapojenia výstupného obvodu umožňuje priame paralelné pripojenie dekodérov PAL a SECAM na video-stupne, keďže sa predpätie u TDA 3510 mení podľa toho, či bol v ňom zidentifikovaný signál PAL ($U_{js \text{ výst.}} = 8 \text{ V}$) alebo nie ($U_{js \text{ výst.}} = 4 \text{ V}$). Emitorové odpory (predstavujú ich zdroje prúdov 0,5 resp. 0,3 mA) sú zapojené spojením výstupov obidvoch IO k sebe paralelne, a otvorený je ten pár výstupných sledovačov, ktorý má väčšie predpätie na bázach.

Obvod flip-flop (BKO Secam) H/2 (7) sa preklápa riadkovými impulzmi HZ od prahového detektora 8.

Dodáva - ako i v ostatných zapojeniach - meandrovité impulzy s polovičným riadkovým kmitočtom $f_H/2$.

Identifikačný obvod 15 zabezpečuje správnu synchronizáciu BKO podľa referenčného signálu identifikácie, a to v závislosti na tom, či je vývod 9 nezapojený alebo uzemnený, buď podľa kľudových farbonosných f_B a f_R na zadnej časti riadkového zatemňovacieho intervalu (zdrži, "prodleva"), alebo podľa identifikačného signálu Secam obsiahnutého vo vertikálnom zatemňovacom intervale. Fázový diskriminátor v identifikačnom obvode 16 je totiž otváraný (kľúčovaný) impulzmi z prahového detektora 12, ktorého spínacia úroveň je buď 6,5 V alebo 1,5 V, teda ktorý dodáva buď impulzy HKB alebo VZ.

Identifikácia podľa identifikačných impulzov Secam je teda možná, okrem uzemnenia vývodu 9 je však treba prispôsobiť i RC obvod časovej konštanty pri vývode 6 a vhodne naladiť fázový člen medzi vývodmi 3 a 5. Z prahového detektora pri úrovni 1,5 V prichádzajú mimo doby vertikálneho intervalu aj impulzy HZ, pretože tie vtedy predstavujú skok napätia od cca 0,5 V do 4,4 V na vstupe 23. Pôjde teda o zmeškané získavanie identifikačného signálu, ktoré sa terazšom zapojení TCA 640.

Fázový diskriminátor identifikácie je vytvorený dvoma krížovo viazanými diferenčnými zosilňovačmi. Na ich emitory prichádza impulzami HKB (v našom prípade) kľúčovaný signál z sledovača 15, pochádzajúci od výstupu zosilňovača 1; na schéme je naznačené, že obmedzovač 15 dodáva jednak signál superponovaný na js. úroveň +3,2 V, jednak toto je predpätie na vstupe 23, kde je farbový signál vyfiltrovaný; to zabráni prípadným poruchám správnej

funkcie následkom nestabilnosti js. napätí. Na bázy diskriminátora je dodávaný signál z fázovacieho člena C 44 - LCR - C 42. Fázovací člen je nastavený tak, aby pre kmitočet $(f_R + f_B)$: 2 natáčal fázu o 90° , takže natočenie fázy u nižšieho kmitočtu f_B je väčšie než 90° a u f_R menšie než 90° .

(K tomu poznámka: V literatúre o podobných diskriminátoroch býva nepresne uvádzané, že samotný LC obvod fázovacieho člena je naladený na rozhodujúci kmitočet f_0 napr. 6,5 MHz pri zvukovej medzifrekvencii "OIRT" - to by platilo iba ak by dynamický odpor naladeného LC obvodu bol mnohonásobne menší, než reaktancia fázovacieho kondenzátora /náš C 44, 15 pF/. Tým by však vznikol prílišný útlm signálu, takže natočenie o 90° sa zabezpečuje takým naladením, že rezonančný kmitočet LC obvodu je vyšší než f_0 , pre ktorý tento obvod predstavuje (malú) indukčanciu s (veľkým) ohm. odporom v sérii.

Paralelný obvod ladený vyššie je veľká indukčanciu s paralelným odporom, pre sledovanie fázových pomerov je vhodnejší združený sériový obvod L-R. Potom je proti vstupnému napätiu U_1 na fázovacom člene prúd cez celý člen, I_1 , natočený o uhol φ menej než o 90° , napätie na vstupnom kondenzátore, U_C , predchádza napätie U_1 o rovnaký uhol φ a napätie U_2 na paralelnom LCR člene o rovnaký uhol predbieha prúd I_1 , takže rozdiel fázy medzi U_2 a U_1 je 90° . /Konkrétne je obvod L 6/ C 43 pri predpísaných hodnotách 2,7 μ H a 470pF naladený na cca 4,4 MHz, teda vyššie než stredný kmitočet $(4,25 + 4,406) / 2 = 4,33$ MHz./

Pri "riadkovej" identifikácii prichádza na emistory diskriminátora striedavo nemodulovaná farbonosná f_B a f_R - ostatný signál je vyklúčovaný. Preto vzniká na výstupe diskriminátora striedavo pri jednom riadku kladný a pri druhom riadku záporný impulz.

Za identifikačným fázovým diskriminátorom nasledujúci "demodulátor H/2" bude vhodné vysvetliť podrobnejšie:

Frekvenčnou demoduláciou signálu farbonosných na zadnej "prodleve" (zdrži) riadkového zatemňovacieho intervalu sa teda dá získať impulzovitý signál s polovičným riadkovým kmitočtom ($f_{H/2}$). Tento signál dodá, po synchronnej demodulácii so signálom H/2 z BKO (meandrovitý signál), js. napätie predstavujúce identifikačný signál (identifikačné napätie).

BKO (flip-flop Secam) a s ním križový prepínač SECAM pracuje len pri jednej polarite tohto signálu so správnou fázou (správne zasynchronovaný). Ak dodá uvedený demodulátor (ktorý nazývame "demodulátor H/2", keďže naň privádzané signály majú polovičný riadkový kmitočet) napätie opačnej polarite, musí byť BKO zastavený a znova spustený v správnej fáze (so správnou sekvenciou kladnej a zápornej "polvlny"). Ak na demodulátor H/2 nie je privádzaný žiadny farbový signál Secam, zmizne jeho výstupné napätie. Získaný identifikačný signál sa preto dá použiť tiež ako napätie pre vypínanie a zapínanie farby (signál odpojovača farby).

Podobne je tomu u demodulátora H/2 v dekodéri PAL: keďže signál burstu (SSF) mení fázu medzi $+45^\circ$ a -45° voči signálu -U, môže fázový diskriminátor v obvode synchronizácie obnoveného farbonosného kmitočtu dodávať tiež impulzovitý signál o kmitočte $f_{H/2}$, ktorý po demodulácii v podobnom demodulátore H/2, tak isto porovnávaním s meandrovitými impulzami H/2 od BKO PAL, dá podobné identifikačné napätie.

Impulzovitý signál z demodulátora H/2, ktorý pozostáva pri správnej fáze BKO Secam len zo záporných impulzov a pri nesprávnej fáze len z kladných, predstavuje po vyfiltrovaní vonkajším členom pripojeným na vývod 6 vlastné identifikačné napätie. Uvedený RC člen na vývode 6 (R 20 a delič 220k/390k plus kondenzátor 0,1 μ F) určuje časovú konštantu pre identifikačný obvod ako aj pre odpojovanie farby.

Bez signálu Secam je na vývode 6 napätie U_6 dané vonkajším deličom, teda pri $U_{\text{nap}} = 12 \text{ V}$ je $U_6 = 7,7 \text{ V}$. Pri prijímaní signálu Secam a pri správnej fáze BKO Secam klesá po privedení tohto signálu U_6 vplyvom záporných impulzov z demodulátora H/2, pričom pri $U_6 = 6,5 \text{ V}$ sa prepne 1. Schmittov spúšťací obvod (trigger) odpojovača farby (16) a zapojí sa farba. Pri normálnych podmienkach potom klesá U_6 ďalej a ustáli sa na cca $+2 \text{ V}$, čo je najmenšie stredné napätie na výstupe demodulátora H/2. BKO nie je vo svojej činnosti identifikačným obvodom ovplyvňovaný, je ovládaný normálne impulzmi HZ cez naznačené hradlo.

Ak sa dostane z akéhokoľvek dôvodu BKO Secam do nesprávnej fázy, alebo ak sa prestane na vstup IO dodávať signál Secam, stúpa identifikačné napätie U_6 , pretože z demodulátora H/2 duď sú dodávané kladné, alebo nie sú dodávané žiadne impulzy. Keď U_6 dosiahne cca $6,6 \text{ V}$, prepne sa 1. Schmittov obvod späť a vypne farbu. Rozdiel $0,1 \text{ V}$ je daný bežnou hysteréziou týchto obvodov. Vypnutie farby na výstupoch rozdielových signálov a pre oneskorovacie vedenie neovplyvňuje dodávku signálu od zosilňovača 1 na fáz. diskriminátor identifikácie; ak sa jedná o signál SECAM pri nesprávnej fáze BKO, dodáva demodulátor H/2 kladné impulzy a napätie U_6 ich vplyvom stúpne nad $7,7 \text{ V}$ až dosiahne úroveň $8,6 \text{ V}$, pri ktorej prepne Schmittov trigger identifikácie (16). To sa môže stať iba počas doby prítomnosti impulzu HZ, takže napätie, ktoré po interne nastavenom oneskorení dodá identifikačný trigger na uvedené hradlo, a z neho ďalší impulz na BKO, nasleduje krátko po preklopení BKO normálnym impulzom HZ. BKO prepne znova, tentoraz do správnej fázy, a je treba rýchlo zabezpečiť, aby uvedený trigger pred ďalším preklopením BKO bol bez vplyvu.

Hradlo pred BKO funguje takto: normálne cez ne prechádza kladný impulz HZ, ktorého nábežná hrana spôsobí preklopenie BKO, takže tento sa preklápa pri každom riadku krátko po začiatku spätného behu. Ak však dostane pri nesprávnej fáze BKO toto hradlo budiace napätie od triggera identifikácie, vznikne s interne daným oneskorením krátko po impulze HZ na výstupe hradla ďalšia kladná nábežná hrana impulzu, ktorá zabezpečí správne preklápanie BKO.

Najneskoršie pred koncom riadkového činného behu, po ktorom sa vytvorí impulz HZ, musí sa dostať identifikačný trigger 16 do počiatočného stavu, aby zmizlo z neho dodávané prepínacie napätie. To sa deje tak, že výstupné napätie triggera prepínacím signálom súčasne spúšťa prúdový zdroj 1 mA , ktorý rýchlo vybíja kapacitu pripojenú na vývod 6, takže napätie U_6 klesne včas pod hodnotu $8,5 \text{ V}$, pri ktorej sa trigger identifikácie prepne späť. Tak zmizne prepínacie napätie i prúd z uvedeného generátora prúdu. Doba poklesu U_6 od $8,6$ na $8,5 \text{ V}$ závisí na kapacite pripojenej na vývod 6 a nesmie byť príliš krátka, aby opravné impulzné napätie bolo na hradle ešte po doznení impulzu HZ a došlo k vytvoreniu druhej vzostupnej hrany pre opravné prepnutie BKO. Musí byť tiež kratšia než činný beh, $52 \mu\text{s}$. Pre prax vyhovuje 10 až $20 \mu\text{s}$ i pri pomerne širokých toleranciách uvedeného prúdu, hysterézneho napätia triggera a súčiastok, čomu odpovedá zvolená hodnota kondenzátora $0,1 \mu\text{F}$ (C 41).

Prúd cez pripojený odporový delič je mnohokrát menší, netreba s ním teda pri určovaní hodnoty tejto kapacity rátať.

Hodnota tohto kondenzátora je tiež v súlade s požiadavkami na dostatočnú filtráciu identifikačného napätia, teda s hodnotami odporov deliča. RC konštanta na vývode 6 musí byť dosť dlhá, aby dobre odstránila šumové zložky, ale nie tak dlhá, že by prepnutie BKO do správnej fázy trvalo rušive dlho.

Správna fáza BKO spôsobí, že prichádzajú záporné impulzy z demodulátora H/2, takže sa uvedený kondenzátor nabíja; keď preto U_6 klesne pod $6,5 \text{ V}$, zapne 1. Schmittov trigger 16 farbu u obvodov, kam má byť dodávané napätie pre zapojenie farby bez oneskorenia - je to obvod pre posúvanie úrovne 5 a vonkajší vývod signálneho napätia "farba Secam" na výstupe 7.

1. Schmittov trigger odpojovača farby ovláda aj 2. trigger odpojovača, 16. Zatiaľ čo pre vypnutie farby je odpojovacie napätie i za druhým triggerom, teda na výstupné obvody IO dodávané okamžite po dosiahnutí 6,6 V v bode 6, je zapínanie farby na výstupoch IO oneskorené a doba oneskorenia závisí na RC konštante pripojenej k šp. 20, naše R 12, C 21 - 15k, 10, μ F.

Signál odpojovača farby bez oneskorenia je k dispozícii na šp. 7. Pri odpojení farby je tranzistor T 1/16 saturovaný, U_7 je blízke nule. Keď je odpojovač otvorený - stav high, ide farba SECAM - dostáva druhý tranzistor od obvodu flip-flop bázový prúd tak, že tranzistorom prechádza prúd 0,5 mA pri "červenom" riadku a tranzistor je zavretý pri "modrom" riadku. Toto umožňuje snímať na šp. 7 signál H/2 superponovaný na kladné napätie odpojovača, ktorým sa napr. môže zavádzať riadok po riadku korekcia filtra pomocných nosných.

V. MODUL "G" - VIDEO (G)Integrovaný obvod TDA (MDA) 3505

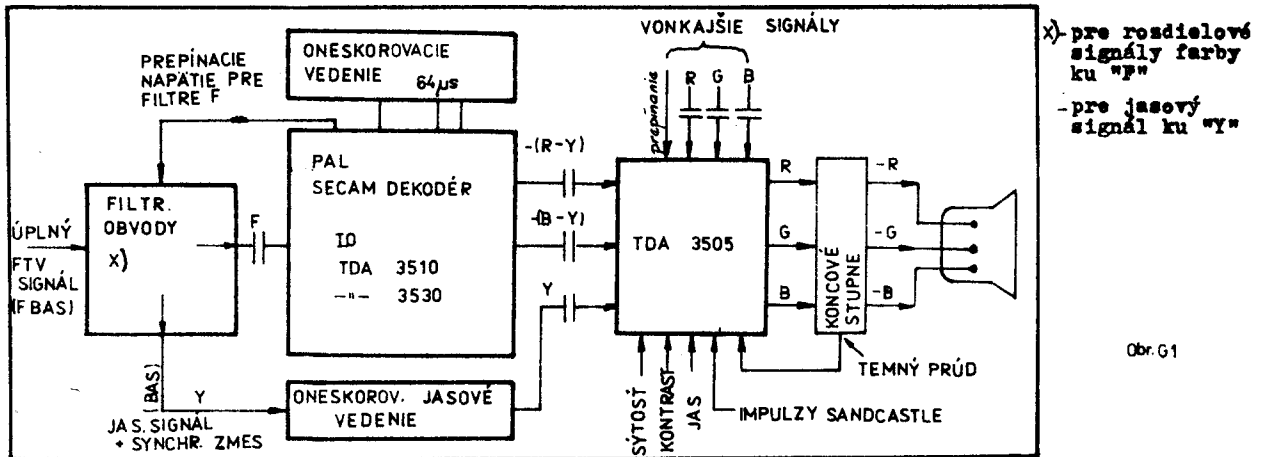
(Podľa článku H. Harlosa vo "Funktechnik", ročník 1983, upravené a doplnené.)

Čiernobiele obrazy sa musia na farebnej obrazovke v celom rozsahu budenia zobrazit bezfarebne. Len potom je tiež zaistená bezchybná reprodukcia farieb. Dosahuje sa to pomocou nastavenia úrovne čiernej (nastavenie záverného bodu) všetkých troch systémov obrazovky. IO TDA 3505 okrem iného toto nastavenie umožňuje s vyššou presnosťou, prispôbením k individuálnym vlastnostiam obrazovky.

1. Úvod

Tento nový integrovaný obvod pre televíziu je pokračovaním radu obvodov TDA 3500, 3501 a novou verziou, ktorá obsahuje reguláciu záverného bodu.

Rovnako ako na TDA 3500/3501 sa na TDA 3505 privádza jasový signál a rozdielové signály farby $-(R-Y)$ a $-(B-Y)$. Môžu sa privádzať z ľubovoľne kombinovaného dekódéra farieb, ako napr. z TDA 3510 pre PAL a z TDA 3530 pre Secam, ako z nového multištandardného dekódéra TDA 4550 pre PAL, Secam a NTSC. Obvod obsahuje elektronickú reguláciu kontrastu, farebnej sýtosti, jasu a nastavenia bielej. Jeho zapojenie v celkovom dekódovacom bloku je zrejme z obr. G 1.



Obr. G1

Integrované obvody radu TDA 3505 (3500, 3501) majú vstupy pre externé analógové signály RGB, ktoré sa môžu vložiť do obrazu pomocou rýchlych integrovaných prepínačov a ktoré sa tiež riadia regulačným obvodom kontrastu a jasu.

Výstupy týchto IO sú nízkoohmové a budia sa nimi koncové videostupne. Pri TDA 3505 nie je už potrebné (na rozdiel od TDA 3500, 3501) žiadne kritické spätné privádzanie signálu na IO a preto sa môžu koncové videostupne priestorovo oddeliť od integrovaného riadiaceho obvodu a umiestniť napríklad na hrdle obrazovky. (Striedavá spätná väzba koncových stupňov sa zatvára v nich a neprechádza do IO; to je umožnené riadením záverného bodu.)

Obvod pre reguláciu záverného bodu v TDA 3505 predstavuje podstatnú inováciu: posúva totiž referenčnú úroveň čiernej každého výstupného farebného signálu automaticky s definovaným odstupom do blízkosti skutočného záverného bodu každého z troch systémov obrazovky. Preto obsahuje každý koncový videostupeň ďalší diskretný tranzistor ($T_M = T 44, 64, 84$).

Regulácia záverného bodu má nasledujúce výhody:

- nie sú potrebné potenciometre pre nastavenie záverného bodu
- a teda ani nastavenie záverných bodov, čo dáva pri výrobe TVP úsporu času, potrebného pre základné ustálenie teploty katód obrazovky

- vyrovnávajú sa zmeny záverného bodu, podmienené zohrievaním po zapnutí TVP
- kompenzujú sa i posuvy pracovného bodu koncových videostupňov, ku ktorým dochádza vplyvom zmien teploty a starnutia

2. Popis funkcie

Keďže sa jedná o hlavnú inováciu proti TDA 3501, uvádzame najprv popis funkcie tejto časti IO.

Základný predpoklad pre bezchybnú reprodukciu farebného signálu spočíva v tom, že čierne-biely signál v celom rozsahu budenia je reprodukován bezfarebne. Za tým účelom sa obyčajne prenosové charakteristiky systémov nastavujú v dvoch bodoch tak, aby v nich boli zhodné. Na začiatku charakteristik sa nastavením záverných bodov priradia úrovne čiernej troch farbových signálov záverným bodom príslušných systémov obrazovky. To sa napríklad robí separátnym nastavením pracovných bodov koncových videostupňov. Záverné napätie medzi katódou a prvou mriežkou sa pohybuje napr. u obrazoviek Valvo 30AX od 120 V do 160 V.

Na konci prenosových charakteristik sa robí nastavenie bielej, to znamená, že zosilnenie troch farbových kanálov sa vyrovná pri strednej až vysokej úrovni video signálu takým spôsobom, aby čiernobiely signál vytvoril na obrazovke bezfarebný obraz.

Integrovaný obvod TDA 3505 má dynamickú kľúčovanú reguláciu nastavenia záverného bodu. Zisťovanie skutočných záverných bodov troch farbových kanálov sa uskutočňuje postupne.

V dobe, keď sa na tienidle s ohľadom na vertikálny rozklad ešte nepremieta viditeľný obraz, privádza sa na katódy obrazovky (postupne najprv na jednu, potom na druhú a na tretiu) porovnávací (merací) impulz, ktorý odpovedá referenčnej úrovni čiernej - v nasledujúcom texte ju budeme tiež volať umelou úrovňou čiernej. Týmto impulzom vyvolaný malý katódový prúd sa preniesie "meracím" tranzistorom zapojeným do videostupňa na porovnávací stupeň. Tento stupeň porovnáva skutočnú úroveň s menovitou, ktorá odpovedá veľmi malému katódovému prúdu. Z tohoto porovňovania odvodené regulačné napätie riadi pracovný bod videozosilňovača takým spôsobom, aby rozdiel medzi skutočnou a menovitou úrovňou nebol prakticky žiadny. Aby tiež v súlade s tým bol regulovaný viditeľný obrazový signál, privádza sa toto regulačné napätie na externé "pamätové" kondenzátory, na ktorých sa toto napätie udrží do nasledujúceho intervalu porovňovania.

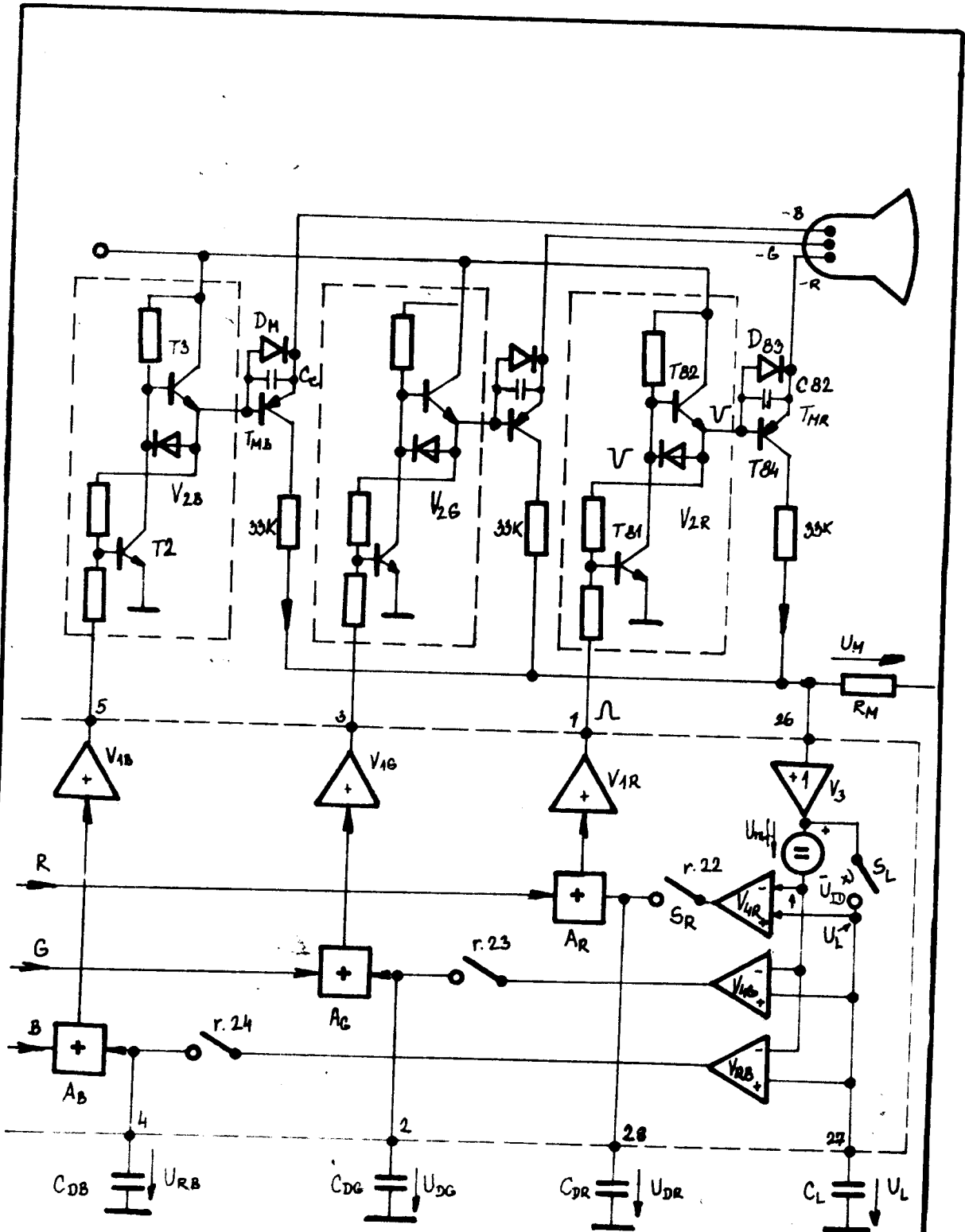
Umelá úroveň čiernej na katóde sa v ideálnom prípade rovná závernému napätiu, katódový prúd je tu práve nulový. Z praktických dôvodov však musí vtedy tiecť určitý "merací" prúd pre porovňovanie; v ďalšom texte ho budeme volať "tmavý prúd" (prúd pri zatemnení). Tento sa nastaví na cca 10 μ A, takže v praxi sa umelá úroveň čiernej vyreguluje na napätie s definovaným odstupom od záverného bodu; v nasledujúcom texte budeme toto napätie nazývať "porovnávací" bod.

Princíp regulácie záverného bodu vyplýva z detailnej blokovej schémy na obr. G 2.

Najskôr budeme sledovať regulačnú slučku v červenom kanáli. Najdôležitejšie priebehy napätia sú na obr. G 3.

Farbový signál R = červený sa privádza na ľavý vstup súčtového stupňa A_R . Ku koncu snímkového zatemňovacieho impulzu bol v predchádzajúcom stupni do signálu "zakľúčovaný" porovnávací impulz P.I. (R) s umelou úrovňou čiernej (vyznačený \square na blokovej schéme IO). Rozdiel medzi jeho úrovňou a úrovňou čiernej signálu je daný nastavením jasu. Doba trvania P.I. je rovná činnej dobe riadku a každá farba RGB má svoj P.I. vysielaný 1x za dobu V. Eventuálne videosignály sú v tejto dobe prirodzene vykľúčované (zatemnené), aby nerušili priebeh regulácie. Súčasne sú aj ostatné dva farebné kanály zatemnené na "ultračierne".

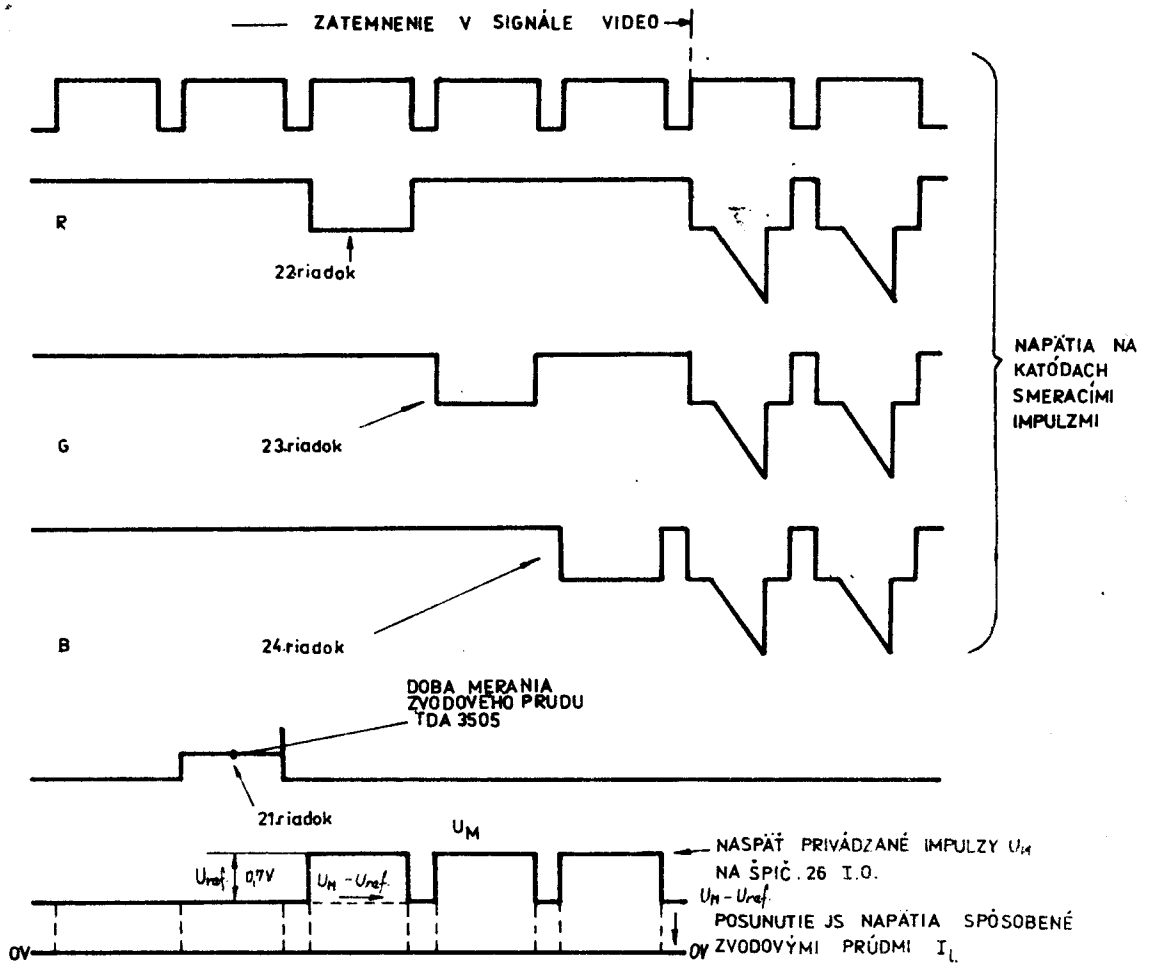
Súčtový stupeň A_R posúva podľa budenia regulačným napätím U_{DR} , (D = nem. dunkel, tmavý, R = červená), ktoré sa privádza na jeho pravý vstup, pracovný bod koncového stupňa.



Pozn. V skutočnej schéme je pred tranz. T2 zapojený ešte emitorový sledovač T1.

$$*) U_{TD} = U_L - (U_M - U_{raf})$$

Obr. G2



Obr. G3

Na výstupný zosilňovač integrovaného obvodu V_{1R} (za súčtovým stupňom A_R) je napojený externý koncový videostupeň V_{2R} , ktorého výstup dodáva zosilnený a invertovaný videosignál na porovnávací tranzistor T_{MR} (T 84/G), zapojený ako emitorový sledovač, a budí červenú katódu obrazovky.

Tranzistory T_M sú vysokonapäťové PNP tranzistory, zapojené "so spoločným kolektorom", t.j. voči katódam obrazovky ako emitorové sledovače. (Odpor 33k v obvode kolektora spolu s pripojenými trimrami 150k s ohľadom na malé prúdy obrazovky túto funkciu sledovača nenarušujú.)

Pretože prúdový zosilňovací činiteľ je temer rovný 1, tečie prakticky celý katódový prúd obrazovky od emitora ku kolektoru a z neho cez odpory 33k do meracieho odporu R_M . (Tento je spoločný, ale porovnáva sa na ňom každý systém obrazovky zvlášť, postupne, ako uvidíme z ďalšieho textu.) Napätie U_M , ktoré sa na R_M vytvorí, sa privádza na porovnávací vstup šp. 26 integrovaného obvodu.

Porovnávacie impulzy, pri ktorých sú budené katódy na "temný" prúd I_D , sú dodávané v dobe, keď počas ostatných riadkov je na katódach úroveň "ultračierna", zavedená do zatemňovacích stupňov, ktoré nasledujú po stupňoch elektronického riadenia jasu. Zavádza sa tam v dobe, keď impulz "sandcastle" má prvú úroveň, t.j. pri V-spätnom behu, ale zostáva zavedená ako interný vertikálny zatemňovací impulz i po skončení spätneho behu, keď ešte neprešli riadky na viditeľnú časť tienidla. Pri tejto ultračiernej úrovni je I_k obrazovky už temer nulový. Keď má teda napr. "červená" katóda priložený "merací" impulz, je jej prúd mnohonásobne vyšší, ako prúd druhých dvoch katód, takže napätie na meracom odpore odpovedá až na malý rozdiel prúdu "červenej" katódy. V ďalšom riadku bude odpovedať "temnému" prúdu I_D zelenej katódy a napokon I_D modrej katódy. Avšak i ten bežne nevelký rozdiel, ktorý spôsoboval "zostatkový" prúd druhých dvoch katód sa kompenzuje, ako uvidíme z ďalšieho popisu. ("Zostatkový" či "zvodový" prúd už vôbec "nesvieti" - anódový prúd je pri tom nulový.)

Za imedančným meničom V_3 sa od U_M odpočítava referenčné napätie U_{ref} . Rozdielom $U_M - U_{ref}$ sa potom riadi diferenčný zosilňovač V_{4R} , ktorý privádza regulačné napätie na kondenzátor C_{DR} (330 nF). Na neinvertujúcom vstupe difer. zosilňovača V_{4R} je porovnávacie napätie U_L s informáciou o "zostatkovom" prúde, takže ostáva ako rozdiel na zosilňovači V_{R4} :

$$U_{ID} = U_L - (U_M - U_{ref}) \quad (1)$$

Na výstupe zosilňovača V_{4R} vzniká tak regulačné napätie U_{DR} , úmerné napätiu U_{ID} , ktoré spínač S_R - ten je zopnutý len v dobe "červeného" porovnávacieho impulzu - dodáva na súčtový stupeň A_R , kde sa pripočíta k videosignálu. Tým je regulačná slučka uzatvorená. Veľkosť a polarita zosilnenia slučky sa volí tak, aby rozdiel medzi menovitou a skutočnou úrovňou, U_{ID} pri uzatvorenej slučke sa znížil až na zanedbateľnú hodnotu. Potom prakticky platí:

$$U_M = I_M \cdot R_M = U_{ref} + U_L \quad (2)$$

(Pozn.: index L odpovedá nemeckému výrazu Leckstrom, resp. angl. leak current = zvodový prúd.)

Aby regulačné napätie U_{DR} bolo účinné tiež počas snímkového činného behu, teda pri rozpojenej slučke, je akumulované na externom kondenzátore C_{DR} . (Kondenzátor pripojený na šp. 28 IO.) Veľkosť tohoto kondenzátora určuje spolu s interným obvodom rýchlosť regulácie.

Aj pri uzavretých systémoch obrazovky, pri nulovom jase, môže eventuálne tiecť určitý, možno aj s časom pomaly premenlivý zostatkový prúd I_L z katód cez porovnávacie tranzistory T_M do R_M . Tento zostatkový prúd tečie tiež počas porovnávania, takže porovnávaný prúd sa skladá z

$$\begin{aligned} I_M &= I_D + I_L \\ \text{a } U_M &= U_{ID} + U_L \end{aligned} \quad (3)$$

Regulačným obvodom sa však má pri porovnávaní udržiavať konštantným len "temný" prúd I_D , ktorý vyvoláva síce veľmi slabý, ale definovaný jas.

Vplyv zostatkového prúdu sa eliminuje pomocou ďalšieho "zistovacieho" (Abtast = ohmatávaci) obvodu S_L a C_L . V dobe pred intervalom porovnávania počas snímkového zatemňovacieho impulzu je videosignál v IO interne upnutý na úroveň "ultračierne". Na porovnávacom odpore vytvára vtedy tečúci zostatkový prúd napätie

$$U_L = I_L \cdot R_M \quad (4)$$

Spínač S_L spína v dobe kľúčovania na úroveň ultračiernej a nabíja tak externý kondenzátor C_L (vývod 27 IO) na napätie U_L . Toto napätie je preto k dispozícii na diferenciálnom zosilňovači V_{4R} počas nasledujúceho merania "temného" prúdu v závernom bode ako porovnávacie napätie. Rovnice (1) až (4) dávajú regulovaný prúd I_D pri zatemnení:

$$I_D = I_M - I_L = \frac{U_{ref} + U_L}{R_M} - \frac{U_L}{R_M} = \frac{U_{ref}}{R_M} \quad (5)$$

Prúd pri zatemnení I_D závisí teda len na referenčnom napätí U_{ref} a externom porovnávacom odpore R_M . Voľbou R_M môže užívateľ IO stanoviť veľkosť prúdu pri zatemnení.

Regulácia v ďalších obidvoch kanáloch, zelenom a modrom, pracuje rovnakým spôsobom. Porovnávanie v troch kanáloch sa realizuje postupne v troch susedných riadkoch. Preto môžu byť kolektory všetkých troch porovnávacích tranzistorov T_M spojené a pripojené (cez ochranné odpory 33k) na jediný porovnávací odpor.

Na spoločný vstup porovnávacieho obvodu (26) prichádza tak postupne za sebou informácia, vyžiadaná tiež za sebou nasledujúcimi tromi porovnávacími (meracími) impulzmi PI, ktorá sa vo vnútri obvodu budením príslušných spínačov S_R , S_G a S_B opäť oddelí.

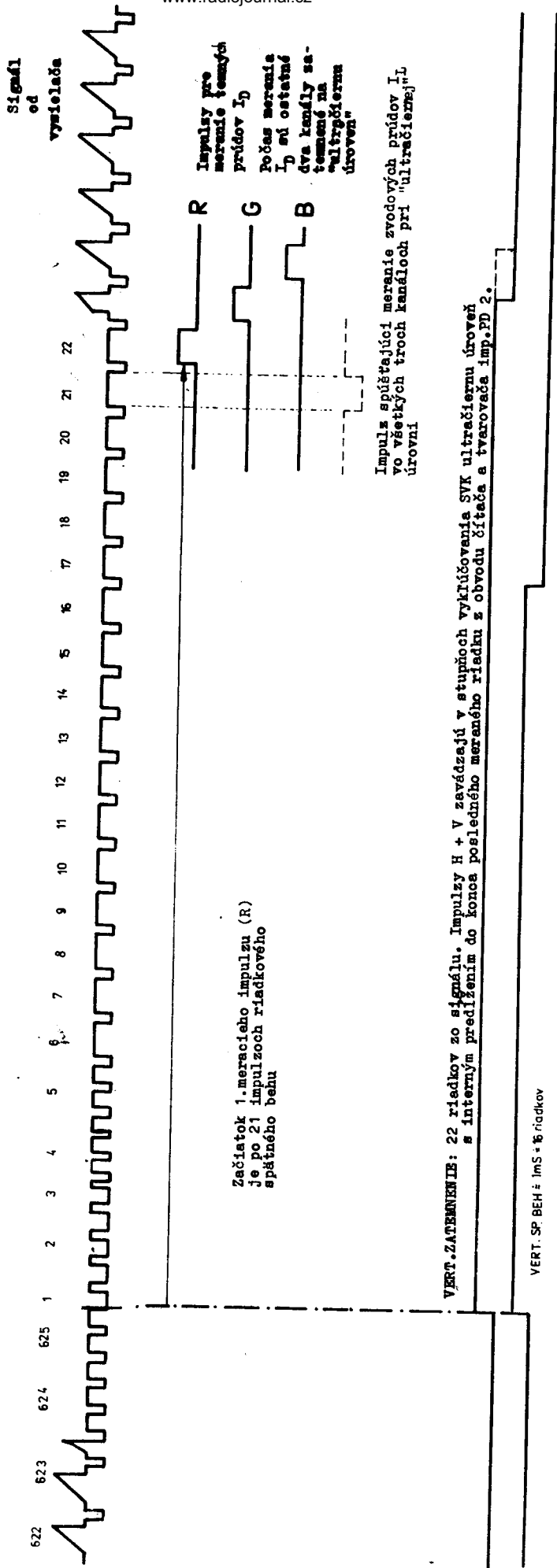
Výhoda časove postupného porovnávania spočíva v tom, že sú v obvode prakticky vylúčené rozdiely medzi statickými regulačnými parametrami jednotlivých farbových kanálov, pretože každý z troch porovnávacích impulzov je spracúvaný tým istým zosilňovačom V_3 a porovnávaný s tým istým U_{ref} . Ďalej, vďaka veľkému zosilneniu slučky sú chyby regulácie tak malé, že ich rozdiely sa môžu zanedbať.

Pretože zostatkové prúdy, ktoré sa merajú v dobe ultračiernej úrovne, tečú tiež počas merania "temného" prúdu do všetkých katód ako prídavné ku prúdu I_D , ktorý chceme meraním zisťovať, spôsobujú na "meracom" odpore R_M prídavný úbytok napätia. Informácia o zostatkovom prúde sa preto musí akumulovať na jedinom kondenzátore (C_L - pripojený na šp. 27 IO). Pritom nezáleží na tom, akú časť zostatkového prúdu ktorá katoda dodáva. Pri meraní I_{DR} totiž tečú a sú na R_M zachytené i zostatkové prúdy B a G, atď.

Referenčné napätie v TDA 3505 je nastavené na $U_{ref} = 0,7$ V. Ako porovnávací (meraný) prúd sa doporučuje hodnota $I_D \approx 10 \mu A$ (tomu najbližšie odpovedá R_M 68k). Táto hodnota na jednej strane je dosť blízko ideálnej nulovej hodnote, na druhej strane je tento prúd dosť veľký, aby sa mohol merať a porovnávať po dobu jediného riadku, napriek parazitným kapacitám. Užívateľ IO má samozrejme voľnosť v tom, aby si pomocou meracieho odporu R_M nastavil iný "čierny prúd" (prúd pri zatemnení).

Pomocou obvodu s P 5 (P 6, P 7) a R 41 (R 61, R 81) je možné merané porovnávané prúdy v troch kanáloch nastaviť rozdielne, aby sa tak vyrovnali rozdielne stupne účinnosti troch rôznych lumínoforov. Keďže ako napäťové deliče sú použité potenciometre, je dokonca možné nastavenie bez spätných účinkov. Hodnoty P 5 a R 41 atď. boli stanovené podľa návodu výrobcu IO. Ich celkový účinok je blízky hodnote jediného R_M čca 53k, čiže priemerný I_D bude o niečo vyšší.

Katódový prúd $10 \mu A$ vytvára pri veľmi malom okolitom jase práve viditeľné rozjasenie. Aby nebolo vidieť žiadne spätné behy, smie teda začať interval merania až po skončenom vertikálnom spätnom behu. Na druhej strane toto meranie a porovnávanie musí byť ukončené pred začiatkom viditeľného obrazu pri činnom snímkovom behu. Merné riadky sú teda účelne rozmiestnené do doby, keď sú elektronické lúče "hore nad tienidlom" na počiatku činného behu V.



OPR. 74

Na obr. G 4 je znázornená časová poloha meracích (porovnávacích) impulzov PI. Vytvára ich obvod čítača vo vnútri IO, ktorý je riadený vertikálnym zatemňovacím impulzom, ako je obšiahnutý v zloženom impulznom signáli (sand castle). V IO TDA 3505 sa porovnáva I_D pri čínom behu H v riadkoch č. 22 (R), 23 (G) a 24 (B), počítané od začiatku snímkového zatemňovacieho impulzu. (Ide o impulz odvodený z vertikálneho spätného behu, nie o zatemňovanie v TV signále, ktoré začína 2,5 riadku pred vlastným vertikálnym synchroimpulzom. V obidvoch prípadoch príde riadok č. 22 ÷ 24 až po skončení vertikálneho spätného behu, ale do doby, keď je ešte lúč nad tienidlom.)

Po zapnutí farebného televízneho prijímača vzniká nasledujúci efekt (ak sa neurobí nič proti tomu):

Pretože sú katódy najskôr studené, netečie ešte žiadny katódový prúd. Bez informácie o určitom "temnom" prúde posunie však regulácia záverného bodu výstupné napätie až k obmedzeniu vo smere najväčšieho jasú obrazu. Keď začne tečť katódový prúd, bol by vznikajúci obraz najskôr nekонтрастný so spätnobehovými čiarami do tej doby, než sa regulácie ustália.

Pomôže tu obvod, ktorý reguluje "smerom od čiernej", keď katódy začínajú emitovať.

U IO TDA 3505 správnym dimenzovaním kondenzátora C_L , ktorý slúži ako pamäťový pre informáciu o zvodovom prúde, sa jeho časová konštanta nabíjania prispôbi dobe potrebnej pre nažeravenie obrazovky. Až vtedy, keď kondenzátor C_L ($20/\mu\text{F}$) jã nabitý, začína regulácia, ktorá úroveň umelej čiernej posúva z ultra-čiernej smerom k bielej a to len k meracím bodom medzitým už prúd vedúcich systémov obrazovky. Týmto spôsobom sa dosahuje správneho nábehu po zapnutí.

Vysvetlenie: Z počiatku, keď I_D je nulové alebo veľmi nízke, máme už určitý zvodový prúd I_L (závisí prevažne na napätí, nie príliš na teplote katód). Napätie U_M na odpore R_M obsahuje teda zložku $I_L \cdot R_M = U_L$. Na veľkom kondenzátore C_L sa však ešte U_L nevytvorilo, je tam $U_{CL} \ll U_L$. Na súčtové stupne A prichádza teda: $-U_M + U_{ref} + U_{CL} = U_{ref} - U_L$, teda len malé kladné napätie. Medzi tým sa vyvíja I_D , čím sa toto napätie ďalej zníži, takže k žiadnemu rušivému zvýšeniu katód. prúdov pri viditeľnom obraze nedôjde.

IO TDA 3562 A obsahuje vlastné riešenie - oneskorovací obvod s bistabilným klopným obvodom (flip-flop), ktorým sa preklenie doba nažeravenia.

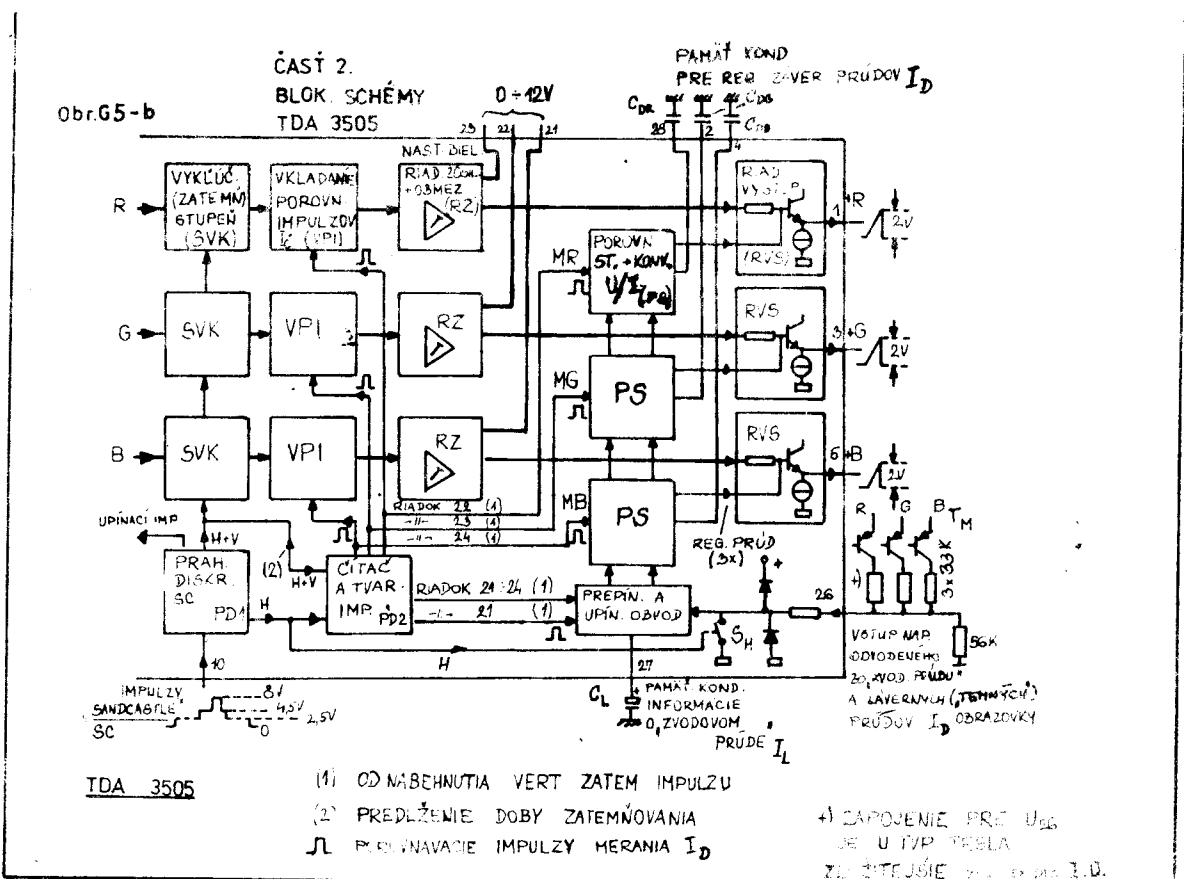
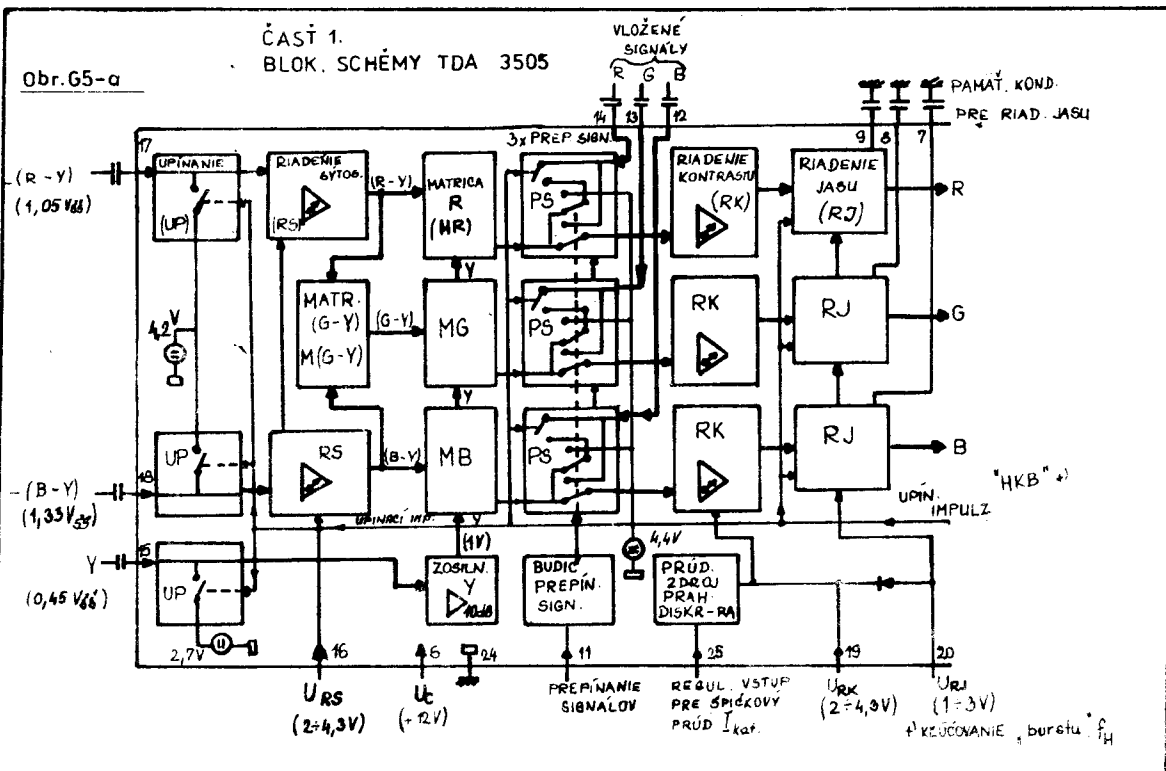
3. Bloková schéma IO TDA 3505

Bloková schéma IO TDA 3505 na obr. G 5 je veľmi podobná schémam predošlých typov TDA 3505 a TDA 3501 a to až na časti, ktoré sa týkajú regulácie záverného bodu. Tiež sú potrebné rovnaké vstupné signály.

Jasový signál, z ktorého bola odstránená nosná farba, má na vstupe 15 úroveň $U_{BAS} = 0,45$ V. Táto hodnota je daná z normalizovanej úrovne $U_{BAS} = 1$ V vstupného napätia a to prevádzkovým útlmom a útlmom prispôsobenia zapojeného jasového oneskorovacieho vedenia. V tomto odstavci uvádzané úrovne videosignálu sa vzťahujú na normalizovaný signál farebných pruhov so 100% bielej a 75% farby. Rozdielové signály farby $-U_{(R-Y)SS} = 1,05$ V na vstupe 17 a $-U_{(B-Y)SS} = 1,33$ V na vstupe 18 sa získali v dekodéri farby zapojenom pred týmto obvodom. Rozdielové signály sú prispôbolené jasovému signálu $U_{BA} = 1$ V. (Existuje "paralelný" typ TDA 3506, ktorý vyžaduje rozdielové signály farby v opačnej, teda kladnej polarite a je určený pre odlišne riešený dekodér.)

Trojúrovňový zložený impulz "sandcastle" na vstupe 10 dodáva potrebné informácie pre upínanie a zatemňovanie signálov a pre riadenie postupu pri regulácii záverného bodu.

Jasový signál a rozdielové signály farby sa privádzajú cez kondenzátory a sú na vstupoch upínané, takže integrovaný obvod nie je ovplyvňovaný jednosmernými zložkami týchto vstupných signálov.



Vstupy majú obvody pre kompenzáciu vstupných prúdov a preto sa môžu použiť malé väzbové kondenzátory.

Rozdielové signály $-(R-Y)$ a $-(B-Y)$ sa privádzajú cez stupeň pre lineárnu reguláciu sýtosti (riadený js napätím na šp. 16) na červenú a modrú maticu, ako aj cez maticu $G-Y$ na zelenú maticu. Jasový signál sa zosilní na úroveň $U_{BA} = 1$ V a potom sa privádza na maticový obvod. Na výstupoch maticových obvodov R, G a B sú k dispozícii farebné signály červený, zelený a modrý, ktoré sa ďalej spracúvajú v troch paralelných identických kanáloch. Aby bolo možné externé signály RGB spracúvať rovnakým spôsobom ako interné maticové signály, sú bezprostredne za RGB maticovými obvodmi zapojené prepínače signálu. Externé RGB signály s normovanou úrovňou $U_{BA} = 1$ V sa privádzajú kapacitnou väzbou na vstupy 14, 13 a 12, ktoré sú rovnako prúdovo kompenzované. Úrovnne čiernej týchto signálov sa normálne stále upínajú na úrovne čiernej interne maticovaných RGB signálov, aby tak nemohlo dochádzať pri zavedení externých signálov do obrazu k žiadnym skokovým zmenám úrovne čiernej, ktoré by boli spôsobené posuvmi pracovného bodu v maticových obvodoch a regulátoroch sýtosti.

Pre dlhodobé spracovanie externých RGB signálov, napríklad pre zobrazenie úplných strán videotextu, sa upínajú úrovne čiernej RGB vstupných signálov na pevné jednosmerné napätie. (Toto je rozdielne proti TDA 3501.) Výhoda spočíva v tom, že napríklad keď chýba signál z vysielateľa, nemôže šum na vstupe jasového signálu rušiť úroveň čiernej externých signálov. Ku skokovej zmene úrovne čiernej dôjde len raz pri prepnutí. Tá sa v priebehu niekoľkých riadkov vykompenzuje. Tento spôsob upínania nastane, keď prepínací signál na vývode 11 počas doby upínania bude mať hodnotu pre polohu "RGB zapnuté".

Túto podmienku spĺňa jednosmerné napätie, použité ako spínací signál. Prepínací signál na vývode 11 riadi cez budič prepínač signálu; potrebné napätia sú $U_{11/24} \geq 0,9$ V pre "RGB zapnuté" a $U_{11/24} \leq 0,4$ V pre "RGB vypnuté".

Prepínač signálu pracuje tak rýchle, že sa môžu vložiť jednotlivé znaky videotextu do obrazu vysielateľa.

Zmysel má pripájať len také signály, ktoré sú v synchronizme so "zloženým" impulzom sand-castle. Naproti tomu nesynchronizované signály na nezapojených vstupoch nemôžu rušiť pripojené signály. V signálnej ceste nasledujú tri paralelné, lineárne regulátory kontrastu (regulujú spoločné zosilnenie RGB signálov, teda zachovávajú nastavenú sýtosť), ktoré sa ovládajú cez vývod 19. Nasledujúce, z vývodu 20 regulované tri paralelné regulátory jasú majú reguláciu upínaním, a uvádzajú úrovne čiernej signálov na definovanú úroveň, ktorá je závislá len na nastavení regulačného napätia pre jas. Kondenzátory pre upínanie (22 nF) sú zapojené na vývody 9, 8, 7.

Príslušnou informáciou na vývode 25 sa môže cez nastavenie kontrastu obmedzovať špičkový katódový prúd.

V dobe nadmerného katódového prúdu pripne prahový detektor pri vstupe 25 na vstup pre nastavenie kontrastu 19 zdroj prúdu, ktorým sa vybíja tu pripojený externý kondenzátor (C 5) a tým sa zníži kontrast. Pomocou (vnútornej) diódy, ktorá je zapojená medzi vývody 20 a 19, môže obvod pre obmedzenie katódového prúdu, ktorý normálne redukuje len kontrast, pri nevhodnom nastavení kontrastu a jasú ovplyvniť aj nastavenie jasú.

Poznámka: Vysvetlenie zapojenia na module "G" FTVP 4416 pre obmedzenie stredného i špičkového prúdu je uvedené ďalej, časť 5. 2.

Za stupňami pre zatemňovanie, v ktorých sa v rytme riadkovej a snímkovej frekvencie signály zatemňujú na úroveň "ultračiernu", sú ďalšie stupne, na ktoré sa privádzajú merné impulzy pre reguláciu záverného bodu. Amplitúda merných impulzov odpovedá úrovni "umelej čiernej" a je rovnaká, ako nominálna úroveň signálu, ktorá sa nastaví pri regulačnom napätí $U_{20/24} = 2$ V (na vývode č. 20). Vstupné obvody nasledujúcich stupňov pre nastavenie bielej sú konštruované

ako obmedzovače signálu, ktoré pracujú bez oneskorenia. Ich úroveň obmedzenia sú vzťahnuté na nominálny signál "BA" a to - 25 % (čierna) a 120 % (biela). Tým sa zabráni tomu, aby sa prebudili externé videostupne. Zmenou napätia na prívodoch 23, 22, 21 medzi 0 V a 12 V sa môže meniť zosilňovací činiteľ stupňov pre nastavenie bielej a to nezávisle na sebe, o ± 40 %. Ak na niektorý z týchto prívodov nie je pripojené žiadne napätie, nastaví sa na ňom napätie 5,5 V, ktoré dáva stredné zosilnenie. Úroveň obmedzovania sa posúva so zmenou zosilnenia tak, že obmedzenie zostane konštantné vzhľadom na nominálne výstupné signály. Na vstupe výstupných stupňov sú obvody na posúvanie jednosmernej úrovne pre reguláciu záverného bodu, ktoré odpovedajú súčtovým stupňom A_R , A_G , A_B na obr. G 2. (Sú naznačené odporom v báze výstupného tranzistora a prívodom od porovnávača PS.)

Výstupné stupne, ktoré zodpovedajú zosilňovačom V_{1R} , V_{1G} , V_{1B} na obr. G 2 sú NPN - emitorové sledovače s emitorovými prúdovými zdrojmi 3 mA. Výstupy môžu preto preberať tiež spätné prúdy z nasledujúcich externých koncových stupňov videa. Výstupy RGB na vývodoch 1, 3 a 5 dodávajú kladné videosignály (biela je vyššie napätie ako čierna) o minimálnych amplitúdach $U_{BA} = 2$ V. Je možné ich meniť v rozsahu U_{BA} 1,2 V až 2,8 V a to za účelom nastavenia bielej. Úroveň umelej čiernej môžu byť v rozsahu 2,1 V až 6,7 V; regulačný rozsah je teda 4,6 V, t.j. 2,3 krát väčší, ako nominálna amplitúda videosignálu. Zníženie amplitúdy výstupných signálov je pri budení jasovým signálom alebo RGB signálmi na frekvencii 5 MHz v porovnaní s nízkymi frekvenciami zanedbateľne malé, asi 0,2 dB.

Merací (porovnávací) odpor R_M je zapojený medzi vývod 26 a zem (v našom prípade je to kombinácia P 5, R 41 atď. 3x paralelne). Cez interný ochranný obvod, ktorý sa skladá z odporu a dvoch obmedzovacích diód (viď blokovú schému IO) dostáva sa informácia o zistenom "tmavom" prúde na blok "príprava porovnávacieho signálu a meranie zostatkového prúdu", ktorý odpovedá zapojeniu V_3 , S_L a U_{ref} na obrázku G 2. Pamäťový kondenzátor C_L je zapojený na vývod 27. Spínač S_H skratuje na zem vývod 26 v dobe riadkových zatemňovacích intervalov. Tým sa náboje vznikajúce na eventuálne tu zapojenom kondenzátore (C 22 a pod.) počas jednotlivých merných riadkov nemôžu v nasledujúcom mernom riadku uplatniť a rušiť. Porovnávacie stupne PS odpovedajú stupňom, označeným na obr. G 2 ako V_{4R} , S_R , V_{4G} , S_G a V_{4B} , S_B .

Pamäťové kondenzátory (330 nF) pre napätie regulácie záverného bodu sú zapojené na prívody 28, 2, 4. Tieto vstupy majú tiež kompenzáciu vstupného prúdu podobne ako signálové vstupy, aby sa pomerne malé pamäťové kondenzátory nemohli znateľne vybiť (pripojenými vnútornými tranzistorami) v dobe medzi periódami merania "temného" prúdu. Keďže sa meranie robí len v dobe vertikálneho spätného behu, kondenzátory musia mať aplikovanú kapacitu cca 300 nF.

Stupeň "čítača a tvarovania impulzov" riadi vklúčovanie meracích impulzov a aktivizovanie porovnávacích stupňov pri riadkoch 22, 23, 24 (v poradí RGB) ako aj vyhodnocovanie zostatkového prúdu (v riadku 21). Okrem toho predlžuje dobu zatemnenia pre interné RGB signály dokiaľ meranie - porovnávanie pre reguláciu záverného bodu - nie je ukončené.

4. TDA 3505 v module "G" FTVP typového radu 4416 A

Zapojenie modulu "G", 6PN 053 27, odpovedá výrobcem doporučenej aplikačnej schéme bloku video s integrovaným obvodom TDA 3505. Rozdielové signály farby sú dodávané z nízkoohmových zdrojov, aby upínanie vstupov prebiehalo nerušené (tomu vyhovujú IO MDA 3510 a 3530). Zdroj jasového signálu by mal byť tiež nízkoohmový, aby jasové oneskorovacie vedenie bolo na vstupe správne prispôsobené (na dekodéri "P" je emitorový sledovač T 1).

Aj externé vstupy RGB vyžadujú nízkoohmové zdroje a to z dôvodu upínania. V module "G" sú použité na vstupoch RGB 820-ohmové zakončovacie odpory; používa sa tu len prepínací signál U_{11} na pozadie čísla a "zelený" vstup G (prívod 13 IO) na číslo programu, pri výslednej impedancii < 500 ohm.

Pred vstupmi pre riadenie jasu, kontrastu a sýtosti farby sú zapojené prispôsobovacie obvody. Na ich vstupy sa privádza regulačné napätie od dosky potenciometrov na bočníku. Potenciometre (spolu s trimrami a odporami pre optimalizovanie rozsahu ovládania) sú zapojené medzi +12,6 V a zem. Odpor týchto deličov je až do 10 kohm bez vplyvu na regulačnú charakteristiku. To je zachované u kontrastu. Keďže sa sýtosť a jas nastavujú tiež diaľkovým ovládaním, čo vyžaduje zložitejšie zapojenie vyvedených potenciometrov priameho ovládania, je táto hodnota o niečo vyššia, čo však znateľne regulovanie neovplyvňuje.

Regulačný obvod pre nastavenie kontrastu má byť zvlášť vysokoohmový, aby sa dosiahla citlivosť odozvy špičkového obmedzenia katódového prúdu. (Zapojenie C 5, R 5, R 11, R 12 tomu príliš neodpovedá - napr. C 5 je 20 μ F miesto 5 μ F - chráni však pred "brumom".) Informácia pre špičkové obmedzenie katódového prúdu sa môže odberať z malého merného odporu cca 100 ohm medzi akvadakom obrazovky a zemou. To je však obťažné realizovať.

Môže to byť nahradené informáciou o priebehu napätí na katódach obrazovky. Taký obvod, vytvorený kombináciou odporov a diód, neohrozuje vstup 25.

V našom prípade je to zapojenie R 27 až R 32 s diódami D 3, D 5 a D 6, pripojené za spätnoväzbové odpory 68k R 46 atď.

Ak sa nepoužíva obmedzenie špičkového katódového prúdu, pripojí sa vývod 25 cez blokovací kondenzátor na zem.

Skutočná hodnota prúdu obrazovky pre obmedzenie stredného katódového (presnejšie anódového) prúdu sa odoberá z meracieho odporu, ktorý je zapojený medzi dolný koniec zdroja vysokého napätia a napájacie napätie 12,6 V, v našom prípade R 411 10k a R 2, P4/G. Pri nadmernom katódovom prúde sa riadiace napätie kontrastu na vývode 19 redukuje cez diódu D 2. (Obvody pre obmedzenie špičkovej a strednej hodnoty I_a sú podrobne popísané ďalej v časti 5.)

Ak by sa použili dlhšie vodiče medzi RGB-výstupmi IO a koncovými stupňami videa, čo značí kapacitné zataženie, doporučuje sa zapojiť bezprostredne za výstupy signálu odpory 180 ohm, aby sa zabránilo kmitaniu.

Merný (porovnávací) vstup 26 obvodu regulácie záverného bodu je chránený proti prepätiam pomocou vnútorného a vonkajšieho odporu (5k6, R36) a inter. diód, ktoré v normálnej prevádzke sú zatvorené. Ku kombinácii P 5 - R 41 atď, ktorá predstavuje merací (porovnávací) odpor ca. 56k, je paralelne zapojený kondenzátor 100 pF, ktorý vylepšuje tvar späť privádzaného meracieho impulzu.

Pamätové kondenzátory na vývodoch 27 (pre informáciu o zostatkovom prúde) a 28, 2, 4 (pre regulačné napätie) sú dimenzované pre dobré vlastnosti a optimálnu rýchlosť regulácie. Aby sa zabránilo rušeniu, je treba, aby zemniace spoje týchto kondenzátorov ako aj zem filtračného kondenzátora napájacieho napätia boli pokiaľ možno tesne vedľa zeme integrovaného obvodu. Pre účely pokusov sa môžu pracovné body na výstupoch nastaviť pri prerušenej regulačnej slučke pomocou jednosmerných napätí, ktoré sa pripoja na vývody 28, 2 a 4. Spôsob, akým je zabezpečovaná správna jednosmerná úroveň i správne zosilnenie RGB signálov v module "G" s IO TDA 3505 (homogenný odtieň "šedej" od čiernej po bielu), vyplýva prehľadne z nastavovacieho predpisu, ktorý tu uvádzame:

1.0 Nastavenie modulu "G"

(Nastavenie čiernobieleho obrazu a obmedzenia prúdu obrazovky, nastavenie odladovačov farby.)

1.1 Prednastavenie

Pred vlastným oživením a nastavením odporové trimre P 1, P 2, P 3 (rozkmit č.-b. = U_{BA} kanálov B,G,R) a P 4 (obmedzenie I_k obrazovky) nastaviť do stredu odporovej dráhy. Odporové trimre P 5, P 6, P 7 ("temné" prúdy katód) nastaviť na pravý doraz (bežec na strane výstupov RGB).

1.2 Nastavenie a kontrola úrovne video-sigánlov

Na vstup modulu "G", šp. č. 4 (jasový signál Y) pripojiť videosignál farebných pruhov SECAM. Skratovadlom spojiť špičky č. 1 a 3 modulu "G" (v prijímači servisný odpojovač farieb v polohe ČB = nulová sýtosť). Regulátor kontrastu nastaviť na maximum a regulátorom jasu nastaviť úroveň čiernej na (vnútornú umelú) zatemňovaciu úroveň tak, aby úroveň čiernej bola pomocou regulátora jasu nastavená čo najbližšie k zatemňovacej úrovni podľa minima regulátora jasu.

Podľa osciloskopu nastaviť na MB 4, MB 3, MB 2 rozkmit video-sigánlov na úroveň $90V \pm 5V$, čierna - biela pomocou potenciometrových trimrov P 1, P 2, P 3. Potom zrušiť skrat špičiek č. 1 a č. 3 modulu.

1.3 Nastavenie a kontrola odladovačov pomocných nosných farby

Na vstup modulu "G", šp. č. 4 (jasový signál Y) pripojiť videosignál farebných pruhov:

- a/ SECAM; jadrami cievok L 1 a L 2 nastaviť na minimum farebného signálu v mernom bode MB 1
- b/ PAL; jadrom cievky L 1 (resp. L 2) jemne dostaviť minimum farebného signálu

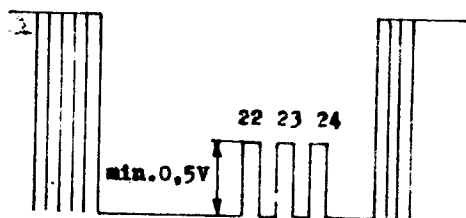
1.4 Kontrola špičkového obmedzenia

Na šp. č. 25 IO MDA 3305 pripojiť 5,7 V, pričom sa úroveň výstupných signálov RGB musí pozorovateľne zmenšiť. Tiež možno pripojiť potenciometer napr. 100k ako reostat a zmenšováním jeho odporu znížiť napätie z vnútorného zdroja U_{25} pod 5,7 V.

1.5 Kontrola automatického nastavenia vyváženosti farebného obrazu

Na G modul, šp. č. 4 pripojiť videosignál farebných pruhov SECAM a kontrolovať 3 merné impulzy v riadkoch 22, 23 a 24 na šp. 26 IO (resp. na C 22 100p): Časovú základňu osciloskopu nastaviť tak, aby bolo možné vo vertikálnom spätnom behu skontrolovať 3 merné impulzy, ktoré sa musia merať pri regulácii potenciometrových trimrov P 5, P 6 P 7.

Merné impulzy musia byť väčšie ako 0,5 V, viď obr. G 6.



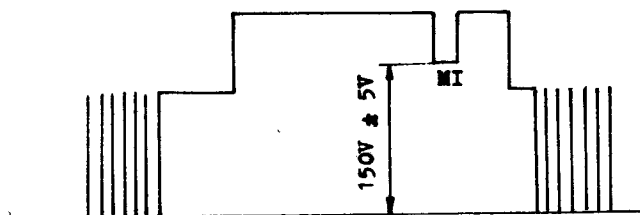
OBR. G 6

Potom potenciometrové trimre P 5, P 6, P 7 vytočiť zatiaľ na pravý doraz, viď bod 1.1 (t.j. na max. hodnotu).

1.6 Nastavenie obmedzenia anódového prúdu obrazovky

Na prijímači nastaviť obraz farebných pruhov SECAM. Regulátory jasu, kontrastu a farebnej sýtosť nastaviť na maximum. Pripojiť osciloskop na MB 4 (-R) a prepnúť časovú základňu osciloskopu tak, aby bolo možné snímať vertikálny spätný beh (má umelú ultračiernu úroveň).

potom odporovým trimrom P 402 na základnej signálovej doske (nast. U_{g2} obrazovky) nastaviť merný impulz (MI) na jednosmernú úroveň $150\text{ V} \pm 5\text{ V}$ - viď obr. G 7.



OBR. G 7

Potom odporovým trimrom P 4 na module "G" nastaviť $I_a = 850\text{ }\mu\text{A} \pm 50\text{ }\mu\text{A}$; skontrolovať rozkmit videosignálu: $70 \pm 5\text{ V}$ Č-B.

Poznámka: Ide o rozkmit pri obmedzení kontrastu; pri bežnom jase, $I_a < 800\text{ }\mu\text{A}$, je to 90 V ako v bode 1.2. Viď ešte "vysvetlenie k nastavovaniu ..." na poslednej strane časti "G".

1.7 Nastavenie čierno-bielej stupnice

Pred nastavením odmagnetovať obrazovku známym spôsobom.

- Po odmagnetovaní nesmú byť na obrazovke zreteľné škvrny, tienidlo má byť rovnomerne šedé.
- Na prijímači nastaviť obraz farebného monoskopu SECAM.
- Regulátor jasu nastaviť na maximum, regulátor kontrastu na minimum. Skratovať špičky č.1 a č. 3 (nulová sýtosť). Pomaly regulovať regulátorom jasu do minima a sledovať čierno-biely obraz. V prípade zmeny odtieňa nevyváženost obrazu dostaviť pomocou potenciometrových trimrov P 5, P 6, P 7 (regulujú v poradí B,G,R) tak, aby napätie po nastavení nebolo menšie ako $= 145\text{ V}$ merané na MB 2, MB 3, MB 4. Nevyváženost v oblasti bielej jemne dostavíme pomocou potenciometrových trimrov P 1, P 2, P 3, ktoré regulujú v poradí B,G,R. (Pri zelenom zafarbení donastavíme P 1 (B) a P 3 (R), prípadne najprv P 2 (G), atď.)

1.8 Po nastavení čiernobieleho obrazu skontrolujeme nastavenie obmedzenia podľa bodu 1.6.

Poznámka: Výstupné signály na vývodoch 1,3,5 IO majú pri max. kontraste amplitúdu 2 V_{gg} Č-B pričom biela odpovedá najvyššiemu kladnému napätiu. Pri normálnom kontraste i jase a bežnom obraze je js. napätie U_1 atď. cca 8 V . Emitory T 41, 61, 81 sú na napätí cca $8\text{ V} = U_E$ T 9, čo je dané deličom pre bázu T 9, R 35 - R 33. Tomu odpovedá s ohľadom na napätia U_{BE} T 43 a T 41 a spád na R 43 (atď.) približne opäť 8 V na vývode 5.

5.1 Obmedzenie strednej hodnoty I_a obrazovky

Na schéme televízora naznačený násobič TVK 30 Si 6 má medzi "+" prívodom od VN vinutia riadkového traťa a svojím vývodom "D" šiestu diódu ("D 6"), zapojení katódu na VN vývod traťa. D 6 usmerňuje činnobehové napätie, a jej záporný prúd prechádza cez bod "D" násobiča na odpor $10\text{ k}\Omega$ R 411 (poznámka: FTVP radu 4330 podobný odpor nemajú, vývod "D" je zapojený priamo na odpor R 2, cez ktorý sa privádza do bodu "D" napätie od zdroja $+12,6\text{ V}$ - preto ináč veľmi podobný modul "G" /6PN 054 25/ s IO TDA 3505 má v obvodoch obmedzenia I_a iné hodnoty, ale funkcia je podobná.)

Na odpore R 411 by bez pripojenia na kladný zdroj $+12,6\text{ V}$ cez odpory v module "G" bolo pri nulovom prúde obrazovky asi -10 V a pri zväčšujúcom sa I_a by toto záporné napätie stúpalo. Keďže js zložka I_a tečie cez R 411, bolo by tam pri 1 mA prúdu ďalších -10 V .

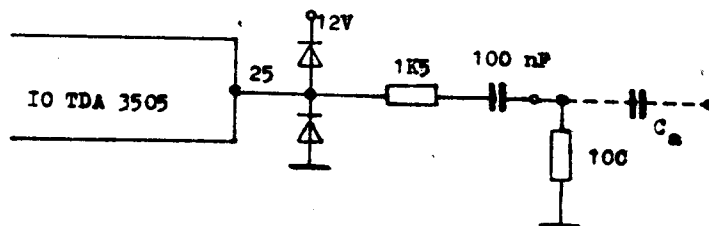
(Bližšie vysvetlenie: cez diódu "D 6" usmernený priebeh pri činnom behu dá na druhom konci VN vinutia, t.j. na odporoch R 409 - R 408/P 402 - R 410, ktorých celková hodnota je 870 kohm, napätie +860 V, z ktorého je odvodené i U_{g2} obrazovky. R 411 je 87x menší, preto na ňom bude cca -10 V. Zatiaľ čo sa striedavá zložka I_a uzatvára cez kondenzátory v násobiči a C 408/C 409 paralelne k uvedeným vysokohmovým odporom, js zložka tieto odpory obchádza. Na odporoch R 409 atď. sa vyrovná pulzný prúd cez D1...D5 násobiča dobíjaných kapacít VN usmerňovača, s pulzným prúdom cez D6 a R411, takže js. napätie podľa I_a je len na R 411.

Bod "D" je v module "G" napojený na +12,6 V cez odpor resp. potenciometer R 2, P 4. Preto sa kladným napätím záporné napätie v bode "D", totožnom s prívodom č. 2 modulu, znižuje tak, že pri nulovom I_a by bolo asi -2 V a pri max. povolenom 0,85 mA asi -11,8 V. (Časť js I_a tečie zo zdroja +12,6 V cez P 4, R 2.)

Za odporom R 2 v spoločnom bode s potenciometrom - reostatom P 4 je bežné napätie kladné takej hodnoty, že sa neotvárajú diódy D 2 a D 1, vedúce od regulačného napätia pre kontrast a jas, šp. 19 - 20 IO. Pri prekročení povoleného I_a (čo sa nastavuje reguláciou P 4 resp. U_{g2} obrazovky) bude napr. na šp. 19 IO 3,3 V, na katóde D 2 2,7 V a o niečo menej i na emitore T 1. Spád napätia na R 16 bude $\geq 0,6$ V, teda U_B T 1 povedzme +2,- V. Každé ďalšie zvyšovanie I_a by znamenalo zníženie U_B , teda i zníženie U_E T 1 a tým ďalšie zníženie U_{reg} v bode 19. Ak sme mali napr. nastavený dosť veľký, ale ešte povolený jas pri monoskope a podobných obrazoch (z hľadiska stredného jasu), pri zmene scény na jasnejšiu, ako bude napr. prevažne biele hokejové hrisko, zníži sa automaticky kontrast a sním i stredný jas. Pokiaľ bol nastavený nevhodne vysoký jas, zníži otvorená D 1 i napätie pre reguláciu jasu, šp. 20 IO. (Pri malom nastavenom kontraste a veľmi vysokom nastavenom jase, čo je skôr teoretický prípad - pri veľmi jasnej scéne - zabezpečuje vnútorná dióda medzi šp.20 a 19 IO, že U_{reg} kontrastu bude len o 0,6V nižšie než regulačné napätie pre jas - to preto, aby sa obvodom pre obmedzenie stredného I_a temer úplne nezlikvidoval, alebo príliš neznižil kontrast.

5.2 Obmedzenie okamžitej hodnoty I_a obrazovky

Ak by bol medzi aquadagový povlak obrazovky a zem zapojený odpor (vhodná hodnota cca 100 ohm), vytváral by na ňom prúd pri nabíjaní a vybíjaní kapacity anóda - zem veľké napätie kladné počas spätného behu H a malé napätie záporné pri činnom behu, podobne ako je tomu pri staršom zapojení násobiča TVK u FTVP Color 110, kde je bod D uzemnený a bod M - kam je privedený prvý filtračný kondenzátor TVK - ide do zeme cez odpor, s paralelne zapojenou diódou (R 401, D 401 u FTVP 4407, 4415). Záporné napätie pri činnom behu je v oboch zapojeniach zlikvidované diódou, zapojenou katódou na zem, vid obr. G 8. Dióda s katódou na napájacom napätí +12,6 V obmedzuje (pre ochranu IO) kladné impulzy pri spätnom behu. Vnútorný detektor pri šp. 25 IO má predpätie asi 5,5 V. Znamená to, že len impulzy s kladnou amplitúdou medzi 6 až 12 V môžu byť detektorom usmernené a vytvoria na ňom záporné napätie, ktoré spôsobí pokles U_{25} pod 5,5 V. Na toto zníženie napätia reaguje úrovňový diskriminátor, ktorý otvorí prúdový zdroj, aby tento vybíjal kondenzátor pri vývode regulácie kontrastu (šp. 19 C5-G). Ako sme uviedli, pre rýchlu reakciu je vhodná pomerne malá hodnota kondenzátora, čo si vyžaduje na druhej strane veľké odpory v obvode regulačného napätia.



OBR. G 8

Obvod pre obmedzovanie I_a šp. podľa katalógu

Keďže obmedzovanie stredného I_g si vyžaduje zapojiť TVK vývodom D cez odpor (R 411) a bod M uzemniť (tlmivka L 407 je proti rušeniu), a na druhej strane zvodový odpor aquadag - zem má nevýhodu ohrozenia bezpečnosti TVP pri svojom zlyhaní, je použité zapojenie (napr. pre G-kanál) R 66, R 29, R 30, D 6. Pri bežnom obraze a jase je pri bielych miestach napr. 60V na katódach obrazovky, čo sa vydolí na odpore R 30 povedzme na 6 V a D 6 zostáva zavretá, pretože ako sme uviedli vpredu, U_{25} je vnútorne nastavené na 5,5 V - k tomu pristupuje ešte vplyv R 26 - M1 - je tam teda napr. normálne stredné napätie 6,2 V. (Pri výpočte treba brať do úvahy aj odpory R 64, R 63 a napätie na výstupe č. 3 IO.)

Miesta s príliš veľkým jasom budú mať U_{K-G} napr. len 40 V, vydelené na R 30 to dá napr. 4,7 V, D 6 bude viesť a zníži U_{25} na 5,3 V, na čo zareaguje úrovňový diskriminátor a bude sa vybíjať C 5 (pri U_{25} 5,1 V je I_{19} , t.j. prúd odoberaný vnútorným prúdovým zdrojom, typicky 17 mA). Vybíjanie C 5 cez vnútorný prúdový zdroj sa opakuje pre každé "prejasené" miesto na tienidle vždy 1x za vertikálny činný beh - je logické, že stav prejasenia nejakej plôšky trvá napr. 0,5 μ s a bude napr. na 6 riadkoch, čo dá prúd zdroja trvajúci 3 μ s na 1 snímok, čím by sa náboj na C 5 znížil len nepatrne. Opakovaním pri každom snímku nastáva pozvoľné zníženie kontrastu, takže - ak sa scéna nezmení - je možné si ho všimnúť.

Odporom R 26 upravujeme úroveň napätia na katódach, pri ktorej obmedzenie špičkového U_K nastane (zvyšuje predpätie U_{25}), takže príslušná dióda sa otvorí už pri trochu vyššom napätí U_K , t.j. pri menšom prejasení.

Reagovanie obmedzovača vyvolá vždy tá katóda, kde je okamžité napätie najnižšie, pretože tá spôsobí zníženie U_{25} a teda vylúči diódy, prislúchajúce ostatným dvom katódam. Takto spôsobia špičky prejasenia, t.j. krátkodobé minimá $U_{K(RGB)}$, zníženie kontrastu, hoci stredný prúd obrazovky zostane pod hranicou obmedzovania.

Upozornenie: Číselné údaje sú približné, pre názornosť, nemusia odpovedať skutočnosti pri číselných príkladoch.

6. Koncové stupne videa

Katódy obrazovky je treba budiť videosignálmi v zápornej polarite, pričom ich nominálna úroveň medzi čiernou a bielou U_{BA} , má byť 90 až 100 V. Z výstupov IO TDA 3505 dostávame kladné RGB signály o úrovni $U_{BA} = 2$ V. Ich invertovanie a zosilnenie o činiteľ 50 zabezpečujú tri identické koncové stupne.

Schéma v TVP 4416 A odpovedá návrhu aplikácie od výrobcu. Koncové stupne v dvojčinnom zapojení sú osadené dvoma NPN tranzistorami typu BF 869 (KF 469). Uvádzame očísľ. na schéme, i pre obr. G2, kanál B. V každom stupni budí vstupný tranzistor T 1 (T 43) v zapojení so spoločným kolektorom výkonový tranzistor T 2 (T 41). Tým sa dosiahlo dobrej frekvenčnej charakteristiky výstupných signálov pri vysokých frekvenciách a to vďaka zvýšenému prúdovému zosilneniu. Pri záťaži 15 pF je typické zníženie amplitúdy pri 4 MHz len asi 1,5 dB, v porovnaní s frekvenciou 100 kHz a pre nominálnu úroveň výstupného signálu $U_{BA} = 100$ V. Ak by sa pripustila trochu obmedzená frekvenčná charakteristika, môže sa od zapojenia so spoločným kolektorom upustiť, avšak spätnoväzbový delič R 1, R 2 (R 46, R 44 + R 43) by potom pre znížené prúdové zosilnenie musel mať trochu nižšie hodnoty.

Výstup koncových videostupňov, teda emitor tranzistora T 3 (T 42) budí bázu merného tranzistora $T_{M(B)}$ (T44), z emitora ktorého sa opäť budí príslušná katóda obrazovky a to cez ochranné odpory. Doporučuje sa, pokiaľ koncové stupne nie sú na doske obrazovky, zapojiť ďalší ochranný odpor 680 ohm až 1k bezprostredne pred katódu. Inak postačí ochranný odpor 1k5 na stupeň (náš R 49 a R 704).

Merací tranzistor T_M (PNP) je typu BF (KF) 423. Z jeho emitora budený katódový prúd tečie do kolektora. Cez ochranné odpory 33k (R 50) sú kolektory všetkých meracích tranzistorov

vzájomne spojené. Kolektorové prúdy tečú meracím odporom R_M . Vďaka časove postupnému vyhodnocovaniu je vylúčené vzájomné ovplyvňovanie kanálov. (R_M je pre umožnenie presnejšieho individuálneho nastavenia hodnôt "temných" prúdov katód rozdelený - P 5, R 41 - P 6, R 61 - P 7, R 81.)

Dióda D_M paralelne k priechodu emitor-báza T_M (D 43) dovoľuje nabiť kapacity katód a ich prívodov.

V týchto kapacitách negatívne nábežné hrany merných impulzov vytvárajú kapacitné prúdové impulzy, ktoré sa kompenzujú kapacitami C_C (C 42, 62, 82) zapojenými medzi emitor a bázu tranzistora T_M . Dimenzovanie kondenzátora C_C závisí na konštrukcii obvodu a bolo nájdené skusmo. Bez tejto kompenzácie by kapacitné prúdové impulzy reguláciu rušili.

Zosilnenie koncových videostupňov sa nastavuje spätnoväzbovými odpormi. Pomer (R 46+R 44) ku R 43 rozhoduje o zosilnení pre stredné a nižšie kmitočty. Zosilnenie má byť $\lambda = 50$, aby z U_{C-B} 2 V na výstupe IO bolo U_{C-B} na katódach nastaviteľné na 90 V. V našom prípade znižuje stupeň spätnej väzby ešte člen R 27 - R 28, takže výsledný pomer odporov v deliči pre spätnú väzbu je o niečo väčší, než 50 (skutočné zosilnenie býva menšie než pomer odporov). Členom C 41 - R 42 zapojeným paralelne k odporu R 43 sa optimalizuje frekvenčná charakteristika.

Pre nominálne záverné napätie 140 V na katóde by mala byť úroveň umelej čiernej príslušného výstupu IO TDA 3505 v strede regulačného rozsahu, teda nominálne 4,4 V. Aby bola táto podmienka splnená, musí sa na bázu tranzistora T 1 (T 43) priviesť napätie, ktoré je vyššie ako stredná úroveň umelej čiernej o úbytok napätia na R 43. To sa robí určením spoločného napätia emitora tranzistorov T 2, ktoré je takmer rovnaké ako napätie bázy tranzistora T 1. Na R 43 1k5 je úbytok pri "čiernej" asi 2 V, spoločné U_E T 41, 61, 81 je nastavené deličom R 35 - R 33 na cca 8 V. Z toho vychádza na výstupoch 5, 3, 1 asi 6 V, čo je v našom prípade optimálne. U FTVP 4331 - 4333 A je U_E T 41 ... = 7 V, teda $U_{5,3,1} = 5$ V pre iný typ obrazovky.

Aby sa dosiahlo veľké zosilnenie slučky v koncových stupňoch a aby sa presluchy medzi koncovými stupňami udržali malé, vytvára tranzistor T 9 v zapojení so spoločným kolektorom nízkoohmový zdroj napätia. Kondenzátor hodnoty 0,1 μ F (C 23) na spoločnom emitorovom spoji vylepšuje frekvenčnú charakteristiku. Zvyšovanie kapacity by však nebolo účelné, pretože to by viedlo k skresleniu (zošikmenie temena u pravouhlých impulzov v signále). Tranzistor T 9, ktorý vytvára predpätie, je typu PNP. Tento tranzistor môže preberať veľké špičkové prúdy, ktoré sú dané parazitnými zaťažovacími kapacitami, a to bez toho, že by jeho stredný emitorový prúd bol veľký. Zenerova dióda ako zdroj predpätia nie je celkom vhodná, lebo má väčší dynamický vnútorný odpor.

Nie je nutné zvyšovať náklady kvôli teplotnej kompenzácii koncových stupňov videa, pretože obvod regulácie záverného bodu ľahko vyrovnáva kolísania pracovných bodov vďaka svojmu veľkému regulačnému rozsahu. Rovnako môže kompenzovať odchýlky pracovných bodov, spôsobené rozptylmi hodnôt súčiastok.

Meracie tranzistory T_M môžu spracúvať len zostatkové katódové prúdy, ktoré tečú do ich emitorov. Eventuálne vznikajúce izolačné prúdy (zvodové prúdy) medzi katódami a uzemnenými vlákňami žeravenia majú však opačný smer a môžu viesť k skresleniu farieb. Aby tieto prúdy meracie tranzistory zachytili a aby boli regulačným obvodom kompenzované, musia tiecť do emitorov meracích tranzistorov konštantné kompenzačné prúdy, ktoré sú rovnaké, ako maximálny izolačný (zvodový) prúd. Pre regulačný obvod máme potom k dispozícii tento prúd mínus skutočný izolačný prúd ako "zvodový" prúd.

Najjednoduchším zdrojom pre tento prúd by bol vysokoohmový odpor, zapojený medzi napájacie napätie cca 800 V pre delič napätia tieňacej mriežky a emitor merného tranzistora. Pri odpore hodnoty 100 Mohm by tiekol cezeň prúd cca 6,5 μ A. Tým sa môžu izolačné (zvodové) prúdy obrazoviek kompenzovať. Minimálne hodnoty izolačného odporu medzi katódou

a žeravením sú najmenej 50 Mohm. Pre komplikáciu, ktorá znamená spoľahlivý odpor tak vysokej hodnoty, nie je toto riešenie vhodné. Potom je možné použiť nasledujúce riešenie:

Medzi zaťažovací odpor 18 kohm a spojovací bod kolektor T 2 - báza T 3 sa zapojí dióda v priepustnom smere. Vytvorí sa konštantný rozdiel medzi anódou diódy a emitorom merného tranzistora T_M .

Ak sa medzi tieto dva body zapojí odpor, bude ním pretekať konštantný prúd. Toto nie je v našom module "G" použité - diódy D 41, D 61, D 81 vylepšujú ostrosť čiernobielých prechodov.

Dalej je možné potlačiť skreslenie farieb, ktoré má príčinu vnedokonalnej izolácii tak, že žeravenie sa pripojí na napätie, ktoré je rovnaké, alebo väčšie ako najväčšie záverné napätie obrazovky. Potom tečú náhodilé izolačné prúdy do emitorov merných tranzistorov a regulačný systém ich spracuje a kompenzuje. Pri tom je však treba dbať na predpisy o medzných hodnotách pre prevádzku obrazoviek. Výrobca obrazovky toto riešenie nepovoľuje (js. kladné napätie vlákna proti katódam nesmie vznikáť, a js. napätie na katódach je priemerne len 100 V i menej). V našom prípade je žeraviace vlákno spojené s kostrou cez 470 k R 412 a kompenzácia zvodu katódy - vlákno nie je použitá. Pri oddelenom nastavení "tmavých" prúdov zvlášť pre každú katódu to nie je dôležité.

Koncové videostupne sa môžu umiestniť ako doteraz bolo nutné, v blízkosti integrovaného obvodu TDA 3505, alebo aj na hrdlo obrazovky. Druhé usporiadanie má tú výhodu, že výstupy koncových stupňov videa sú zaťažené menšími kapacitami. Z toho vyplýva o niečo lepšia frekvenčná charakteristika, menší stratový výkon a určité zníženie rušivého vyžarovania. Pri modulovej koncepcii to však komplikuje nastavenie obvodov videa, preto táto možnosť zatiaľ nie je v našich televízoroch využitá.

Aby sa pri regulácii zabránilo chybnému vyhodnoteniu, doporučuje sa zabrániť prístupu striedavých napätí na mriežky obrazovky a jeden prívod žeravenia. Tým sa zabráni tomu, aby sa cez kapacitnú cestu dostali rušivé prúdové impulzy na merné tranzistory. Mriežky sú pre striedavé prúdy uzemnené otvorenými diódami zapojeniami na vytvorenie záporného napätia proti svetlej škvvrne po vypnutí (D 307 resp. D 76 - 77 u typov 4331 - 4333 A), premostenými kapacitami 2 μ F.

Nastavenie napätia tieniacej mriežky je možné napr. pre obrazovku Valvo A 66-540X dvoma spôsobmi:

1. Napätie pre všetky tri tieniace mriežky sa dostaví na 680 V. Na katódach sa tak nastavia záverné body v rozsahu 120 V až 160 V.
2. Pomocou spoločného premenlivého napätia tieniacej mriežky sa nastaví najväčšie záverné napätie na 150 V, ďalšie dve záverné napätia ostanú v rozsahu medzi 150 V a 120 V.

Záverné napätia sa môžu merať na katódach v dobe trvania merných impulzov, pretože v tomto intervale regulácia reguluje na úroveň umelej čiernej. Aby sa zabránilo ovplyvňovaniu vnútorným odporom sondy, malo by sa merať na bázach merných tranzistorov.

V našom prípade pre obrazovky 671 QQ 22, 561 QQ 22 i menšiu obrazovku v FTVP 4333 A sa nastavuje pomocou regulátora U_{g2} , P 402 (resp. P 5 na základnej doske FTVP 4331 - 4334) impulz čiernej pri 22. riadku na katóde R resp. MB4/G na 150 V \pm 5 V, viď nastavovací predpis v časti 4 hlavy V. bod 1.6 a "Vysvetlenie..." na ďalšej strane.

Keď sa má regulácia preskúšať, môže sa obrazovka nahradiť nápnatým zdrojom, ktorý by napodobňoval záverné napätie. Odpor o hodnote asi 500 kohm nahradí vnútorný odpor katódy.

Vysvetlenie k nastavovaniu obmedzenia stredného prúdu obrazovky:

Pomocou U_{g2} môžeme nastaviť pre určité U_{k-g1} určitú veľkosť prúdu každej katódy. Napätie pre čiernu, t.j. napätie pri meraní "temných" prúdov počas mer. impulzov MI, nie je ovplyvňované nastavením kontrastu a jasu, automatika však presadí takú úpravu tohto napätia v súčtovom obvode A_R podľa obr. G 2, aby vtedy tiekol prúd cca $10 \mu A$ (prípadne inej hodnoty, ale definovanej výsledným odporom R_M). Nastavíme U_{g2} tak, aby napätie, ktoré automatika "temných" prúdov skorigovala, pri mer. impulze v 22. riadku od začiatku vertikálneho zatemnenia, na katóde "R", bolo 150 V. Keďže pracujeme s max. nastavenými regulátormi kontrastu a jasu, t.j. pri obmedzení I_a , závisí to len na U_{g2} . Nevieme ešte, aký je dosiahnutý max. prúd I_a . P 4 je na strednej hodnote. Potom meriame I_a a nastavíme P 4 tak, aby obmedzenie nastávalo pri cca $850 \mu A$.

VI. MODUL "S"1. Horizontálny oscilátor a synchronizačné obvody

Všeobecne

Pre reprodukciu obrazu v TVP je potrebné zaistiť dokonale synchronný pohyb kresliaceho lúča v obrazovke s pohybom snímacieho lúča v snímačej elektrónke kamery. To je úlohou synchronizačných obvodov, ktoré sú u moderných prijímačov realizované ako monolitické integrované obvody, väčšinou spolu s horizontálnym oscilátorom, ako aj s viacerými doplnkovými funkciami. Vo FTVP radu Color 416 sú synchronizačné obvody umiestnené na samostatnom module "S" signálového bloku a sú osadené voči starším typom televízorov Tesla novým integrovaným obvodom A 255 D.

Veľmi podrobný popis tohto IO je v technickej informácii č. 45 k FTVP Minicolor a Color Oravan 4333 A. Pre bežnú potrebu vyhovuje nasledujúci stručnejší popis.

2. Integrovaný obvod A 255 D

Integrovaný obvod A 255 D je ekvivalentom obvodu TDA 2593 vyvinutého na báze osvedčeného obvodu TBA 920. Vyznačuje sa predovšetkým:

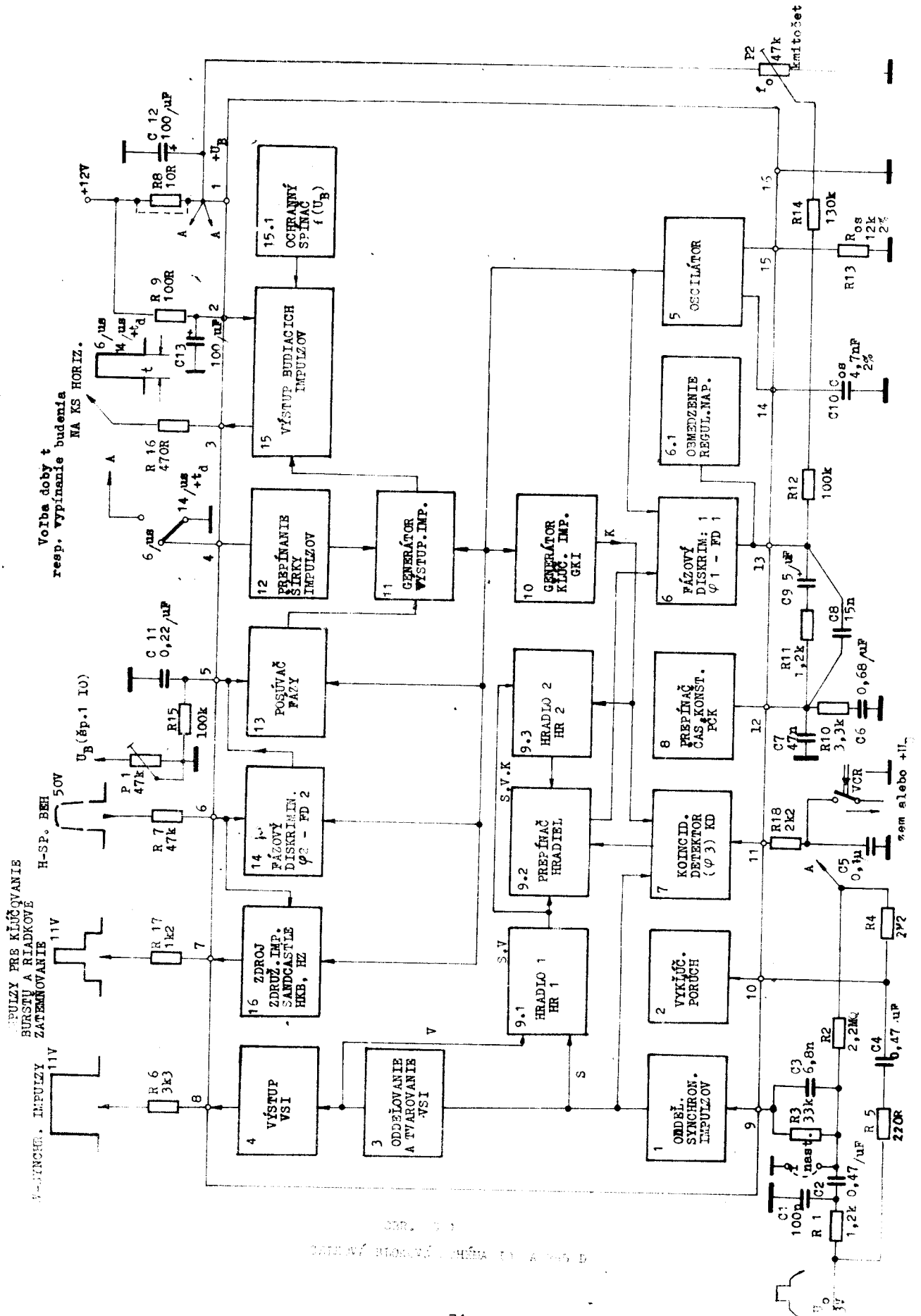
- vyšším stupňom integrácie
- znížením počtu externých súčiastok
- zníženou prúdovou spotrebou
- zlepšením niektorých funkcií
- priamym budením tyristorových koncových stupňov, ako aj budiacich stupňov tranzistorových rozkladov

Osvedčené vlastnosti predchádzajúcich obvodov sa využívajú aj v tomto novom integrovanom obvode:

- dva oddelené fázové závesy; prvá slučka "Y₁" udržiava vo fáze signál oscilátora so vstupnými synchronizačnými impulzami, druhá slučka "Y₂" fázu signálu oscilátora a riadkových spätnobehových impulzov
- automatické prepínanie na rozšírený aktívny rozsah v nesynchronnom stave pomocou koincidenčného detektora
- možnosť externého prepínania časovej konštanty v slučke "Y₁" kvôli reprodukcii signálov zo záznamového zariadenia komerčnej úrovne
- malý rozptyl a dobrá stabilita kmitočtu oscilátora
- malý rozptyl fáz generovaných impulzov
- vnútorná ochrana signálových vstupov a výstupov

Integrovaný obvod A 255 D obsahuje:

- oddeľovač synchronizačných impulzov (1)
- stupeň pre vyklúčovanie porúch (2)
- oddeľovací s tvarovací stupeň vertikálnych synchronizačných impulzov (3) (4)
- riadkový oscilátor (5)
- fázový diskriminátor 1 (6)
- koincidenčný detektor (7)
- prepínací stupeň filtračnej RC konštanty (8)



- prepínateľný hradlový obvod (9)
- generátor kľúčovacích impulzov (10)
- generátor výstupných impulzov (11)
- obvod pre prepínanie šírky výstupných impulzov (12)
- kompenzátor fázy (13)
- fázový diskriminátor 2 (14)
- výstup budiacich impulzov (konc. stupeň) (15)
s ochranou pred nadmerným poklesom napájacieho napätia (15.1)
- zdroj združeného kľúčovacieho a zatemňovacieho impulzu "sandcastle" (16)

Blokové zapojenie obvodu A 255 D je informatívne znázornené na obr. S 1. Úplný popis vnútornej štruktúry a jej funkcie je značne rozsiahly (je uvedený v technickej informácii č. 44 Tesly Orava) a pre sledovaný účel popisu obvodov prijímača nie je nutný. Prehľadne je funkcia obvodu popísaná v nasledujúcej kapitole spolu s popisom zapojenia modulu.

3. Úplné zapojenie synchronizačných obvodov

Úplné zapojenie modulu "S" vrátane externých súčastok je na schéme modulu, 6PN 053 29. Sú na ňom i dôležité privádzané a vyvádzané priebehy signálov. Popis funkcie sa vzťahuje na hlavné funkčné bloky obvodu A 255 D podľa blokovej schémy.

Oddeľovač synchronizačných impulzov (1)

Na vstup oddeľovača synchronizačných impulzov - vývod 9 IO - sa privádza úplný obrazový signál so zápornou polaritou modulácie (100 % úroveň odpovedá vrcholu synchronizačných impulzov, ktorý je tu kladný). Vo FTVP Color ST sa synchronizačná zmes oddeľuje tiež už v module medzifrekvenčných zosilňovačov "0" pre účel vypínania zvukového kanálu keď sa neprijíma TV signál. Na príslušný vstup modulu "S" sa privádza však (cez kontakt 2 konektora) úplný video signál s úrovňou asi 3 V a funkcia integrovaného obvodu ako oddeľovača synchronizačných impulzov sa využíva, pretože týmto "klasickým" zapojením je zabezpečené optimálna funkcia oddeľovača S.I. pre synchronizáciu v IO A 255 D. Uvádzané čísla súčastok sa týkajú modulu "S", ak sú jedno - alebo dvojmiestne. Trojmiestne čísla majú súčiastky na hlavných doskách TVP.

Vhodný pracovný bod vstupného tranzistora zaisťuje väzobný kondenzátor C 2 470n a odpor R 2 2M2. Sériovým odporom R 1 1K2 sa optimalizuje činnosť vstupného obvodu najmä pri impulznom rušení a má význam aj pre ochranu integrovaného obvodu pred poškodením prepätiami napr. pri výbojoch VN v obrazovke. Protiporuchový člen C 3, R 3 (6n8, 33K) zlepšuje činnosť pri výskyte silnejších porúch tým, že pomerne krátkou časovou konštantou zrýchľuje obnovenie normálnych prevádzkových podmienok po skončení poruchy. Kondenzátor C 1 100p filtruje vstupný signál, aby sa znížila citlivosť synchronizácie na krátke poruchy so širokým kmitočtovým spektrom.

Oddeľovací stupeň poruchových impulzov (2)

Tento stupeň pracuje ako amplitúdovo selektívny detektor poruchových impulzov tak, že impulzy prevyšujúce nastavenú úroveň zablokujú výstup z oddeľovača prerušením okruhu vstupného prúdu. Na vstup kľúčovacieho obvodu - vývod 10 - sa privádza vstupný signál cez oddeľovací kondenzátor C 4 470n a sériový odpor R 5 220 R. Pracovný bod vstupného tranzistora je nastavený odporom R 4 2M2, pripojeným na napájacie napätie na vývode 1 IO.

Oddeľovací a tvarovací stupeň vertikálnych synchronizačných impulzov (3) (4)

Využitie obvodu je dvojnásobné:

- a/ pre vytvorenie snímkového synchronizačného impulzu
- b/ pre zablokovanie činnosti fázového diskriminátora 1 cez hradlový obvod, aby sa riadková synchronizácia nenarušovala odlišným zložením synchronizačnej zmesi počas snímkového synchronizačného impulzu

Vnútrotným zapojením sa z vertikálnych synchronizačných impulzov získava kladný impulz ampl. asi 11 V a šírky 160 μ s pre synchronizáciu vertikálneho rozkladu. Tento impulz je k dispozičii na vývode 8 IO a k vertikálnemu rozkladu sa privádza cez obmedzovací a ochranný odpor R 6 3K3.

Riadkový oscilátor (5)

Základným zdrojom riadkového kmitočtu pre rozkladové obvody prijímača je fázove synchronizovaný RC oscilátor. Periodickým nabíjaním a vybíjaním kondenzátora C 10 4n7, zapojeného na vývod 14, zo stabilizovaných vnútrotných zdrojov konštantného prúdu vzniká pomocou úrovňových spínačov trojuholníkové napätie, ktoré sa ďalej využíva v oboch slučkách fázovej synchronizácie a pre tvarovanie obdĺžnikového budiaceho impulzu a ďalších impulzov. Voľnoběžný kmitočet oscilátora závisí okrem kondenzátora C 10 aj na veľkosti odporu R 13, zapojeného na vývod 15 IO. Pri hodnotách C 10 = 4n7 a R 13 = 12k1 je opakovací kmitočet práve 15 625 Hz. Pri prípadných opravách je potrebné použiť na tieto pozície len predpísané úzkotolerančné súčiastky 4n7 \pm 2,5 % a 12K1 \pm 1 % so zaručovaným teplotným koeficientom.

Opakovací kmitočet oscilátora možno v určitom rozsahu ovládať zmenami prúdu privádzaného do vývodu 15 z potenciometra P 2 47K. Rozsah preladenia kmitočtu obmedzuje odpor R 14 130K, aby nebolo možné ani náhodne nastaviť kmitočet, pri ktorom by mohlo dôjsť k poruche horizontálneho rozkladu. Základný voľnoběžný kmitočet sa nastavuje na 15 625 Hz pri skratovaní vstupu oddeľovača na vývode 6 modulu "S" servisným konektorom na kostru. Možno využiť zaužívaný spôsob pomocou tienidla obrazovky pri príjme signálu na labilný ("plávajúci"), ale nerozpadnutý obraz, čo najbližšie k polohe odpovedajúcej zasynchronizovanému obrazu.

Fázový diskriminátor 1 (6)

Služí na porovnávanie fázy synchronizačných impulzov vstupného signálu a signálu oscilátora. Chybové napätie, ktorým sa oscilátor príslušným spôsobom doladuje, je na vývode 13 IO. Filtráciu chybového napätia tak, aby sa dosiahli optimálne dynamické vlastnosti synchronizácie v rôznych prevádzkových stavoch, zaisťuje zapojenie s kondenzátormi C 6, C 7, C 8, C 9 a odporami R 10, R 11.

Vnútrotný odpor na vývode 12 proti zemi je ovládaný prepínačom časovej konštanty. V normálnej prevádzke je výstupný odpor nízky (\leq 250 ohm), chybové napätie je filtrované s veľkou časovou konštantou - R₁ diskriminátora cca 50K proti 5 μ F 1K2, (C 9, R 11) paralelne s 15nF (C 8) - čomu zodpovedá dobrá protišumová odolnosť synchronizácie pri malom synchronizačnom rozsahu. V nesynchronnom stave, alebo pri prepnutí na prevádzku zo záznamového zariadenia, je vnútrotný odpor na vývode 12 proti zemi vysoký, synchronizácia sa vyznačuje rozšíreným (aktívnym) synchronizačným rozsahom a rýchlou reakciou na zmeny kmitočtu či fázy u signálu z videomagnetoskopu. Filtračný člen vtedy pozostáva z R 10 3K3 a C 7 47n. V tomto prípade pri inak kvalitnom signále z videoskopu (VCR) nevedí náchylnosť na poruchy (zhoršenie šumových vlastností).

Práve široký aktívny synchronizačný rozsah takto zabezpečený pred zasynchronizovaním i drasticky znížený aktívny rozsah v zasynchronizovanom stave umožňuje vysokú stabilitu riadkovej synchronizácie.

Na hodnote odporu R 12 (100K) závisí veľkosť regulačného prúdu privádzaného z fázového diskriminátora vývod 13 na regulačný vstup oscilátora vývod 15 a tým aj aktívny synchronizačný rozsah obvodu.

Koincidenčný detektor a prepínanie hradiel (7) (9)

Porovnávaním fázy medzi synchronizačnými impulzami a kľúčovacími impulzami odvodenými zo signálu oscilátora v generátore kľúčovacích impulzov sa v koincidenčnom detektore vyrába napätie, ktoré po integrácii na kondenzátore C 5 100n, zapojenom na vývod 11 (cez R 18 2K2); slúži na riadenie prepínača časovej konštanty a prepínača hradiel. Keď nie sú oba porovnávané signály synchronné, alebo pri prepnutí na prevádzku zo záznamu (VCR), filter sa prepne na široký synchron. rozsah a vstup diskriminátora 1 na výstup hradla 1, ktorým sa blokuje prívod synchronizačných impulzov na diskriminátor počas snímkových spätných behov. V synchronnom stave sa filter prepne na úzky rozsah a diskriminátor na výstup hradla 2, ktorým sa navyše blokuje vstup diskriminátora aj počas aktívnej časti riadku, aby synchronizácia nebola citlivá na rušenie obrazovou moduláciou, alebo poruchami v tomto časovom intervale.

Prepínací stupeň filtračnej RC konštanty (8)

Spínací stupeň prepína charakteristiku filtra regulačnej slučky Y, a hradlové obvody, keď sú porovnávané signály v synchronizme na prevádzku so zúženým synchronizačným rozsahom. Pripojením vývodu 11 IO na kostru 16, alebo na napájacie napätie 1, možno túto funkciu zablokovať. Zodpovedajúci pracovný režim je vhodný pre reprodukciu signálov zo záznamového zariadenia a u FTVP Color 416 sa realizuje zopnutím vývodu 11 na kostru tlačidlom VCR na ovládacom paneli v type Color 419 resp. 422 (4419 A, 4422 A) sa používa pre snímanie z VCR cez anténny vstup program č. 8 tlač. súpravy LPA 8, pri ktorom zvláštny kontakt "VCR" na súprave toto automaticky prevádza.

Generátor kľúčovacích impulzov GKI (10)

V koincidenčnom detektore (7) sa porovnávajú horizontálne synchronizačné impulzy SI s kľúčovacími impulzami K, vyrábanými v tomto generátore. Impulz K nabieha, keď z oscilátora prichádza klesajúca hrana pílovitého oscilačného napätia. Začiatok a koniec impulzu K je daný spínacími úrovňami zvolenými tak, aby pri rovnosti $f_s = f_o$ presahoval impulz K časove horiz. synchronizačný impulz SI z oboch strán (o 1,4 μ s), takže i pri maximálnom využití synchronizačného rozsahu bude v zasynchronovanom stave SI vždy časove vo vnútri impulzu K. Tieto impulzy sa však generujú stále, i mimo synchronizácie a a stavy napätí na vstupoch hradlového obvodu (9) rozhodujú, či na jeho výstupoch bude, alebo nebude impulz K.

Generátor výstupného impulzu a koncový stupeň (11)

Z trojuholníkového signálu oscilátora a signálu fázového regulačného obvodu sa pomocou úrovňových spínačov vyrába v generátore výstupného impulzu impulzný riadiaci signál pre budenie riadkového rozkladu. Koncový stupeň dáva výstupným impulzom požadovanú výkonovú úroveň. Pomocou prepínača šírky výstupných impulzov možno obvod prispôsobiť na budenie tyristorového, alebo tranzistorového rozkladu. Pri prepojení vývodu 4 IO na napájacie napätie na vývode 1 je výstupný impulz na vývode 3 široký asi 6 μ s, čo je vhodné pre

tyristorový rozklad. Pre tranzistorový rozklad je vývod 4 pripojený na kostru. Kladný výstupný impulz na vývode 3 má amplitúdu asi 11 V a šírku asi $23 \div 26 \mu\text{s}$. Výstupný prúd na špičke 9 modulu je obmedzený sériovými odpormi R 9 100R a R 16 470R. Amplitúda výstupných impulzov je tam cca 5 V_{eff}. Cez kondenzátor C 13 100 μF v obvode napájania koncového stupňa sa uzatvára impulzný prúd na kostru, aby nespôsobil rušenie iných obvodov prijímača. Koncový stupeň je doplnený ochranou, ktorá pri poklese napájacieho napätia na vývode 2 pod 4 V preruší dodávku budiacich impulzov, aby nemohlo dôjsť k poruchám v dôsledku nedostatočného budenia rozkladu.

Fázový diskriminátor 2 a fázový regulačný obvod (14)

Vo fázovom diskriminátore 2 sa porovnáva fáza trojuholníkového napätia oscilátora so spätnobehovými riadkovými impulzami, ktoré sa cez obmedzovací odpor R 7 47K privádzajú z kontaktu č. 5 modulu na vývod 6 IO. Chybové napätie filtrované kondenzátorom C 11 220n na vývode 5 riadi s malou časovou konštantou pomocou regulačného obvodu fázu výstupných impulzov tak, aby sa aj pri premenlivých pracovných podmienkach riadkového rozkladu, spôsobovaných napríklad kolísaním záťaže VN zdroja pri zmenách jasu obrazu, zachovával medzi výstupnými budiacimi impulzami a spätnobehovými impulzami konštantný fázový vzťah. Týmto sa významne zlepšili vlastnosti synchronizácie voči jednoduchým obvodom len s jedinou slučkou fázovej synchronizácie.

Pomocou potenciometra P 1 47K a odpora R 15 100K sa zavádza do vstupu 5 regulačného obvodu nastaviteľný prúd, čo umožňuje vykorigovať odchýlky fázy v dôsledku rozptylu. Nastavenie fázy sa nemá zamieňať so stranovým posuvom rastra potenciometrom P 401. Najprv sa pri zmenšenom horizontálnom rozmere nastavuje fáza obrazovej modulácie symetricky do stredu vychylovacieho rastra pomocou P 1 47K a až potom sa dostaví poloha obrazu na tienidle potenciometrom P 401. Pretože integrovaný obvod A 255 D dodáva impulzy pre vyklúčovanie synchronizačného signálu farby v pevnom fázovom vzťahu voči riadkovým synchronizačným impulzom, nenarúšajú sa pri zmenách fázy synchronizácie podmienky pre správnu činnosť signálových obvodov. To umožňuje, najmä ak majú obrazovky malý rozptyl polohy nevychýleného lúča, vynechať obvod stredenia rastra a polohu obrazu dostavovať priamo fázou synchronizácie. (V TVP 4416 A, 4419 A tento obvod však je: P 401, D 405, D 406 cez L 401.)

Výstupný stupeň budiacich impulzov (15)

Je dvojčinný a má od ostatných obvodov oddelené napájacie napätie. To umožňuje prípadne zvýšením napájacieho napätia preň (až do 18 V) zväčšiť amplitúdu výstupného impulzu. Ďalej tým, že výstupný obvod má oddelený zrážací odpor a na výstupe sériový odpor (R 16), je odolnejší proti skratu zvonka. Súčasne je zjednodušená filtrácia napájacieho napätia pre ostatné obvody IO na vývode 1. Výstupný obvod je na vývode 3 pri všetkých prevádzkových stavoch nízkoohmový.

Zdroj združeného klúčovacieho a zatemňovacieho impulzu "sandcastle" (16)

Pre vyklúčovanie synchronizačného signálu farby v sústave PAL je potrebný klúčovací impulz s malým rozptylom šírky a polohy voči riadkovým synchronizačným impulzom. V integrovanom obvode A 255 D sa vhodný impulz získava ododením zo signálu oscilátora v okruhu fázového závesu "Y₁", takže je nezávislý na vychylovacom obvode a nastavení fázy synchronizácie. V generátore sa k nemu superponuje širší zatemňovací impulz s menšou amplitúdou, odvodený od impulzov riadkových spätných behov "+H 52 V", privádzaných i pre fázový diskriminátor 2 cez obmedzovací odpor R 7 47K na vývod 6 IO. Takto získaný dvojúrovňový impulz charakteristického tvaru, bežne označovaný názvom "sandcastle" impulz, je k dispozícii na vývode 7 a cez oddeľovací odpor R 17 1K2 sa privádza z kontaktu č. 4 modulu "S" na dekódovacie a maticové obvody.

4. Pripojenie na napájací zdroj

Integrovaný obvod má, ako pred tým uvedené, dva nezávislé napájacie okruhy:

- napätie pre koncový stupeň výstupných impulzov sa privádza na vývod 2 cez odpor R 9 100R. Impulzný prúd sa uzatvára na zem cez kondenzátor C 13 100,µF.
- napätie pre ostatné funkčné bloky sa privádza na vývod 1 cez odpor R 8 10R. Je filtrované kondenzátorom C 12 100,µF.

Pri menovitom napájacom napätí 12 V je prúdová spotreba (okrem koncového stupňa) asi 30 mA. Maximálne dovolené napätie na vývode 1 je 13,2 V, na vývode 2 až 18 V. Maximálny prúd výstupného impulzu je 400 mA pri prepojení na tranzistorový rozklad a 650 mA pri budení tyristorov úzkym výstupným impulzom.

5. Prehľad prepojenia vývodov na module "S"

Synchronizačné obvody sú umiestnené na vymeniteľnom module s 9-pólovým prepojovacím konektorom na základnej doske signálového bloku.

Prepojenie vývodov na konektore modulu "S" je nasledovné:

1. prepínanie na prevádzku zo záznamu tlačidlom VCR
2. vstup záporného video-signálu z modulu "O"
3. výstup snímkových synchronizačných impulzov
4. výstup impulzov "sandcastle"
5. vstup riadkových spätnobehových impulzov ($52 V_{\text{řř}},+$)
6. skratovanie vstupu synchronizácie pri nastavovaní voľnobežného kmitočtu
7. prívod napájacieho napätia +12,6 V
8. kostra (spoločný "zemiaci" vodič)
9. výstup budiacich impulzov pre H rozklad

VII. RIADKOVÉ VYCHÝĽOVACIE OBVODY (H)1. Budiaci stupeň horizontálneho rozkladu

Riadkové budiace impulzy z modulu S dostávajú sa kondenzátorovou väzbou (C 413) na bázu riadkového budiča, T 401. Kondenzátorová väzba zabezpečuje, že v medzere medzi impulzami je napätie na báze T 401 záporné, čím sa zlepší zatváranie tohto tranzistora.

Pre zaistenie nízkej impedancie v budiacom obvode riadkového koncového tranzistora počas riadkového spätného behu je budiace trafo TR 401 zapojené tak, aby bol koncový tranzistor zavretý, keď riadkový budič vedie.

V kolektorovom obvode T 401 je zapojený R 403 pre obmedzenie maximálneho prúdu a na primár Tr 401 je pripojený RC člen (R 402 - C 401) pre tlmenie zákmitov.

V sekundárnom obvode TR 401 je zapojený odpor R 404, ktorý spôsobuje jednak vyrovnanie rozptylov vstupného odporu koncového tranzistora a jednak relatívne zvýšenie záporného budiaceho napätia pre jeho vypnutie. R 405 tlmí zákmity na sekundáre TR 401.

Tlmivka L 405 slúži (spolu s rozptylovou indukčnosťou TR 401) pre zaistenie zatvárania koncového tranzistora spôsobom, obvyklým u vysokožáverných tranzistorov a doporučeným výrobcami takýchto tranzistorov. Pôsobením tejto indukč. bude spomalené klesanie budiac. prúdu, ku ktorému dochádza po prepólovaní budiaceho napätia T 401 pred koncom riadku, vplyvom záporného budiaceho napätia. I_B klesá postupne zo svojej plnej hodnoty na nulu a ďalej na zápornú hodnotu. (Každá dióda, ktorá viedla prúd a je priloženým napätím vypnutá, bude mať podobný prechyt prúdu do zápornej polarity, "zotavenie".)

Záporným prúdom sa likviduje náboj v báze tranzistora, tranzistor sa odsycuje - prebieha doba presahu, t_3 . Zatiaľ záporný bazový prúd stále rastie. Po vyčerpaní náboja sa energiou, nazhromaždenou v tlmivke, urýchli posledná fáza zatvárania tranzistora. Záporné napätie na báze dosiahne hodnotu prierazného napätia, tečie prierazový prúd obvodom báza - emitor (ako zenerovou diódou), ktorý je však pre rozkladový tranzistor naprosto prípustný. Riadkový budič sa napája z napájacieho zdroja 145 V.

2. H-koncový stupeň, VN zdroj a korekcia rastra

Keďže veľkosť sériovej indukčnosti tvorená rozptylovou indukčnosťou na sekundárnej strane budiaceho transformátora Tr 401 by bola malá k získaniu požadovanej energie pre dobré zatváranie koncového tranzistora T 402, je zaradený do sekundárneho obvodu budiaceho transformátora Tr 401 dodatočná indukčnosť L 405.

K zatlmeniu zákmitov na sekundárnej strane budiaceho transformátora Tr 401 a na báze tranzistora T 402 je pripojený paralelne medzi bázu a emitor T 402 odpor R 405.

U horizontálneho rozkladu sa predpokladá napájanie pevne nastaveným stabilizovaným napätím. Z toho dôvodu je nutné počítať s čiastočným vylúčením vplyvu tolerancií súčiastok na hodnotu dĺžky spätného behu a vysokého napätia, ktoré sa má udržať v tolerancii $24,5 \text{ kV} \pm 0,5 \text{ kV}$. Rozptyl tolerancií súčiastok, ktoré ovplyvňujú horizontálny rozmer je eliminovaný diódovým modulátorom, ktorý má prvok aj pre dostavenie horizontálneho rozmeru. K udržaniu dĺžky spätného behu horizontálneho vychýľovania a vysokého napätia v požadovanej tolerancii použili sa dva dostavovacie kondenzátory C 415 a C 416, ktoré sa pripájajú paralelne k hlavnému spätnobehovému kondenzátoru C 403 pomocou prepínača Z45.

U VN násobiča je bod M (prvý kondenzátor) uzemnený a spätná väzba pre obmedzenie katódového prúdu obrazovky je aplikovaná z bodu D (prvá dióda), odkiaľ sa doposiaľ odoberala spätná väzba pre stabilizáciu vertikálneho rozmeru s jasom.

VN transformátor bol zjednodušený vypustením pomocného vinutia pre získanie pulzného napätia ± 280 V, ktoré sa uvažovalo využiť pri použití impulzne riadeného modulačného zosilňovača pre diódový modulátor. K vylúčeniu zmeny horizontálneho rozmeru v dôsledku modulácie napájacieho napätia pre modul "K" premenlivou spotrebou koncového stupňa zvuku bola ako najúčinnější zásah pridaná zenerova dióda (D 2) ku kondenzátoru C 4 na module "K". Zvyšovanie časovej konštanty $R_{20} C_4$ v únosných medziach by neprineslo požadovaného účinku. Ako modulačné diódy D 401 až D 404 vyhovujú po stránke tepelného režimu typy KY 199, kde k optimalizácii tepelného režimu sa využili v maximálnej miere na jeho vylepšenie možnosti v plošnom spoji i v tvarovaní.

Vychylovacie cievky sú pripojené na koncový tranzistor SU 160, T 402, cez "S" kondenzátor C 404. Je na ňom priemerné (js) napätie cca 140 V a parabolický priebeh $80 V_{\text{eff}}$, takže v strede stúpa prúd cez V.C. asi o $0,1 A/\mu s$ a pri krajoch len $0,073 A/\mu s$.

Paralelne k vychylovacím cievkam je pripojený obvod pre vodorovný posuv, L 401, P 401, D 405, D 406.

Druhý vývod vychylovacích cievok je pripojený cez linearizačnú cievku L 402 s tlmiacim odporom R 406 a cez modulačné trafo Tr 403 na zem. Modulačné trafo, D 401 - 404, C 401, C 412 a L 403 tvoria obvod diódového modulátora, ktorý je zapojený v podstate rovnako, ako u doterajšieho FTVP Color 110 ST 4415 A a spolu s modulom K spôsobuje korekciu podušky a lichobežníka východ-západ a umožňuje reguláciu vodorovného rozmeru. Prevod modulačného trafo, hodnoty súčiastok modulátora a modul "K" sú však prispôsobené vyššej impedančnej úrovni tranzistorového rozkladového obvodu.

Riadkový koncový stupeň je napájaný zo stabilizovaného napätia 145 V cez odpor R 407 - 15 ohm, ktorý chráni riadkový rozklad pred preťažením po preskoku v obrazovke. Preskokom sa skratuje VN vinutie, takže medzi kolektorom T 402 a kostrou bude len rozptylová kapacita VN trafo, rádu $150 \mu H$. Tým sa veľmi skráti spätný beh a vytvorí sa pri ňom tak vysoké napätie, že by zničilo tranzistor. Pretože pri tak malej indukčnosti v obvode kolektora tečie však tiež veľmi vysoký prúd pri zopnutom tranzistore, spádom na R 407 klesne napätie pri činnom behu tak nízko, že ani napätie pri spätnom behu neprekročí bezpečnú hranicu. Napájanie je na R 407 čiastočne blokované kondenzátorom C 411.

Stabilizovaným napájacím napätím je v podstate dané aj napätie vychylovacích cievok v činnom behu (viď hore, C 404). S týmto napätím je zvislané aj napätie spätnobehových impulzov, toto je však ešte závislé od rezonančného kmitočtu rozkladového obvodu. Aby bolo možné dodržať žiadanú toleranciu vysokého napätia, je preto potrebné dostavovať rezonančný kmitočet rozkladového obvodu a tým aj dĺžku spätného behu pripínaním kondenzátorov C 415, C 416 ako uvádzame vpredu, paralelne ku spätnobehovému kondenzátoru C 403. Vysoké napätie sa získava rovnakým spôsobom ako u doterajšieho typu FTVP kremíkovým VN násobičom. Napätie pre druhú mriežku umožňuje vytvoriť prídavná (šiesta) dióda násobiča. Toto napätie sa odoberá z deliča R 408 až 410 a reguluje potenciometrom P 402.

Riadiace napätie pre obmedzenie max. katódového prúdu obrazovky a pre stabilizáciu vertikálneho rozmeru s jasom sa získava z RC člena R 411, C 410 zapojeného do vývodu D násobiča (doteraz sa riadiaci signál pre obmedzenie katódového prúdu odoberal z odporu a diódy, zapojených do vývodu "M" násobiča). Z VN trafo sa odoberá ďalej žeraviace napätie pre obrazovku, ktoré sa upravuje na požadovanú hodnotu tlmivkou L 404 a impulzné napätie (menovite $50 V_{\text{eff}}$ ako i v minulosti) pre signálové obvody a synchronizáciu.

3. Vysvetlenie funkcie člena R 411/C 410 pre sledovanie katódového prúdu obrazovky

VN vinutie TR 402 vývody 6 - 16 je spojené s kostrou cez veľké odpory R 410, R 408/P 402 a R 409 o celkovej hodnote 870k premostenými filtračnou kapacitou. Vo vinutí sa indukuje priebeh s vrcholmi približne $+5kV/-1kV$. Prvý kondenzátor vo VN násobiči C 1/VN je nabitý prvou diódou násobiča. Malá indukčnosť $50 \mu H$ L 407 od tohto kondenzátora (vývod M násobiča) odstraňuje rušenie, ktoré by sa inak objavovalo ako zvislý pruh na začiatku

činného behu a ktoré súvisí s oneskorením prenosu, vnášaným PAV-filtrom.

Pre zjednodušenie nemusíme uvažovať s ďalšími stupňami násobiča. Kladná polvlna striedavého priebehu VN dodáva náboj, ktorým sa vytvorí a podľa potreby i dopĺňa napätie na C 1/VNN. Záporná polvlna vytvorí na odporoch R 409 - 408 - 410 kladné napätie medzi vývodom 6 a zemou v obvode: vinutie 6-16-D6/VNN, R 411//C410, kostra, R 409...410, filtrované kapacitou C 409-C 408. Na anóde D6/VNN proti kostre je kladné napätie z trojice uvedených odporov mínus napätie zápornej polvlny, teda tým väčšie záporné napätie, čím je menšie uvedené kladné napätie. Pretože je anódový prúd obrazovky tečie od zeme cez VN vinutie a usmerňovacie diódy WN k anóde obrazovky a z katódy cez video obvody do zeme, vytváral by na uvedených odporoch značné záporné napätie v bode 6. Každé zníženie kladného napätia na týchto odporoch však viac otvára diódu D 6, takže sa fakticky zatvára do zeme cez odpor R 411 10k, vývod D násobiča a usmerňovacie diódy D 1...D 5. Obrazovkou odoberaný a opäť cez D 1...D 5 dopĺňaný náboj kapacít pripája vlastne anódu obrazovky na katódu D 6. Spádom na R 411 (presnejšie na R 411 paralelne s pripojenými odpormi v module G) sa v bode D vytvorí záporné napätie tým väčšie, čím je vyšší I_a obrazovky. Toto je privádzané v module G na bázu PNP tranzistora T1/KC 308 avšak len ako rozdiel proti určitému kladnému napätiu z deliča P4/G-R2/G od zdroja 12,6 V. Ak bude výsledné (kladné) napätie dostatočne nízke, otvorí sa T1/G a zníži sa automaticky kontrast, prípadne i jas.

4. Podrobnejší popis horizontálneho koncového stupňa

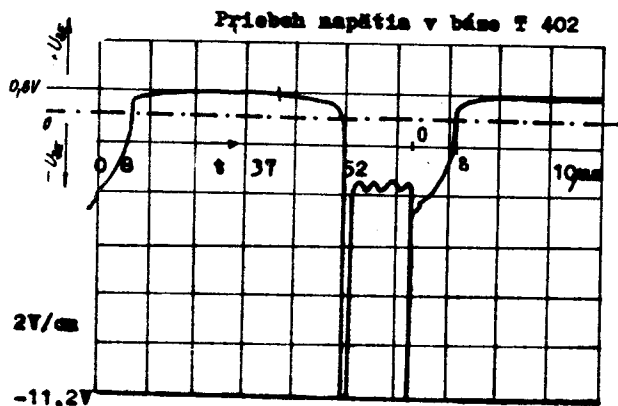
HKS s výkonovým tranzistorom SU 160 pracuje v zásade podobne ako u Č/B televízorov radu Olympia a Saturn. Cez vychyľovacie cievky o indukčnosti 1,5 mH pretláča vychyľovací prúd cca 4,6 A_{eff}, t.j. -2,3 A na začiatku a +2,3 A na konci činného behu. (V ďalšom texte budú samozrejme prakticky všetky údaje len približné, ale nebudeme to už zvlášť označovať.)

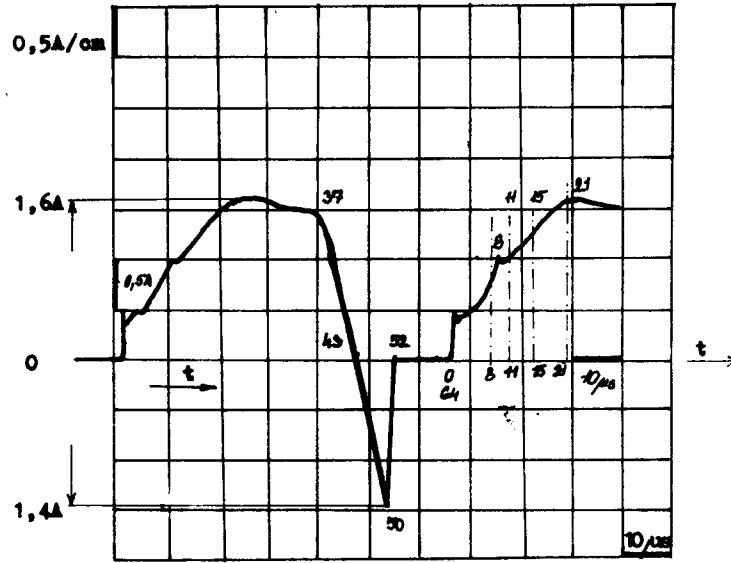
Pred S-korekčným kondenzátorom C 404 je kladná amplitúda I_C T 402 2,7 A pričom kladná polvlna trvá 31 μs, záporná 21 μs. Amplitúda záporného prúdu, v tomto zapojení prevažne zabezpečovaná diódami KY 199 D 401...404, je 1,9 A, tranzistor však dodáva najprv približne 0,3 A v druhej štvrtine činného behu 1,1A; prevažne tu ide o prúd bázy. Diódy sú tu jednak nevyhnutné pre korekciu západ - východ, jednak znižujú prúdové namáhanie tranzistora, ktorý nemusí dodávať celý prúd pri zápornej polvine vo forme vysokého bazového prúdu cez otvorený kolektorový priechod a inverzného emitorového prúdu, ako je tomu u uvedených stolných Č/B televízorov. S ohľadom na korekciu V-Z sa uvedené prúdy znižujú v priemere na 85 %.

Rozdiel medzi nábojom, ktorý pretečie koncovým stupňom pri kladnej a pri zápornej polvine prúdu zodpovedá spotrebe HKS. Premennivé zaťaženie vysokonapäťového vinutia pri zmenách jasu spôsobuje zmeny v trvaní a v amplitúdach obidvoch polvln (nie sú malé - tmavá scéna pri priemernom anódovom prúde 0,05 mA a svetlá pri 0,7 mA znamená zmenu zaťaženia o cca 15 W).

Pre ilustráciu uvádzame priebehy bazového napätia a prúdu kolektorového a emitorového prúdu T 402, diód D 401-404 a prúdu pretekajúceho cez kondenzátor C 404, ako boli zachytené pri kontrole režimu komponentov, viď obr. 1-H až 6-H.

Obr. 1-H



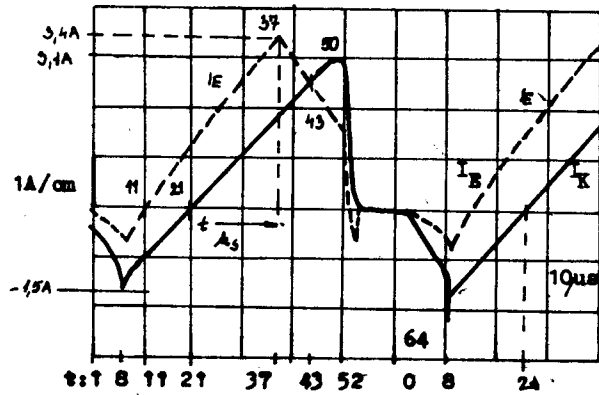


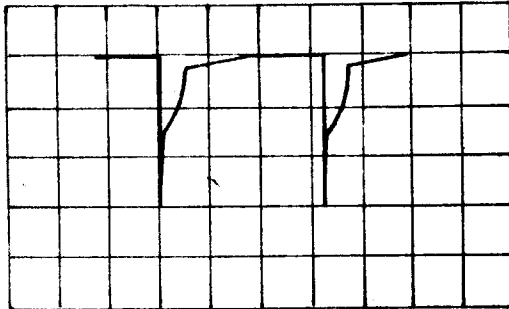
Obr. 2-H

Priebeh bázoového prúdu T 402

Obr. 3-H

Priebeh kolektorového (—) a emitorového (---) prúdu T 402

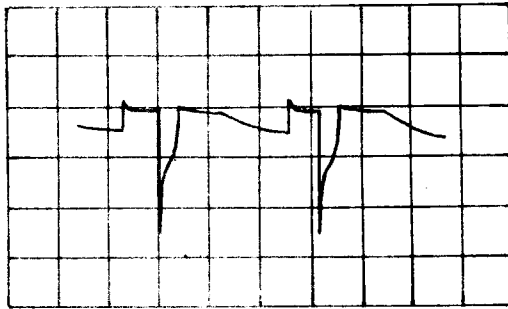




1A/cm

Obr. 4-H

Prúd diódami D 401, D 402

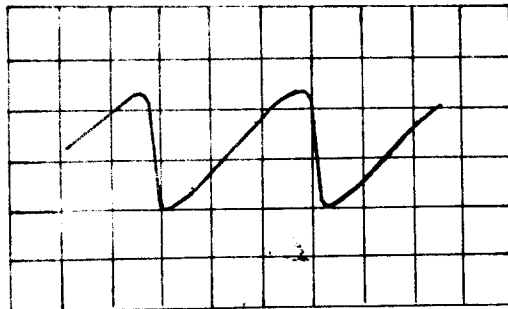


1A/cm

Obr. 5-H

Prúd diódami D 403, D 404

Poznámka: Prúdy diód boli snímané na inom exemplári TVP ako prúdy tranzistora, preto sa úplne presne nedopĺňajú.



2A/cm

Obr. 6-H

Vychylovací prúd cez sériový kondenzátor C 404

Poznámka k priebehu prúdu cez spodný pár diód D 403 - D 404 v 2. časti činného behu, obr. 5-H

Ak by neboli v ceste vychylovacieho prúdu I_y a prúdu I_m (viď. pojednanie o korekciách V-2) sériové S-korekčné kondenzátory, tiekol by nezvlnený prúd cez vinutie $7,5 \mu\text{H}$, L_T modulačného traťa TR 403, najprv cez spodnú dvojicu D 403, 404 ako kladný klesajúci, a v 2. časti činného behu ako (v smere od spoločného bodu D 402, 403, L_T) záporný klesajúci cez dvojicu D 401, 402, na kondenzátor C 407 56nF . Vysoké striedavé napätie na kondenzátoroch C_{s1} a C_{s2} (C 404, C'_m) pri menšom modulačnom napätí U_m obráti polaritu tohto prúdu s kvazi-sínusovým priebehom, ktorý tečie cez diódy v opačnom časovom poradí. Z toho vyplýva stúpajúci prúd D 403, 404 na oscilogramе 5-H v 2. časti činného behu.

Výklad o funkcii HKS s "vysokonapätovým" tranzistorom (pre U_{CE} 1000 V i viac) je uvedený v dokumentácii k televízorom radu Olympia. Pretože táto už nie je vždy k dispozícii, zopakujeme si zvláštnosti tohto zapojenia:

5. Vypínanie koncového tranzistora T 402

Tranzistor, ktorý má znášať tak vysoké kolektorové napätie, má pomerne vysoký merný odpor v hmote kolektora, ktorý sa však znižuje vysokým prebudením v saturovanom stave (zvýšením množstva voľných nosičov náboja) natoľko nízko, aby vyšlo malé zostatkové napätie a teda malý stratový výkon zopnutého tranzistora.

Aby ani v prípade krajných tolerancií nedošlo k nedokonalému vybudeniu tranzistora a teda k zvýšeným stratám ohrozujúcim tranzistor, je pre väčšinu exemplárov budiaci bázový prúd vyšší, než by bolo optimálne, čo však je kompenzované správnym dimenzovaním indukčnosti, zapojenej medzi sekundár budiaceho transformátora a bázu tranzistora, ktorá zabezpečuje strmý pokles kolektorového prúdu (spomalením klesania prúdu bázy).

Vysoký bázový prúd v nasýtenom stave, ktorým sa už nezvyšuje kolektorový prúd, spôsobí nahromadenie veľkého počtu nosičov náboja pri priechode E-B aj pri priechode báza - kolektor, ktorý je pri nasýtenom stave tiež otvorený (báza kladnejšia ako kolektor). Medzi príchodom záporného zatváracieho signálu zo sekundáru budiaceho transformátora a začiatkom klesania kolektorového prúdu uplynie niekoľko μ s - doba presahu (saturačného oneskorenia, t_g). Doba dobehu, kedy klesá kolektorový prúd k nule (t_f od angl. "fall" - padanie), musí byť čo najkratšia - vtedy pri znižovaní budenia totiž stúpa odpor kolektora, preto stúpa i napätie na ňom a okamžitý výkon. Toto je kritické zvlášť krátko pred úplným zatvorením tranzistora. Čas t_f je tu preto vynímocne uvažovaný pre úplný zánik prúdu, t.j. od 100 % do 0 %.

Dosiahnuť čo najkratšiu dobu t_f umožňuje umelé predĺženie doby t_g pomocou tlmivky L 405, ktorá spolu s rozptylovou indukčnosťou budiaceho traťa predstavuje potrebnú indukčnosť okolo 10 μ H (označíme ju L_B). Po vypnutí budenia zápornou polvlnou zo sekundáru TR 401 klesá (čas 37 na oscilogramoch) bázový prúd k nule. To je však bez vplyvu na kolektorový prúd, dokiaľ L_B neklesne na malý zlomok I_B pod hranicu saturácie, nadbytočné nosiče náboja na rozhraní priechodov ešte pribúdajú. Tieto nosiče vytvorili akoby nabitý kondenzátor (tzv. difúziu kapacitu), ktorý sa prúdom od bázy cez sekundár budiaceho traťa ku emitoru a cez vinutie primáru VN TR 402 a ďalej od kolektora do bázy, t.j. záporným I_B , vybíja.

Indukčnosť L_B spomaľuje klesanie kladného i stúpanie záporného I_B . Takto vzniknuté kladné napätie medzi "bázovým" a "transformátorovým" vývodom indukčnosti L_B spôsobí, že napriek zápornému napätiu od budiaceho traťa je na báze ďalej kladné napätie, hoci sa te-raz znižuje (čas 37-50).

Predĺženie doby, keď je I_B záporný (čas 43-52) umožnilo odvádzanie pomaly pohyblivých nosičov náboja (kladných ionov) do tej miery, že vybíjací prúd začne zo záporného maxima opäť klesať k nule, (čas 50) dokončuje sa tzv. zotavenie diódy báza - emitor. I pri zápornom vonkajšom bázovom prúde (ako na oscilogramoch), tečie určitú dobu (43-50) kladný vnútorný prúd báza - emitor, dokiaľ prúd nosičov od kolektora do bázy je o niečo väčší než prúd od bázy cez L_B a budiaci trafo do zeme. Pretože pri kladnom I_B tvoril tento prúd podstatnú zložku emitorového prúdu, začne emitorový prúd klesať síce od počiatku znižovania I_B (čas 37), ale kolektorový prúd stúpa ďalej - zvyšuje sa po zániku kladného I_B (čas 43) záporným bázovým prúdom až do doby, keď $-I_B$ dosiahne svoj vrchol a začne sa znižovať (50).

Pri klesaní I_B k nule sa vytvorí na indukčnosti L_B značné záporné napätie, ktoré prerazí (lavinovitým, no nie tepelným, teda neškodným prierazom ako u Z-diód) priechod báza - emitor, takže vznikne (prvý) záporný výkmit napätia na báze až do hodnoty prierazového

napätia tranzistora, cca 9 V, viď priebeh 403 a obr.1-H. Energia nahromadená v I_B pritom rýchlo odstráni zostatok náboja "difúznej kapacity", takže kolektorový prúd rýchlo klesne k nule - doba t_f bude krátka vďaka predĺženiu doby t_g = malé vypínacie straty. Na výkon, ktorý spínač tranzistor po zapnutí a pri vypínaní spotrebuje, pôsobí teda priaznivo:

- veľký bázový prúd - vyšší I_B zníži merný odpor kolektora a teda zostatkové napätie
- dostatočne dlhá doba presahu t_g pri súčasne dostatočne strmej zmene I_B , teda pri vhodne vysokom napätí budiacich impulzov, aby znižovanie vodivosti kolektora neprebiehala príliš pomaly a súčasne aby sa získala potrebná energia pre rýchle odstránenie zostatkového náboja z okolia priechodu kolektor - báza, t.j. aby bola
- čo najkratšia doba t_f

Ako vidíme, nie je optimalizovanie zapojenia HKS jednoduchou záležitosťou.

6. Zapínanie koncového tranzistora T 402

Po skončení spätného behu sa ako obyčajne vytvorí medzi kolektorom T 402 t.j. i katódou diódy D 401 a kostrou záporné napätie, ktoré otvorí reťaz diód D 401 - D 404. Záporné napätie na kolektore otvára i priechod B-K. Po skončení zápornej akkurzie I_B bolo počas spätného behu na báze záporné napätie, odpovedajúce budeniu, t.j. cca -3V - čas 52-64. Štyri diódy v sérii potrebujú tiež asi -3 V, ale majú určité oneskorenie proti rýchlemu nárastu záporného napätia po spätnom behu u tohto vysokovoltového zapojenia, takže v dobe asi do 0,5 μ s (podľa oscilogramov) ešte nevedú. Preto sa opäť prerazí priechod báza - emitor: otvoreným priechodom B-K tečie kladný stúpajúci prúd cez tlmivku I_B (priechod B-E je zavretý), takže sa na strane bázy vytvorí záporné napätie, ktorým sa prerazí priechod B-E - vzniká druhý výkmit napätia do zápornej hodnoty "Zenerovho" napätia báza - emitor (okolo -10 V). Z hľadiska kolektora tu ide o záporný prúd, ktorý klesá ako je zobrazené na oscilogramoch I_K a I_B (čas 1-8). Tento druhý záporný výkmit U_{BE} v našom prípade trvá krátko - akonáhle sa riadne otvoria diódy. klesne záporné U_{CE} tak, že to nestačí na udržanie prierazu a U_{BE} sa vráti na (zápornú) hodnotu podľa budenia. Diódy prevezmú tiež temer celý záporný prúd cez spínač, až na časť inverzného prúdu cez tranzistor v dobe 0-8 μ s od začiatku činného behu (emitor tu má funkciu kolektora, $I_B > I_{Cinv}$).

Tento stav trvá asi 8-10 μ s od konca spätného behu, po čom príde opäť na bázu T 402 kladný impulz z budiča. Medzi čelom tohto impulzu a nabehnutím kladného napätia na báze T 402 nie je tento raz prakticky žiadny časový rozdiel a emitorový prúd tiež temer súčasne začne stúpať od nuly v normálnom pracovnom režime. Bázový prúd bude však ešte preberaný otvoreným kolektorovým priechodom, a len postupne bude sa zvyšovať prúd báza - emitor. Preto zostane ešte (do doby cca 21 μ s) kolektorový prúd záporným - ako prúd od bázy na kolektor, I_{BK} . Spolu s prúdom cez diódy vytvára vychyľovací prúd. (Prechod cez nulu je samozrejme presne daný impedanciou celého obvodu.) Stúpajúci I_{BK} však s ohľadom na kladné napätie na báze postupne zníži záporné napätie na kolektore, takže sa uzavru diódy, pripojené katódou D 401 ku kolektor. Preto asi po 8-10 μ sec. od počiatku činného behu zaznamenáme náhle zvýšenie kolektorového prúdu a zánik prúdu cez diódy - záporný vychyľovací prúd je v tejto fáze celý dodávaný tranzistorom; nejde však už vyslovene o inverzný režim: I_B je kladný, ale I_B tečie prevažne na kolektor, $-I_K = I_E - I_B$.

Výkmity prúdu cez diódy na samom počiatku činného behu sú dané oneskoreným reagovaním diód na prudko stúpajúce záporné napätie, aké vytvoril nezatlmený spätnobehový LC obvod po skončení prvej polperiódy, keď prešiel do zápornej polperiódy napätia na $C_p = C 403$ atď.

Keď sa diódy otvoria, je na nich krátkodobe pomerne vysoké napätie v priepustnom smere, takže majú i vysoký prúd, ktorým sa však LC obvod v zápätí utlmí a zostane napätie len tak vysoké, ako je potrebné pre prúd, o ktorého intenzite rozhoduje indukčnosť vychyľovacích cievok a napätie na kondenzátore $C_g = C 404$.

7. Korekcia V - Z

Stručne si zopakujeme, že na vyrovnanie poduškovitého skreslenia, ktoré vzniká na temer rovnom tienidle obrazovky, t.j. guľovej ploche s veľkým polomerom zaoblenia omnoho väčším proti vzdialenosti stredu vychyľovania od tienidla, musíme zavádzať do horizontálneho vychyľovania "protiskreslenie", t.j. súdkovité skreslenie. To znamená, že amplitúda H musí byť u stredných riadkov najväčšia, u horných a spodných krajných riadkov najmenšia. Tomu musí odpovedať amplitúda pílovitého prúdu pri činnom behu. Nie je tu možné použiť korekčné magnety ako u jednodušieho tienidla ČB obrazovky. (Moderná obrazovka, použitá v TVP tohto typového radu, však už nepotrebuje korekciu S-J.)

Diódový modulátor zabezpečuje túto zmenu I_H tak, že z modulu K je akoby privádzané modulačné napätie U_m , ktoré pôsobí proti napájaciemu napätiu U_a pre horizontálny koncový stupeň. (V skutočnosti výstup modulu K predstavuje vhodné sa meniaci zatažovací odpor.)

Časť schémy televízora, o ktorú sa jedná, sme prekreslili prehľadne na obr.1, pričom sme vhodne zmenili označenie jednotlivých dielov.

Pri tejto modulácii riadkového vychyľovania sa nesmie meniť vysoké napätie, t.j. napriek zmenám rozkmitu prúdu, ktorý prechádza cez horizontálne vychyľovacie cievky (v ďalšom texte len VC) pri činnom behu, musí zostávať amplitúda spätnobehových impulzov pri spätnom behu čo možno bez zmeny.

Okrem toho sa musí pri činnom behu vhodne meniť s amplitúdou vychyľovacieho prúdu i stupeň S-korekcie, teda efektívna veľkosť sériového kondenzátora C_s , ináč by nezostali zachované bezvadne rovné zvislé kontúry po celej šírke tienidla. Toto všetko nám zabezpečuje diódový modulátor s pomerne malými nárokmi na príkon, daný hlavne výstupným tranzistorom modulu K, ktorý pôsobí ako hore uvedený premenný odpor, pripojený paralelne k pevnému odporu R_{21-K} na výstupe modulu. Veľkosť premenného odporu na výstupe modulu K, vývod 1, je daná približne parabolickým napätím, pôsobiacim na bázu výstupného tranzistora T 4/K.

Pretože výstup K 1 s "nádržovým" kondenzátorom C 6-K, 680 nF je pripojený cez tlmivku T1m (L 403, 40 mH) na kondenzátor C_m (C 407, 56 n), a tento opäť cez vinutie modulačného transformátora MTR (TR 403) = $L_T = 7,5$ mH so stredom diódovej kombinácie D 1 - D 2 (D 401...D 404), vzniká na uvedených kondenzátoroch kladné usmernené napätie: podobne ako je na vývode 3 VN trafa, t.j. na katóde D 401 = D 1 pri činnom behu napätie blízke nule ale pri spätnom behu vysoké kladné napätie, je obdobná situácia i na strede diód, bod "E", takže sa toto pulzné napätie, ale vyfiltrované uvedenými L, C členmi, nachádza i na C 6-K.

Pretože však paralelne k C 6-K je pripojený zatažovací odpor a dobíjaniu kondenzátora počas spätných behov stojí v ceste impedancia indukčnosti L_m , dochádza v závislosti na modulovaní tohto odporu i k podstatným zmenám napätia na tomto kondenzátore v rytme vertikálneho kmitočtu.

Keďže proti frekvencii riadkov je vertikálna frekvencia podstatne nižšia, budeme v ďalšom výklade predpokladať, že U_m na výstupe 1 - K je stále. V rytme vertikálneho vychyľovania sa modulačné napätie U_m mení medzi oca. 35 V a 80 V, ako vidíme z priebehu č. 406 na hlavnej schéme televízora. Prúd cez L_m a jeho zmeny tak isto pri výklade môžeme zanedbať.

Pri malom U_m je podľa náhradnej schémy na obr.3 rozdiel $U_a - U_m$, t.j. napätie na vychyľovacích cievkach najväčšie a teda najväčšia amplitúda vychyľovacieho prúdu I_y , čo odpovedá "súdku" pri stredných riadkoch. Naopak vysoké U_m dáva potrebné zmenšenie amplitúdy hore a dolu na tienidle.

Pri činnom behu sú spolu body C, E, Z z obr. 1 a 2 (až na malé napätia na otvorených D1, D2 a T1) spojené. Pri otvorenom tranzistore je činnosťou modulátoru otvorená vždy jedna z diód a síce spodná D 2 v "klasickom" zapojení s odbočkou na VN transformátore (viď Technická informácia č. 36 k FTVP Color In Line 4413 A - dióda je označená D 3), alebo horná D 1 v našom zapojení, takže i v druhej polovici činného behu (v ďalšom texte č.b.) zostáva zachované spojenie bodu E s C a Z. Neskoršie si vysvetlíme ako k tomu dochádza. Reverzná činnosť tranzistora v prvej časti č.b. neruší porozumenie výkladu, preto o nej nebudeme hovoriť.

Náhradné zapojenie podľa obr. 3 platí pre oba spôsoby zapojenia. V našom zapojení síce chýba spojenie bodu E s odbočkou na primáre VN traťa, zato je tam však prenášaný transformátorom MTR (TR 403) priebeh na sériovej kombinácii $L_y - L_{II}/MTR/$, takže sú tam i kladné spätnobehové impulzy s príslušnou amplitúdou pri spätnom behu. Záporné napätie, ktoré je na L_y a v bode B pri činnom behu, zvädza na zem v primáre dióda D 2 alebo D 1 a tranzistor T 1 (spolu s kladným U_m za primárnou cievkou L_I), takže v bode E je až na znížené napätie obdobný priebeh ako v bode "C" pri vývode 3 VN traťa.

Malú tlmivku L 406 (pre tlmenie prekmitov na kolektore T 1) nemusíme brať do úvahy (má len niekoľko μH). Na rozdiel od bodu "C" sa spätnobehové napätie na "E" mení podľa modulácie U_m , čo práve napomáha stabilnému napätiu spätných behov na VN transformátore.

Zjednodušená schéma na obr. 2, platná pre činný beh, avšak uvažujúca ešte s transformáciou cez MTR, sa hodí pre ďalší výklad:

V zhode s konštatovaním, že vtedy sú spojené spolu body C-E-Z, vidíme, že kondenzátor C_m leží paralelne k vinutiu L_I transformátorčeka MTR. Prevod MTR je 5 : 1, $L_I = 7,5 \text{ mH}$, $L_{II} = 0,3 \text{ mH}$, indukčnosť primáru VN traťa je 15 mH, indukčnosť VC je 1,5 mH; indukčnosť tlmivky $L_m = L 403$ je 40 mH, takže v sérii s $C_m 56 \text{ nF}$ je pre frekvenciu riadkov akoby prerušením smerom na veľký kondenzátor C 6-K 680 nF a k nemu pripojený meniaci sa odpor. L_y pri činnom behu s ohľadom na skratovaný primár VN traťa znamená teda približne 1,5 mH. Znalosť týchto hodnôt je vhodná pre ľahšie chápanie výkladu. (Linearizačná tlmivka môže byť zanedbaná, keďže v našom zapojení s pomerne malými stratami má nevelkú hodnotu a nejde tu o konštrukčné výpočty.)

Základná schéma diódového modulátora pre činný beh na obr.3 sa už nelíši od náhradnej schémy v "klasickom" zapojení. Napätie je kreslené tak, že šípka smeruje od plusu k mínusu. Medzi bodmi E - B je proti obr. 2 v zhode s polaritou vinutia MTR napätie obrátené. (Bodka pri L_I je na "zápornom" konci C_m , preto v bode B je proti zemi záporné U_m .)

Keďže pre prúdy je vhodné ich zložitejšie znázornenie s ohľadom na zmenu polaritu v strede činného behu, je pripojený ešte obr. 4, kde index 1 znamená prúd a jeho smer v 1. polovici činného behu, index 2 to isté v druhej polovici č.b.

Je treba upozorniť, že značka pre transformáciu, teda napr. U_m' , u prúdu označovaného I_m' neznamena pretransformovanie prúdu cez L_I - ten sa transformuje do prúdu cez L_{II} , ktorý tu v zhode s predchádzajúcimi výkladmi označujeme ako I_b , pričom i miesto L_{II} píšeme L_b (L_b môže mať v skutočnosti i niečo menšiu hodnotu ako L_{II} , pretože obvody, na ktoré je pripojený v primáre transformátorček MTR nemusia mať presne takú impedanciu z hľadiska fázy ako v sekundáre. Pretože sú však tieto obvody dosť presne zladené na jednotný rezonančný kmitočet, budeme tu rátať stále s hodnotou $L_b 0,3 \text{ mH}$. Podobne môžeme pri činnom behu uvažovať s hodnotou C_m' ako $25 \times 56 \text{ nF} = 1,4 \mu\text{F}$ - tu napokon nie je treba robiť výpočty, stačí vedieť, že je to cca. $1 \mu\text{F}$. Pre jednoduchosť považujeme koeficient väzby u MTR za rovný 1.)

Teraz je vhodné vysvetliť a dokázať tvrdenie, že dióda D 2 (spodná na našej schéme) alebo D 1 je otvorená v druhej polovici č.b.

V druhej polovici č.b. spája tranzistor T 1 bod C so zemou. Zmení sa polarita prúdu I_y , nezmení sa však jeho "smernica" di/dt . (Tu neuvažujeme s S-korekciou, t.j. hovoríme o priemernej smernici.) Prerušenie vodivosti diódy D 2 resp. D 1 by znamenalo vypnutie napätia U_m z obvodu v sekundáre v našom prípade, resp. priamo pôsobiaceho U_m v klasickom obvode. Kapacita C_m v tomto obvode zostáva však pripojená na katódu diódy. Zvýšil by sa prúd I_y , I_m' by bol nulový a I_b by sa rovnalo I_y . Preto by v bode B bolo väčšie záporné napätie proti zemi, čo by sa cez C_m prenieslo na katódu D 2 a táto by sa opäť otvorila. Zotrvačnosť priebehov na indukčnosťach zabezpečí, že ani nedôjde k zatvoreniu D 2, pretože každé zníženie I_m' , ktoré znamená zmenu smernice di_m/dt , upraví napätie na dióde v potrebnom smere. Otvorená D 2 v pôvodnom zapojení súčasne vylúči zopnutie D 1, ktorá má od bodu C ešte proti zemi zostatkové kolektívne napätie T 1.

V našom zapojení je síce dióda oddelená transformátorom MTR, avšak i tu znamená zníženie I_m' zvýšenie I_b a $-U_b$. Na rozdiel od klasického zapojenia my však potrebujeme záporné napätie na L_T v smere od bodu E ku M. Záporné napätie na indukčnosti potrebuje klesajúci kladný prúd. Prúd cez D2 pritom už dobehol k nule - nemôže ďalej klesať.

Záporné napätie na indukčnosti tvorí však i stúpajúci záporný prúd. V smere od bodu M ku F to bude kladný, stúpajúci prúd, ktorý potečie cez vrohnú diódu D1 a uzavrie sa do zeme cez tranzistor.

Bude teda zabezpečené spojenie bodu E so zemou i s bodom C. Takto by to platilo bez S-korekcie - tá nám polaritu prúdov obracia, takže sa zmení i poradie diód.

Prúd I_{L1} , ktorý môžeme označiť tiež I_b'' , potečie teda cez tranzistor v rovnakom smere ako I_y : $I_{T1} = I_y + I_b''$. Za emitom sa prúd tranzistora opäť rozdelí na kladný stúpajúci prúd I_b'' od zeme cez C_m , bod M a cez L_T do bodu E a na kladný stúpajúci prúd I_y , rozdelený však do I_b cez L_b a I_m' cez kapacitu C_m' , až do bodu B, odkiaľ ide vychyľovací prúd I_y cez vychyľovacie cievky L_y .

Spätňý beh

Pri spätňom behu, kedy sú T1 a diódy vypnuté, vstupuje do obvodu v pôvodnom zapojení vedľa C_{p1} tiež C_{p2} vedúci od odbočky traťa na spoločný bod diód a $C_m' = C_{s2}$, ktorý môže teraz proti C_{p2} platiť ako "krátkospoj".

Podľa stavu ako skončil činný beh budeme mať teraz klesajúci kladný prúd cez C_{p1} a určitý prúd cez transformátor, ktorý bude zlomkom prúdu I_y cez VC. Prúd I_m sa uzatvára pri č.b. v pôvodnom zapojení takto: D2, C_m , bod B, cez L_y spolu s I_b , od bodu C cez tranzistor do zeme t.j. na anódu D2. Pri spätňom behu potečie I_m cez C_{p2} od odbočky VN traťa, na C_m , ďalej cez L_b do bodu Z3 a odtiaľ časť I_{m2} cez dolnú sekciu VN traťa na odbočku, a časť I_{m1} cez C_{p1} a hornú sekciu VN traťa opäť k odbočke, viď. obr. 5a. Transformátor nekladie prúdom I_{m1} a I_{m2} žiadny odpor, pretože v ňom pôsobia proti sebe a sú v obrátenom pomere počtu závitov zem-odbočka-bod C. Cez transformátor tečie i prúd I_{tr} , ktorý treba uvažovať /v zapojení Color In Line je jeho primárna indukčnosť $5xL_{VC}$ / len pre absolútnu hodnotu spätňobehového napätia a výpočet C_{1p} , C_{2p} . Pri rovnakom U_{Clp} sa nebude I_{tr} s moduláciou U_m meniť, pretože je daný napájacím napätím : $dt/dt = U_a : I_{tr}$. V našom prípade je $I_{tr} \approx 0,47$ A. Na uvedenom obrázku teda sa považujú za okruh I_m body F, E, B, cievka L_b , Z3, a potom paralelne Z2 - F /odbočka / a Z1 - C - F.

Ako vidíme na obr. 5a tečie cez C_{p1} prúd $I_y - I_{m1}$. Pri $U_m = 0$ je $I_y = I_m$, potečie tam teda $I_m - I_{m1}$ - časť prúdu totiž "uhnula" na VN trať a tečie k odbočke.

Moduláciou sa I_y zníži, zníži sa aj I_m a teda i tá časť tohto prúdu I_{m1} , ktorá tečie cez C_{p1} proti prúdu I_y .

Pri vhodnej voľbe prevodu a indukčností, pričom pomer závitov ku odbočke má byť ako pomer indukčností L_y a L_b a pokiaľ sa splní podmienka rovnakej rezonancie, aby predpoklad rovnosti spätňobehového napätia nerušilo natáčanie fáz, nebude sa teda meniť U_{Cp1} .

Ak prevedieme na pôvodné zapojenie náš príklad, bude odbočka v 1/6 celého vinutia, pretože $L_y + L_b = 1,8$ a k tomu sa má L_b ako 1/6. I_{m1} potom bude 1/6 I_m .

Na príklade si dokážeme správnosť predošlých tvrdení / pritom stále predpokladáme, že C_{s1} a C_{s2} sú tak veľké, že S-korekcia je vypnutá/:

Pri nulovej modulácii bude $U_y = U_a = 135$ V, I_y bude $/L_y \times 52 \mu s = 4,68$ A_{gš}. Násobit časom činného behu nie je pre porovnávanie potrebné, ak sú hodnoty správne volené, nemení sa doba spätňého ani činného behu. Bude teda vtedy smernica prúdu $I_y = di/dt = 90$ A/ms. V tomto prípade je $I_y = I_m$ a cez C_{p1} potečie teda /odhliadnúc od prúdu daného indukčnosťou L_{tr} / pri odbočke na 1/6 vinutia $I_m - I_m/6$ t.j. $5/6 I_m = 5/6 I_y$, to je 75 A/ms.

Pri modulácii s $U_m = 16$ V (odpovedá nášmu $U_m = 80 : 5$) bude $I_y = 79,3$ A/ms, $I_m = 26$ a $I_{C_{p1}} = 79,3 - 4,3$ A/ms = 75 A/ms. Úplne najvyššie teoreticky možné U_m dá rovnosť I_y a I_b , v našom prípade je to cca. 2,25 V, avšak prakticky sa nepoužíva. Tu musíme nechať cca 0,7 V na diódu, preto I_b bude 72,7 A/ms a $I_y = 112,5 : 1,5 = 75$ A/ms, $I_m = 2,3$ A/ms. Cez C_{p1} potečie $75 - 0,38 = 74,62$ A/ms - i tu je len malá chyba.

V našom zapojení musí udržiavať v 2. polovici č.b. prúd $I_{II} = I_b''$ vrchná dióda D 1 a ten tečie ďalej cez tranzistor. Pri spätnom behu potečie I_{LI} cez C_{p2} , viď obr.2. Vidíme, že $I_b'' = I_b : 5$ tečie cez C_{p2} do bodu C a odtiaľ v rovnakom zmysle ako I_y cez kondenzátor C_{p1} do zeme. Od zeme cez kondenzátor C_m 56 n na cievku L_I . Zhruba je možno C_m v tomto prípade opäť zanedbať. Pri nulovej modulácii bude teda $I_{y\max}$ tečieť celý cez C_{p1} , pri max. modulácii tam potečie $I_{y\min}$ plus $I_{b\max} : 5$, teda napr. podľa hore uvedeného výpočtu pri $U_m = 22,5$ V, avšak $U_{Lb} = 21,8$ V: $I_b = 72,7$ A/ms, $I_b'' = 14,5$ A/ms, súčet $75 + 14,5 = 89,5$ A/ms proti 90 A/ms. To opäť prakticky súhlasí.

Podľa rezonančného kmitočtu, ktorý pre trvanie kosínusovej polvlny spätného behu 11,64 μ s je 270.10^3 rad a s odhadnutou efektívnou indukčnosťou pri spätnom behu 1,8 //15 mH \approx 1,6 mH vyjde $C_{p1} = 8,6$ nF. To súhlasí, keďže podľa schémy je C 403 + C 415 = cca. 7,2 nF a zostatok sa bežne udáva v literatúre ako súčet rozptylových kapacít. To platí pre prípad nulového U_{mod} , kedy je "odpojená odbočka VN trafa", pretože netečie žiadny I_b ani I_b'' . Podľa literatúry musí byť rovnaký rezonančný kmitočet platný i pre "skratovaný" transformátor pre $U_{m\max}$, keď máme paralelne k prenesenej kapacite C_{p2} t.j. zjednodušene $25 \times 2,2 = 55$ nF indukčností L_y a L_b pripojené paralelne. Výsledná indukčnosť bude 0,25 mH, čo s 55 nF dá tiež 270 krad. Podmienke rezonancií teda náš obvod vyhovuje. (Z tejto podmienky, pri určení L_b a L_y a ďalej C_{p1} podľa potrebnej frekvencie pri spätnom behu, je možné určiť C_{p2} v klasickej schéme a k tomu pre zachovanie mostíkovej podmienky pomer závitov na trafe, z ktorého opäť vyjde I_{m1} a I_{m2} , ako sme nasadili vpredu).

Podmienka stáleho napätia na C_{p1} sa tiež vyjadruje takto: ako pomer medzi spätnobehovým napätím U_{sb} a napájacím napätím U_a nazveme F, a tento pomer bude pri stále rovnakej rezon. frekvencii stály, potom na L_y bude $U_{sby} = F \cdot (U_a - U_m)$ a na L_b bude $U_{sbb} = F \cdot U_m$; a

$$U_{sb} = U_{sby} + U_{sbb} = F \cdot U_a - F \cdot U_m + F \cdot U_m = F \cdot U_a$$

Ako vidíme, spätnobehové napätie, ktoré sa objaví na primáre VN trafa, bude nezávislé od modulačného napätia U_m .

Na základe podmienok rezonancie a vyrovnaného mostíka pri spätnom behu je teda možné vypočítať podobné hodnoty, ako pri podmienke rovnakého rozdielu $I_y - I_{m1}$ v celom rozsahu modulácie. Preverenie platnosti tejto podmienky, ktoré sme vpredu vykonali, je však názornejšie.

Podmienka mostíka je v našom prípade zachovaná tým, že sme museli nájsť taký pomer $L_I : L_b$ ($= L_I : L_{II}$), ktorý vyhovie podmienke $I_y + I_b'' = \text{konšt.}$, teda $I_{y\max} = I_{y\min} + I_{b\max}$.

Je treba pripomenúť, že tu uvažované U_{sb} je o napájacie napätie U_a menšie proti oscilogramu č.404 na schéme, kde sa jedná o celý priebeh špička-špička, teda aj o amplitúdu pri č.b. = = cca. 135 V.

Podrobnejšie je plnenie podmienky rezonancie pre naše zapojenie s modul.transformátorom prebraté ešte v závere tejto časti.

Zvlnenie napätia U_m pre S-korekciu

V klasickej zapojení je zabezpečený hladký priebeh korekcie V-Z i so zohľadnením tej skutočnosti, že vplyvom S-korekcie dochádza pri veľkých hodnotách I_m a teda veľkom zvlnení tohto prúdu na C_m k obráteniu polarít prúdu I_b pomerne krátko po začiatku činného behu. Cez D 2 tečie totiž v 1. polovici č.b. $I_y - I_m = I_b$. I_b sám o sebe síce nemá v ceste kondenzátor (uzatvára sa cez D 1 spolu s I_m , kde teda tečie plný I_y), avšak prúd I_m vyvolá na C_{p2} také

kvazi-parabolické napätie, že výsledné okamžité napätie u_{B-Z} na L_b prejde vrcholom paraboly do opačnej (kladnej) polaroty. (Sám prúd I_y má vplyvom C_{s1} "esovitý" priebeh s najprudším klesaním pri strede činného behu, čo ešte zvýši amplitúdu napätvej paraboly na C_{s2} , pretože I_m je pri malom U_m temer rovné I_y .)

Normálne je u_{B-Z}/u_{Lb} záporné, preto I_b má klesajúci priebeh - ten sa pri kladnom u_{B-Z} zmení na stúpajúci. Keďže voči tomuto zvlnenému priebehu prúdu má základný pílovitý priebeh pomerne malú amplitúdu, spôsobí toto zvlnenie zmenu polaroty prúdu už asi po $5/\mu s$ od počiatku č.b. - viď obr. 6.

Cez D 2 však nemôže tlieť prúd opačnej polaroty, tá by sa zatvorila. Preto v dobe, keď má tlieť I_b v závernom smere diódy, musí byť už otvorený tranzistor, aby taký prúd mohol tlieť cez D 1 a tranzistor. To je v zásade možné u samostatne budených koncových tranzistorov H-rozkladu. Ak je však tento tranzistor budený z napájacieho zdroja - čo sa v mnohých zapojeniach používa - dochádzalo by pri nižšom sieťovom napätí a väčšom jase (t.j. pri vyššej spotrebe prúdu zo zdroja) k príliš neskorému otvoreniu horiz. koncového tranzistora pre hore uvedené stav prúdu I_b . Preto sa v obvode podľa fy. Philips, použitom v TVP Color In Line, zavádza doplnkové vinutie VN traťa s opačnou polaritou (zápornou)spätných behov do série s L_b , ktoré svojím pílovitým prúdom vyrovná uvedené zvlnenie, takže I_b zostane v prvej i v druhej polovici č.b. v pôvodnej polarite (kladný klesajúci a potom záporný stúpajúci, pri pozorovaní od bodu B ku zemi).

V našom prípade sú pomery trochu iné:

- prúd I_{II} cez vinutie 7,5 mH modul. traťa je 5x nižší, ako I_b ; preto zmena jeho polaroty nemôže zmeniť polaritu celkového vychyľ. prúdu cez diódy
- otvorením tranzistora s prevádzkou v inverznom smere sa ešte počas 1. polovice činného behu diódy vypnú, pretože malé napätie emitor-kolektor bude pod súčtom ich otváracieho napätia; v obvode s L_I môže však byť otvorená ktorákoľvek dvojica diód, podľa polaroty prúdu I_{II} , ktorý bude teraz jediný, alebo rozhodujúci prúd cez diódy. Cez tranzistor a diódový pár bude bod "E" spojený so zemou.
- zvlnenie spôsobené korekciou "S" bude i tu, počas otvoreného stavu tranzistora, meniť polaritu prúdu proti obvodu bez korekčných C_{s1} a C_{s2} ; preto prúd bude cez diódy mať priebeh ako na obr. 4-H a 5-H v časti "Riadkové vychyľovacie obvody", t.j. v 2. polovici kladný stúpajúci cez D 403 - 404, sínusového charakteru. Na C_m 56 nF bude záporný vrchol napätvej "paraboly" prekračovať nulovú os a prejde do zápornej polaroty, (viď. obr. 6) pri najmenšom U_m , t.j. veľkom I_m .

Druhá polovica č.b. nie je problematická ani u pôvodného zapojenia - ak zvlnenie I_m zmení polaritu prúdu proti základnej "píle", prevezme prúd I_m dióda D1.

Správny stupeň korekcie "S" pri rôznych amplitúdach prúdu I_y

Pri väčšej amplitúde I_y potrebujeme zosilniť vplyv korekčných kondenzátorov C_{s1} a C_{s2} , ak má byť dokonalá i tzv. vnútorná korekcia V-Z, t.j. aby zvislé kontúry neboli prehnuté. To zabezpečuje voľba pomeru týchto kapacít a skutočnosť, že cez $C_{s2}=C_m$ tečie najväčší prúd I_m pri najväčšej amplitúde I_y u riadkov v strede obrazu. Tým je vtedy výsledná efektívna korekčná kapacita C_s najmenšia. Naopak pri nízkom I_y pri hornom a spodnom okraji obrazu

je I_m a teda aj vplyv C_{s2} najmenší, výsledné C_s najväčšie, S-korekcia najmenej účinná.

Podmienky rezonancie pri sp. behu u zapojenia s modul. trafom

V pôvodnom zapojení môžeme považovať primár VN trafa L_{tr} za skratovaný pre $I_{y_{max}}$, kedy je $I_m = I_y$ a $I_b = 0$. Podľa pomeru závitov rozdelený prúd I_m na časti I_{m1} a I_{m2} spôsobí, že medzi obidvoma koncami L_{tr} nie je žiadne napätie - ak neberieme do úvahy z jedného konca na druhý tečúci prúd I_{tr} . Keďže je bežne prúd I_y mnohokrát väčší ako prúd I_{tr} , a pri $I_{y_{max}}$ je i prúd I_m mnohokrát väčší, je možné malé napätie na L_{tr} a teda i túto indukčnosť zanedbať.

Toto sa nedá celkom aplikovať pre zapojenie bez odbočky na trafe, s modulačným trafom, kde skrat obvodu $C_{p2} - L_I$ by mohol nastať iba pri sériovej rezonancii týchto členov. To je vylúčené, pretože každé zníženie výslednej reaktancie (induktívneho charakteru) by znamenalo zvýšenie rezonančného kmitočtu celého obvodu a teda opäť by vznikol pre celkovú rezonanciu potrebný rozdiel medzi reaktanciou C_{p2} a L_I .

Podobne sa nedá dobre aplikovať ani opačný prípad v pôvodnom zapojení, že I_b sa rovná I_y a odbočka na primáre VN trafa je vypojená, pretože pri nulovom I_m cez ňu netečie žiadny prúd.

V prípade L_I naopak, pri minimálnom $I_y = I_b$, máme veľké modulačné napätie U_m , ktoré pri činnom behu spôsobí prietok veľkého prúdu cez L_I , teda tu sa práve uplatňuje vetva $C_{p2} - L_I$ najviac i pri spätnom behu. V prípade veľmi nízkeho U_m tu pravda môže tiecť prúd pomerne malý, avšak nie nulový, aby sa preniesla kapacita C_m ako C'_m , cez ktorú potečie veľký prúd I_m . C'_m - na rozdiel od pôvodného zapojenia, kde je diskretná kapacita - tu vypnutím D 1 a T 1 "zmizne", ale nahradí ho prenesenú C'_{p2} . K niečomu podobnému však pri "vypnenej odbočke" v pôvodnom zapojení (pri diskretných C_{p2} a C_m v obvode vychyľovacích cieľov) nedochádza.

Napriek tomu hrubý výpočet nášho C_{p2} podľa rezonancie pri paralelne zapojenom L_y a L_b na základe rezon. kmitočtu resp. hodnoty C_{p1} podľa sériového zapojenia $L_y - L_b$ paralelne s L_{tr} dosť dobre vyhovuje. Skutočný rezon. kmitočet sa proti tomuto výpočtu totiž posunie, aby sa rezonancia dosiahla i s účinkujúcou vetvou $C_{p2} - L_I$. Vpredu sme "nasadili" kmitočet $270 \cdot 10^3$ rad a pri zadaných hodnotách indukčností sme vypočítali C_{p1} včítane rozptyl. kapacít ako 8,6 nF pri $L_y = 1,5$ mH. S určitým započítaním L_{lin} môže byť 8,5 nF a 1,55 mH, pri upresnenom kmitočte 267,3 krad.- Takáto presnosť bude v praxi prekonaná toleranciami súčiastok a ťažko zachytiteľným ďalším rozptylom, včítane rozptylom indukčností modulačného trafa, hrubé výsledky teda vyhovujú.

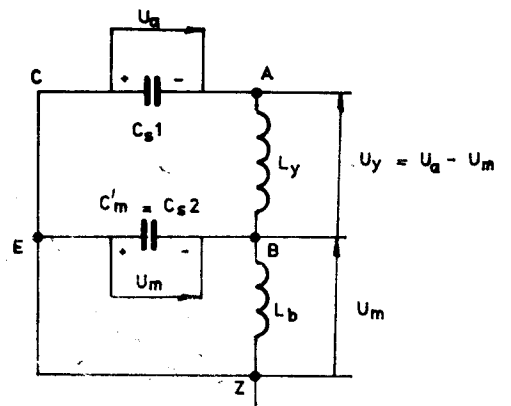
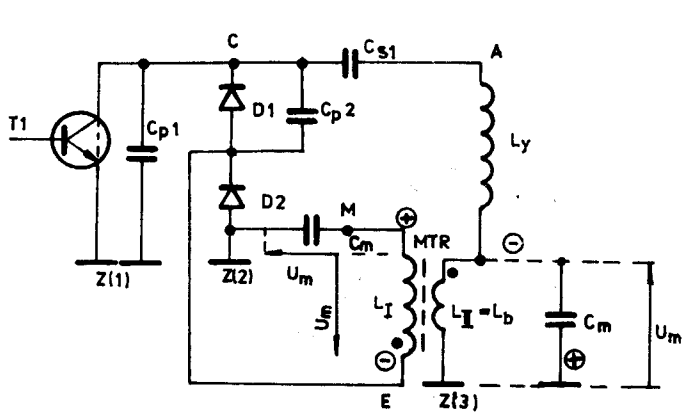
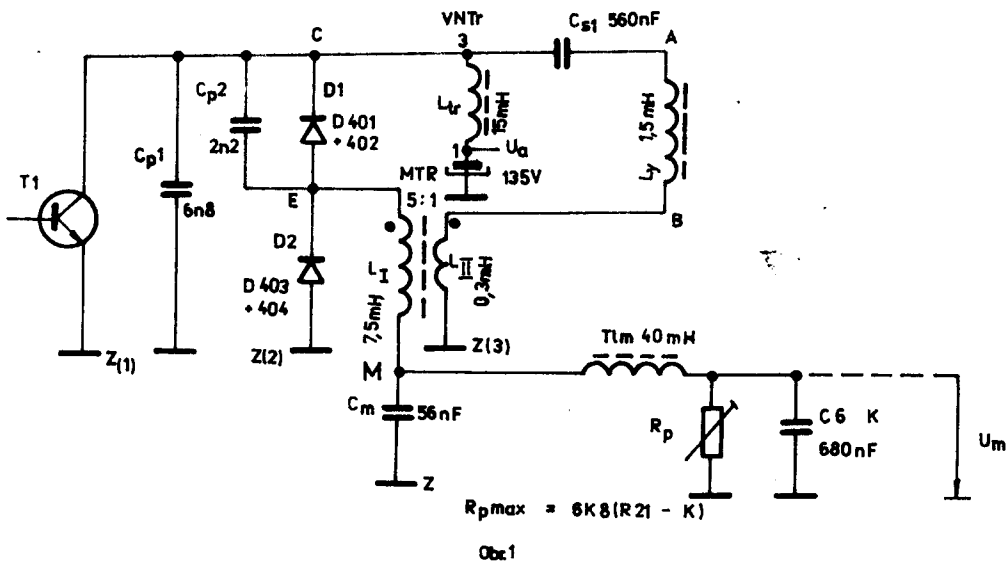
Pri trvaní spätného behu 11 až 12 μ s môže byť kruhový kmitočet 286 až 262 kiloradiánov. Výpočtom je možné sa presvedčiť, že pri kmitočte 286 k-rad = 45,5 kHz s nasadenými hodnotami 8,5 nF za efektívny C_{p1} , 2,2 nF v sérii s 56 nF za C_{p2} , 1,55 mH za L_y , 0,3 mH za L_b a pri $L_{tr} = 15$ mH dosiahneme rezonanciu, akú potrebujeme, teda aj L_I s kapacitou C_{p2} v sérii s výslednou impedanciou obvodu $C_{p1} - L_y$ atď. bude v rezonancii. Bude pri tom vychádzať prenesené $C'_{p2} \dots 40$ nF, a výsledná kapacita C_{p2} v sérii s výslednou kapacitnou-vodivosťou obvodu $C_{p1} - L_y$ atď. vyjde tiež $40/25 = 1,6$ nF.

Pri takejto rezonancii by však prúd indukovaný z L_b do L_I bol oneskorený - ako vždy pri rezonancii induktívne viazaných obvodov - o 90° .

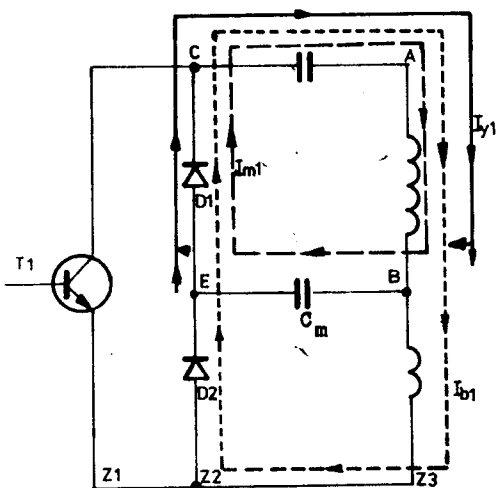
Kmitočet sp. behu sa automaticky posunie o niečo málo nižšie, čím dostane obvod vinutia L_I (včítane s touto indukčnosťou) kapacitný charakter: fáza preneseného I_b sa vyrovná s fázou I_y , takže cez C_{p1} potečie najvyšší možný prúd $I_y + I_b/5$, ako je tomu pri rezonancii.

Pretože modulačný transformátor má malé ohmické straty, stačí natoľko malý posun f_{res} , takže výpočet s rezonanciou L_I v sérii s celkovou kapacitnou záťažou je už celkom presný.

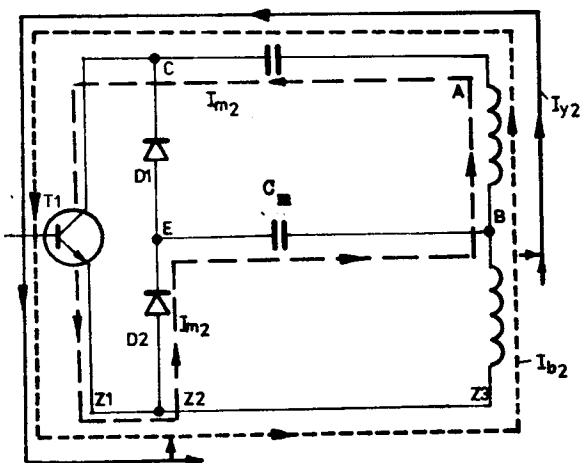
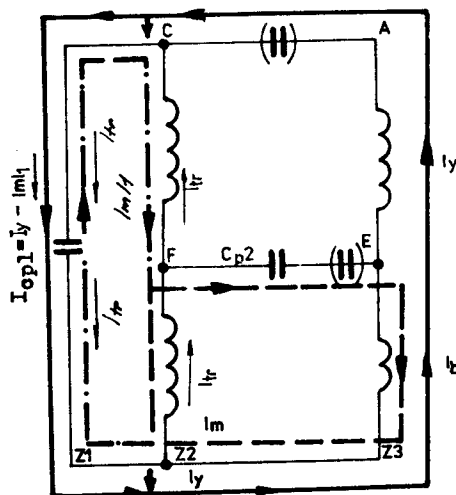
Tento upresnený výpočet dokazuje, že hrubý výpočet C_{p2} podľa zjednodušenia ako by sa jednalo o pôvodné zapojenie, s primárom VN traťa v skrate, hoci neplatí úplne pre zapojenie s modul. transformátorkom, je použiteľný. Pri skutočnom zapojení sa chyba z tohto výpočtu rovnako ako tolerančné odchýlky súčiastok vykompenzuje automatickým prispôbením priebehu spätného behu skutočnej rezonancii.



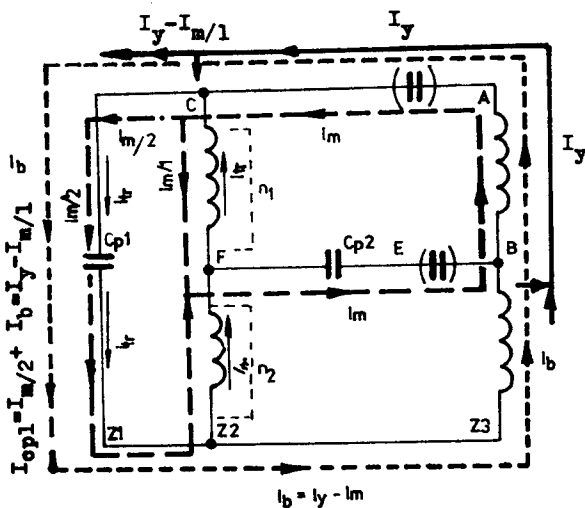
Obr. 4a Prúdy pri 1. polovici ťinného behu (Pôvodné zapojenie)



Obr. 5a Prúdy pri spätnom behu Prúd I_b ako rozdielový $I_b = I_y - I_m$

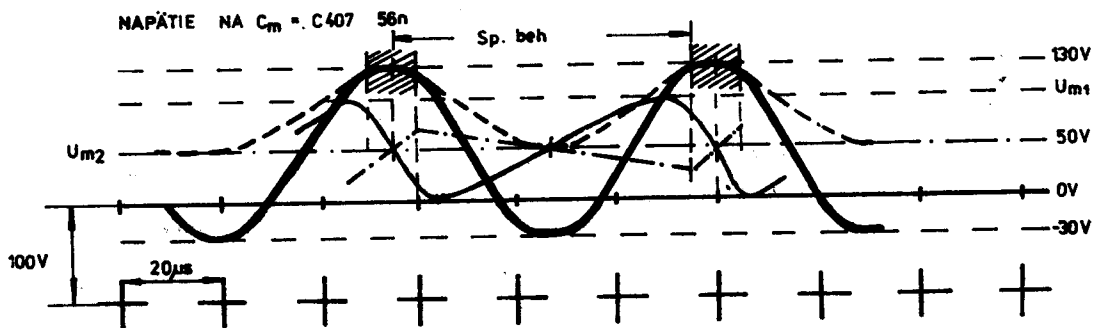


Obr. 4b Prúdy pri 2. polovici ťinného behu (Pôvodné zapojenie)



Obr. 5b Prúdy pri spätnom behu Prúd I_y ako súčtový $I_y = I_m + I_b$

Obr. 6



- U_{Cm} pri $U_{m1} = \text{cca. } 95 \text{ V}$
- U_{Cm} pri $U_{m2} = \text{cca. } 50 \text{ V}$
- I_{LI} pri U_{m2} , s S-korekciou
- I_{LI} pri U_{m2} , avšak bez S-korekcie

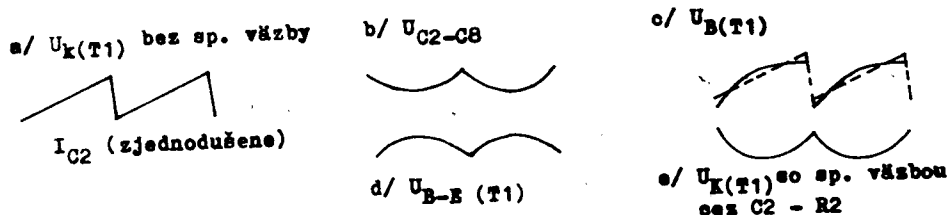
Amplitúda prúdu pri $U_{m2} 50 \text{ V}$ (veľké svlnenie) je cca. 2 A_{eff} . Bez S-korekcie by prúd mal opačne polarizovaný pílovitý priebeh cca. $0,35 \text{ A}_{\text{eff}}$

8. MODUL "K" - ZDROJ MODULAČNÉHO NAPÄTIA PRE DIÓDOVÝ MODULÁTOR

Pre korekciu obrazového skreslenia v smere V-Z je použitý diódový modulátor. Nastavovacie prvky tohto modulu umožňujú korekciu poduškovitého a lichobežníkového skreslenia a v určitých medziach i reguláciu šírky obrazu. Na module "K" sú umiestnené súčasti pre vytváranie modulačného napätia U_m . Ďalšie obvody diódového modulátora ako modulačný transformátor TR 403, oddeľovacia tlmivka L 403 a diódy vlastného diódového modulátora D 401 - 404 sú umiestnené na základnej doske rozkladových obvodov. Ich funkcia je popísaná v predchádzajúcom texte. Obvody modulu "K" sú napájané z rovnakého zdroja ako pre vertikál - zdroj 34V "P", avšak pre vertikálny modul je toto napätie ďalej filtrované a na module "K" je filtrované členom R 22 - C 4.

Na spätnoväzbovom odpore vertikálneho koncového stupňa V-R11 1ohm sa vychylovacím prúdom vytvára stúpajúce pílovité napätie o amplitúde asi $1,4 V_{cc}$. Toto sa privádza na modul "K": jednak na trimer potenciometer P 3, a jednak cez odpor R 2 15K na bázu tranzistora T 1, KC 148, ktorý je vstupom tvarovacieho obvodu. Tento obvod má za úlohu tvarovať privádzané napätie pílovitého priebehu na priebeh parabolický, ktorý sa používa na korekciu poduškovitého skreslenia v smere V-Z. Tranzistor T 1 pracuje so silnou frekvenčne závislou spätnou väzbou, realizovanou dvojitém T-článkom R 3, C 1, R 4 + R 6 2, R 7 - C 9, C 8. V kolektorovom obvode je zapojený ešte kondenzátor C 7 39p ako ochrana proti kmitaniu v tomto stupni.

Bez frekvenčnej závislosti u spätnej väzby by na kolektore tranzistora T 1 bolo pílovité napätie rovnakého priebehu (ale opačnej fázy) ako na báze, t.j. stúpajúca píla (bez spätnej väzby by pílovité napätie na báze muselo byť podstatne menšie, aby tranzistor neobmedzoval). Budiace napätie na báze vyvoláva kolektorový prúd, ktorý pozorovaný od kolektora smerom ku zdroju a zemi má stúpajúci pílovitý priebeh. Ako je známe, pílovitý prúd prechádzajúci cez kondenzátor vytvára na ňom parabolické napätie, pretože napätie na kondenzátore odpovedá integrálu priebehu prúdu. Pri stúpajúcej píle má parabola vrchol záporný. Kolektorový prúd prechádza teda okrem cez kolektorový odpor R 5 10k tiež najmä cez člen C 2 - C 8 - R 2 (delí sa do týchto dvoch vetiev). Na odpore R 2 15k, ktorý je pripojený na bázu T 1, vzniká tak pílovité napätie opačnej polarite ako na báze, s parabolickou zložkou, ktorá odpovedá strate napätia na kondenzátoroch C 2 - C 8. Napätie na tejto kapacite (C 2 - C 8 v sérii) - záporná parabola - sa teda odratáva od pílovitého napätia a preto pridáva k napätiu na R 2 ešte parabolickú zložku v kladnej polarite. Táto rozhoduje o priebehu emitorového prúdu so zápornou spätnou väzbou (C 2 - C 8) a keďže napätie na kolektore je v protifáze voči napätiu B-E, je na kolektore parabolické napätie s vrcholom paraboly v zápornej polarite - viď obr. 1 a priebeh 1-K na schéme modulu.



OBR. K 1

Cez integračný člen R 4 - C 1 a delič R 3/R 2 je privádzané na bázu spätnoväzbové napätie odpovedajúce integrovanému parabolickému priebehu. Integrálom paraboly (krivky 2-stupňa) je krivka 3-stupňa, t.j. tzv. S-krivka. Tým sa dostáva do napätia B-E ešte esovitá zložka a parabola sa vhodne skresluje. Vrchol paraboly sa tak sploštuje, skreslenie bokov (symetria) paraboly sa upravuje korekciou lichobežníkového skreslenia V-Z, (priebeh sa ešte upravuje členom R 7 - C 9) takže na výstupe modulu "K" je napätie U_m o vertikálnom kmitočte a s vhodným tvarom i amplitúdou po správnom nastavení P 1 a P 3.

Výstupné napätie z kolektora T 1 - K je privádzané na bázu T 2 cez regulátor veľkosti korekcie V-Z, trimer potenciometer P 1. Tento je zapojený druhým koncom na napäťový delič R 8 - R 9, aby napriek priamej väzbe cez odpor R 12 (bez kondenzátora) regulácia stupňa korekcie nevyplývala na jednosmerný pracovný bod tranzistora T 2 a tak na celkovú amplitúdu riadkového vychylovania (šírka obrazu). Táto sa reguluje js napätím z deliča R 10/P 2 cez odpor R 11. Na ochranu priechodu báza - emitor tranzistora T 2 a pre lepšiu tepelnú stabilitu modulačného napätia je pripojená medzi emitor a bázu tranzistora T 2 dióda D 1.

Pílovité napätie pre korekciu lichobežníka je privádzané na bázu T 2 zo vstupu č. 7 cez R 13 a na emitor tohto tranzistora pri zníženej amplitúde danej polohou bežca P 3. Podľa rozdielu týchto napätí má kolektorový prúd T 2 menšiu alebo väčšiu pílovitú zložku, čo mení, ako sme už povedali, súmernosť paraboly.

Bázový prúd koncového tranzistora T 4 - KU 612 je dodávaný tranzistorom T 3 KF 508, ktorého bázový obvod je priamo spojený s kolektorom T 2. Napájacie napätie tranzistora T 4 vzniká usmerňovacou činnosťou diód D 401 až D 404 v horizontálnom koncovom stupni pri činnom behu a tranzistor T 4 sa chová ako premenlivá záťaž tohto usmerňovacieho obvodu, pripojená cez tlmivku L 403 (zamedzuje zatažovaniu na riadkovom kmitočte) paralelne ku kondenzátoru C 407 56n. Odpor koncového stupňa T 4 pripojený k C 407 teda určuje veľkosť modulačného napätia na diódovom modulátore a mení tak amplitúdu prúdu v riadkových vychylovacích cievkach v rytme vertikálneho kmitočtu.

Kondenzátor C 6-K 680n filtruje napätové špičky prenikajúce z riadkového rozkladu cez tlmivku L 403 - z hľadiska modulačného napätia ho môžeme považovať ako za pripojený paralelne ku kondenzátoru C 407. Paralelne k T 4 pripojený odpor R 21 6K8 určuje max. napätie U_{mod} t.j. minimálnu záťaž "usmerňovača" D 401 ... 404/C 407. R 17, R 16 a C 5 slúžia pre zápornú spätnú väzbu, ktorá linearizuje modulačnú charakteristiku modulátora.

VIII. MODUL "V" - VERTIKÁLNE VYCHYĽOVACIE OBVODY (V)

Vertikálny rozklad využíva prednosti moderného integrovaného obvodu TDA 1670, ktorý umožňuje priame budenie aj veľkoformátových farebných obrazoviek pri dobrej energetickej účinnosti /spotreba asi 6 W/, dobrých prevádzkových vlastnostiach a významne znížených požiadavkách na priestor a počet diskretných súčiastok voči doterajšiemu tranzistorovému osadeniu. To umožnilo umiestniť väčšinu súčiastok obvodu na vymeniteľný modul s 9 pólovým konektorom. Modul vertikálneho rozkladu je na signálovom bloku v blízkosti synchronizačných obvodov, čím sa dosiahli dobré synchronizačné vlastnosti /z hľadiska stability prekladania a strhávania kmitočtu rušivými napätiami/ a výhodné prepojenie s ostatnými obvodmi.

1. Integrovaný obvod TDA 1670

Blokové zapojenie integrovaného obvodu TDA 1670 je na obr. VI. Obvod sa napája na vývode 14, spoločnou zemnou elektródou je vývod 8. Kvôli stabilite základných funkcií obsahuje obvod interný stabilizátor napätia, ako aj referenčný zdroj pre neinvertujúci vstup výkonového výstupného zosilňovača. Jednosmerná úroveň na výstupe tým aj pracovný bod výkonového zosilňovača sú určené deličom z odporov medzi vývodmi 1 a 12 IO z ktorého sa privádza napätie na invertujúci vstup zosilňovača. Z výstupu zosilňovača na vývode 1 IO sa cez väzbový kondenzátor C_c (C111 1mF) napájajú vychylovacie cievky klesajúcim pílovým prúdom. Táto polarita rozkladového prúdu zjednodušuje riešenie obvodov generátora spätného behu, z ktorého sa napája výstupný stupeň počas spätného behu rozkladového prúdu približne dvojnásobným napätím voči napätiu počas činného behu, čím sa podstatne zredukuje výkonové straty.

Kondenzátor C_6 100 μ F zapojený medzi vývodmi 2 a 15 sa počas činného behu nabije cez oddeľovaciu diódu približne na napájacie napätie. Vývod 15 je v tejto etape približne na nulovom potenciáli. Keď začne spätný beh, pripojí generátor spätného behu záporný pól kondenzátora, zapojený na vývode 15, na napájacie napätie. Tým stúpne napätie na vývode 2, z ktorého sa napája výstupný stupeň na približne dvojnásobok napájacieho napätia. Takto zvýšené napájacie napätie počas spätného behu je potrebné pre uskutočnenie rýchleho spätného behu rozkladového prúdu, počas ktorého sa už nezanedbateľne uplatňuje aj úbytok napätia na indukčnosti vychylovacích cievok.

Aby amplitúda výstupného prúdu, a teda aj vertikálny rozmer obrazu, nezávisela na zmenách odporu vychylovacích cievok a iných rušivých vplyvoch, je výstupný prúd udržiavaný na stálnej hodnote silnou prúdovou zápornou spätnou väzbou. Napätie spätnej väzby, úmerné vychylovaciemu prúdu, sa zo spätnoväzbového odporu $R_{sp.v}$ (R11 1R) privádza cez vývod 12 na invertujúci vstup výkonového zosilňovača, kam prichádza aj opačne orientované budiace napätie z generátora píly.

Pri nedostatočnom chladení, alebo nadmernom odbere, by mohlo dôjsť k zničeniu integrovaného obvodu v dôsledku vysokej teploty. Toto nebezpečenie odstraňuje interná teplotná ochrana, ktorá pri stúpnutí teploty nad 145°C zablokuje výstupný zosilňovač, čím výkonová strata klesne na nepatrnú hodnotu a obvod sa neporuší.

Kladné pílové napätie pre budenie výstupného zosilňovača na invertujúcom vstupe vzniká v generátore píly nabíjaním kondenzátorov C_4 , C_5 100nF, pripojených na vývod 9 konštantným prúdom. Vertikálny rozmer obrazu sa ovláda riadením zdroja nabíjacieho prúdu premenným odporom $P_2 + R_5$ pripojeným k vývodu 7. Výstup generátora píly, za oddeľovacím emitrovaným sledovačom, je vyvedený na vývod 10. Odtiaľ sa zavádza cez premenný odpor $P_3 + R_7$

do spoločného bodu kondenzátorov pripojených k vývodu 9 lineárizačná spätná väzba, umožňujúca vyrovnať rýchlosť rozkladu v hornej a dolnej polovici obrázu na rovnakú hodnotu.

Periodické vybíjanie kondenzátorov pre tvarovanie píly zabezpečuje vybíjací obvod riadený synchronizovaným oscilátorom. Voľnobežný kmitočet oscilátora určuje časová konštanta $R_f C_f$ kondenzátor-a medzi vývodmi 3 a 4 IO (C_2 150nF) a odporu ($R_3 + P_1$) medzi vývodmi 4 a 6. Pre odstránenie vplyvov rozptylu je odpor R_f premenný. Kladnými impulzami privádzanými na vývod 5 sa oscilátor pri prijímaní signálu synchronizuje priebehom odvodeným z vysielaných vertikálnych synchronizačných impulzov v integrovanom obvode A 255 D pre synchronizáciu a budenie horizontálneho rozkladu (na module S). Uzemnením vývodu 3 cez oddeľovací odpor možno prerušiť činnosť oscilátora a tým aj celého integrovaného rozkladového generátora. To sa môže využívať napr. pre základné nastavenie záverných bodov trysiek obrazovky priamo na obrazovke na zánik prúdu lúča do presvetlenej vodorovnej čiary.

Z bloku oscilátora sa odoberá aj napätie pre riadenie generátora zatemňovacích impulzov a ochranný obvod obrazovky. Tranzistorový spínač s kolektorom pripojeným na vývod 13 sa počas spätného behu asi na 1,35 ms otvára, takže z externého odporu možno odoberať kladný zatemňovací impulz potrebnej šírky pre signálové obvody. Pri prerušení dodávky vychyľovacieho prúdu je na vývode 13 trvale kladné napätie, čo možno využiť pre zablokovanie lúča obrazovky a tým aj ochranu obrazovky pred vypálením tienidla nadmerným prúdom do vodorovnej čiary.

2. Úplné zapojenie vertikálneho rozkladu

Zapojenie modulu vertikálneho rozkladu je na obr. V2, prepojenie s ostatnými obvodymi na celkovej schéme.

Vertikálny rozklad sa napája z impulzne regulovaného zdroja napätím 26 ± 27 V. Za oddeľovacím a obmedzovacím odporom R 111 4R6 napätie je asi 25 ± 26 V. Striedavý pracovný prúd sa uzatvára na spoločný spätný vodič ("zem") cez kondenzátor C 108 1mF a pre vyššie kmitočty vytvára nízkoimpedančný okruh kondenzátor C 3 - V 100nF. Dióda D 1 - V a kondenzátor C 6 - V 100 μ F sú externé súčiastky už popísaného generátora spätného behu. (V ďalšom texte označujeme R, C, D diely na module "V" len číslom: C 8 a pod. Diely mimo modulu majú čísla trojmiestne.)

Na výstupe výkonového zosilňovača integrovaného obvodu TDA 1670 je zapojený tlmiaci člen C 8, R 12 (220nF, 2R2) zabezpečujúci stabilitu zosilňovača v širokom pásme kmitočtov. Sériovo zapojené vychyľovacie cievky sú napájané cez oddeľovací kondenzátor C 111 1mF a spätnoväzbový odpor R 11 1R0. Prepojenie konektorom Z 15 umožňuje rozoberateľné usporiadanie dielov prijímača.

Činnosť obvodu pre posuv obrázu zvisle R 112 68R, D 101, D 102 a P 101 220R v súčinnosti s kondenzátorom C 111 si môžeme predstaviť ako zapojenie paralelného usmernovača kladnej, alebo zápornej polarity v závislosti na polohe bežca P 101. Dôsledkom usmernenia je jednosmerný prúd s nastaviteľnou amplitúdou aj polaritou, tečúci cez vychyľovacie cievky a umožňujúci vystredenie obrázu vo zvislom smere. Rozsah posuvu je určený najmä obmedzovacím odporom R 112, ktorý rozhoduje o účinnosti usmernenia v krajných polohách bežca P 101.

O pracovnom bode výkonového zosilňovača a jednosmernej úrovni na výstupe rozhoduje delič R 9 6k8, R 8 2k2, z ktorého sa napája invertujúci vstup zosilňovača. Aby takto

nevznikla aj silná striedavá spätná väzba od vstupu 1 IO, odpor R 8 premostený pre striedavé prúdy nízkoimpedančným členom, C 7 50 μ F, R 10 10R, ktorý dodáva informáciu pre striedavú spätnú väzbu od R 11. Zapojenie súčasne upravuje fázovú charakteristiku zosilňovača, aby sa dosiahla optimálna stabilita a vyhovujúci nábeh prechodovej charakteristiky.

Pílové budiace napätie vzniká periodickým nabíjaním a vybíjaním kondenzátorov C 4, C 5 (100nF) obvodmi generátora píly. Do spoločného bodu oboch kondenzátorov je z výstupu generátora zavedená cez R 7 56k a P 3 100k linearizačná spätná väzba, umožňujúca korigovať rýchlosť rozkladu v hornej a dolnej časti obrazu a tým nastaviť celkovú linearitu obrazu. Veľkosť odporu R 6 680k vplýva na rýchlosť rozkladu v okrajových častiach obrazu. Vhodnou voľbou hodnoty R 6 sa koriguje priemerné tangenciálne skreslenie použitých obrazoviek.

Strmosť rozkladovej píly a tým rozmer obrazu určuje výsledný odpor sériového zapojenia R 5 180k a P 2 220k. Pre vykompenzovanie zmien citlivosti vychyľovania v dôsledku kolísania vysokého napätia pri zmenách jasu privádza sa do generátora píly cez odpor R 11 3M3 korekčné napätie.

Záporné napätie úmerné prúdu lúča vzniká na paralelnom zapojení R 411, C 410 v obvode VN násobiča. Odporovým deličom R 115, R 114 (M82 \bar{M} 47) zapojeným na kladné napájacie napätie pre "V" modul (vývod 1 modulu) sa získa kladné, s pribúdajúcim jasom klesajúce napätie, takže na vývode 9 integrovaného obvodu sa v rozsahu regulácie jasu mení jednosmerná úroveň medzi + 4 V až + 1 V.

Voľnobežný kmitočet oscilátora určujú časovacie prvky C 2, R 3 a P1. Odporovým trimrom P 1 sa voľnobežný kmitočet nastavuje na 47 Hz.

Oscilátor sa synchronizuje impulzami odoberanými z integrovaného obvodu A 255 D pre synchronizáciu a budenie horizontálneho rozkladu cez šp. 8 modulu "V". Kondenzátor C 1 100nF príslušné vývody jednosmerne oddeľuje a odpor R 1 4k7 definuje základnú jednosmernú úroveň na synchronizačnom vstupe a spolu s výstupným odporom zdroja impulzov určuje amplitúdu synchronizačných impulzov na vývode 5 integrovaného obvodu.

Kladný zatemňovací impulz pre signálové obvody, široký približne 1,35 ms, vzniká na odpore R 4 10k, ktorý je pracovným odporom tranzistorového spínača v integrovanom generátore zatemňovacích impulzov. Na ďalšie využitie sa zatemňovací impulz odvádza cez kontakt 3 konektora modulu "V".

3. Prehľad prepojenia vývodov na module "V"

Prepojenie vývodov na 9-pólovom konektore modulu vertikálneho rozkladu s ostatnými obvodmi je nasledovné:

- 1 prívod napájacieho napätia + 26 V z C 108
- 2 kostra
- 3 výstup snímkového zatemňovacieho impulzu
- 4 vstup korekcie zmien vert. rozmeru pri kolísaní jasu
- 5 "studený" koniec vychyľovacej cievky
- 6 kostra
- 7 väzbový kondenzátor na vychyl. cievku
- 8 vstup vertikálnych synchronizačných impulzov
- 9 prepojenie na servisný spínač pre vyradenie vertikálneho rozkladu pri nastavovaní záverných bodov obrazovky (nepoužitý)

IX. NAPÁJACIE OBVODY (N)

1. Všeobecne

Základné napájacie napätia pre prijímač dodáva impulzne regulovaný zdroj zapojený ako jednočinný blokujúci menič s konštantným pracovným kmitočtom. Riadenie výkonového tranzistorového spínača v primárnom okruhu zdroja zabezpečuje integrovaný obvod B 260 D. Pre obmedzenie rušivých interferencií rôzneho druhu je sieťová časť obsahujúca odrušovací filter, demagnetizačný obvod, sieťový transformátorček a primárne usmerňovače, umiestnená mimo vlastný impulzne regulovaný zdroj, prepínací kmitočtet je synchronizovaný riadkovým kmitočtom a zdroj je elektromagneticky tienený perforovaným plechovým krytom. Na sekundárnej strane zdroj dodáva tieto od siete oddelené napätové úrovne:

- + 140 V pre horizontálny rozklad a VN zdroj
- + 190 V pre obrazové zosilňovače a stabilizátor ladiaceho napätia + 30 V
- + 27 V pre vertikálny rozklad a korekčné obvody
- + 27 V pre zvukový zosilňovač
- + 17 V pre stabilizátor napájania signálových obvodov + 12,6 V

Hlavný výstup + 140 V, z ktorého sa odoberá aj referenčné napätie pre stabilizačnú slučku, je chránený elektronickou nadprúdovou ochranou. Ostatné výstupy sú chránené tavnými poistkami.

Základnou funkciou riadiaceho obvodu je riadenie striedy spínania výkonového spínača šírkovou moduláciou výstupných impulzov tak, aby výstupné jednosmerné napätie bolo stabilné. Aby ani pri zapnutí zdroja, keď sú na výstupe nulové napätia, nedošlo k prekročeniu prípustného režimu spínacieho tranzistora T 301, narastá strieda po každom prerušení činnosti zdroja postupne od malých hodnôt. Takto aj výstupné napätia nabiehajú pozvoľne a žiadna súčiastka nie je preťažovaná. Navyše je maximálna strieda obmedzená voľbou odporov R 5/R a R 6/R na približne 0,5, zatiaľ čo pracovný rozsah zmien striedy je navrhnutý v intervale asi 0,33 až 0,44.

Vzhľadom na zvýšené nároky na parametre viacerých súčiastok v impulzne regulovanom zdroji, treba byť pri eventuality náhradách veľmi opatrným. Pre spoľahlivú prevádzku používať pri opravách len predpísané typy, predovšetkým vo výkonových obvodoch a u súčiastok so zúženou toleranciou. U súčiastok s bezpečnostnou funkciou z hľadiska oddelenia od siete je táto požiadavka bezpodmienečnou nutnosťou.

2. Sieťový blok

Separátna sieťová časť, chránená voči mimovoľnému dotyku krytom, je umiestnená v bočnickej časti prijímača. Za vstupnými tavnými poistkami Po 1, Po 2 nasleduje odrušovací filter C 1, L 1, C 2, účinne potláčajúci súmerné aj nesúmerné rušenie na sieťových svorkách. Odrušovacia tlmivka L 1 je prúdovo kompenzovaná. Ochranný predradný odpor R 1 4R7 chráni diódy mostíkového usmerňovača D 1 až D 4 pred nadmernými zapínacími prúdmi. Kondenzátory C 4 a C 7 2n2 zapojené paralelne k diódam, obmedzujú napätové impulzy, ktoré by mohli poškodiť diódy v závernom smere a majú význam aj z hľadiska odrušenia a citlivosti na rušenie v silných elektromagnetických poliach. Vyhľadzovalý elektrolytický kondenzátor sieťového usmerňovača je umiestnený vo vlastnom impulzne regulovanom zdroji, aby sa čo najviac skrátila slučka pretekaná pracovným prúdom zdroja s bohatým rušivým spektrom.

Za filtrom sa sieťová časť rozvetvuje na napájanie bežného demagnetizačného okruhu s dvojitým pozistorom a napájanie pomocného zdroja pre riadiace a budiacie obvody impulzne regulovaného zdroja s oddeľovacím sieťovým transformátorčekom TR 1 a mostíkovým usmer-

ňovačom s diódami D 5 až D 8. Transformátor je voči skratu na výstupe istený tavnou poistkou Po 2 v okruhu sekundárneho vinutia.

3. Okruh výkonového spínača

Tranzistorový výkonový spínač T 301 je zapojený v okruhu primárneho vinutia pulzného transformátora TR 302 a sieťového mostíkového usmerňovača, takže všetky súčiastky v tomto okruhu sú v prevádzke bez ohľadu na polaritu sieťovej zástrčky vodivo spojené s napájacou sieťou a teda z hľadiska možnosti elektrického úderu nebezpečné.

Ako je známe, u blokujúceho meniča sa v etape zopnutia spínača hromadí energia v indukčnosti primárneho vinutia transformátora, pretože na sekundárnych vinutiach je taká polarita napätia, že príslušné diódy sú nevodivé. Množstvo nahromadenej energie sa riadi dobou pripnutia primáru na sieťový zdroj, lebo prúd, ktorý tečie do indukčnosti po pripnutí na js napätie, lineárne narastá. Vypnutím spínača sa zmení polarita sekundárnych napätí, sekundárne usmerňovače vedú a energia nahromadená v predchádzajúcej etape v jadre sa teraz odčerpáva do záťaže a na doplnenie náboja v príslušných vyhľadzovacích kondenzátoroch, ktoré dodávajú prúd do záťaže v etape, keď sekundárne usmerňovače nevedú.

Výstup sieťového usmerňovača tvoria kondenzátory C 301, C 302. Z hľadiska funkcie usmerňovača sa malá tlmivka L 301 prakticky neuplatňuje, ale podstatne obmedzuje šírenie rušenia spôsobeného pracovným prúdom meniča na impedancii C 302. (V starších schémach je nesprávne nakreslené jadro - je feritové!) Odpor R 301 slúži ako vybíjací, aby po vypnutí prijímača nezostávalo na veľkých elektrolytických kondenzátoroch príliš dlho životnebezpečné napätie. I takto je tam ešte nutné počítať s napätím okolo 100 V minútu po vypnutí, ak nevybijeme C 301 - 302 rýchlejšie cez odpor rádu 1K.

Kondenzátor C 303 znižuje výstupnú impedanciu filtra na vysokých kmitočtoch, kde už sú vlastnosti elektrolytických kondenzátorov nedostačujúce. "Rýchla" tavná poistka Po 301 chráni sieťový usmerňovač v prípade skratu v okruhu výkonového spínača. Usmernené napätie + 290 V až 310 V (pri bežnom striedavom napätí zo siete) sa privádza na primárne vinutie 1 - 3 pulzného transformátora so sériovo zapojeným výkonovým spínačom T 301, SU 169.

Tranzistorový spínač sa budí impulzami s regulovanou striedou z riadiaceho modulu R cez oddelovací transformátorček TR 301 a odpor R 306 5R6, spoluurčujúci tvar a amplitúdu budiaceho priebehu. Na priebeh budiaceho prúdu sú z hľadiska optimálneho režimu spínača kladené značné požiadavky, riešiteľné len ako vyhovujúci kompromis medzi viacerými proti sebe pôsobiacimi vplyvmi. Pomerne malá hodnota odporu R 307 zlepšuje vypínanie schopnosť tranzistora pri rýchlom náraste napätia na kolektore. Na priebeh budenia má veľký vplyv aj rozptylová indukčnosť sekundáru budiaceho transformátora TR 301 nastavená vhodnou vzduchovou medzerou. (Pomery sú tu podobné ako u horizontálneho koncového stupňa s T 402.)

Kondenzátor C 304 medzi oddelenou a neoddelenou časťou prijímača má podstatný vplyv na odrušenie, pretože sa ním uzatvárajú parazitné rušivé prúdy. Jeho veľkosť je obmedzená bezpečnostnými požiadavkami. Paralelný odpor R 303 sprostredkuje výmenu nábojov medzi oddelenou a neoddelenou časťou, aby nemohol medzi nimi vzniknúť nežiadúci potenciálny rozdiel. Tieto súčiastky musia byť vždy originálneho typu (MLT-1 4M7-10, SK 734 41 4n7M).

Ostatné súčiastky v okruhu výkonového spínača upravujú režim exponovaného prvku tak, aby sa dosiahla priaznivá prevádzková spoľahlivosť.

Indukčnosť L 302 znižuje zapínacie straty, pretože spomaľuje nárast prúdu pri zapnutí tranzistora T 301 v čase, keď je ešte na kolektore relatívne vysoké napätie. Po vypnutí T 301 sa energia nahromadená v L 302 spotrebuje v odpore R 302 demagnetizačným prúdom cez diódu D 302, takže pre ďalšiu pracovnú periódu je indukčnosť opäť energeticky "vybitá".

Zapojenie s kondenzátorom C 309 naopak pomáha znižovať vypínacie strany tým, že počas klesania kolektorového prúdu tečie časť prúdu udržiavaného rozptylovou indukčnosťou primáru pulzného transformátora, do kondenzátora C 309 cez diódu D 303. Postupné nabíjanie C 309 spomaľuje nárast napätia na kolektore, takže vypínací dej prebieha pri relatívne nízkom napätí. V nasledovnej perióde vodivosti T 301 sa kondenzátor C 309 kolektorovým prúdom opäť vybíja. Vybíjací prúd je obmedzený odporom R 308, pretože pre vybíjací prúd je D 303 nevodivá.

Ďalší ochranný obvod s diódou D 301, kondenzátorom C 305 a odporom R 305 chráni spínací tranzistor pred možnými nepravidelnými prepätovými impulzami. Pretože časová konštanta C 305, R 305 je omnoho väčšia ako doba periódy činnosti spínača, kondenzátor C 305 sa cez diódu D 301 v prevádzke nabíja približne na rozdiel medzi napätím sieťového usmerňovača a maximálnym napätím na kolektore T 301 v etape, keď je T 301 zablokovaný.

Náhodilé prepätia na kolektore T 301 nad úroveň prislúchajúcu bežnej prevádzke potom otvárajú D 301 a sú veľkým kondenzátorom C 305 obmedzované na bezpečnú hodnotu. Počas bežného pracovného cyklu spínača sa kondenzátor C 305 dobíja predovšetkým počas prekmitu napätia na rozptylovej indukčnosti pulzného transformátora (po vypnutí T 301), čím sa aj tento prekmit účinne obmedzuje.

Vzhľadom na pracovný kmitočet sú v okruhu výkonového spínača použiteľné len rýchle usmerňovacie diódy (s krátkou dobou zotavenia). Okrem spínacieho tranzistora je ďalším exponovaným prvkom kondenzátor C 309, 1n5, ktorým tečú veľké impulzné prúdy a je namáhaný aj značnými impulznými napätiami. Požiadavkám spoľahlivej prevádzky vyhovie len fóliový polypropylénový kondenzátor predpísaného typu, alebo rovnocenný ekvivalent.

4. Riadiace obvody napájacieho zdroja

Väčšina súčiastok riadiacich obvodov je na vymeniteľnom module "R" so sedempólovým prepájacím konektorom. Prevažnú časť riadiacich funkcií zabezpečuje integrovaný obvod B 260 D určený pre riadenie impulznej regulovaných zdrojov rôznej koncepcie. V zdroji pre TV prijímač nie sú všetky funkcie obvodu B 260 D využité.

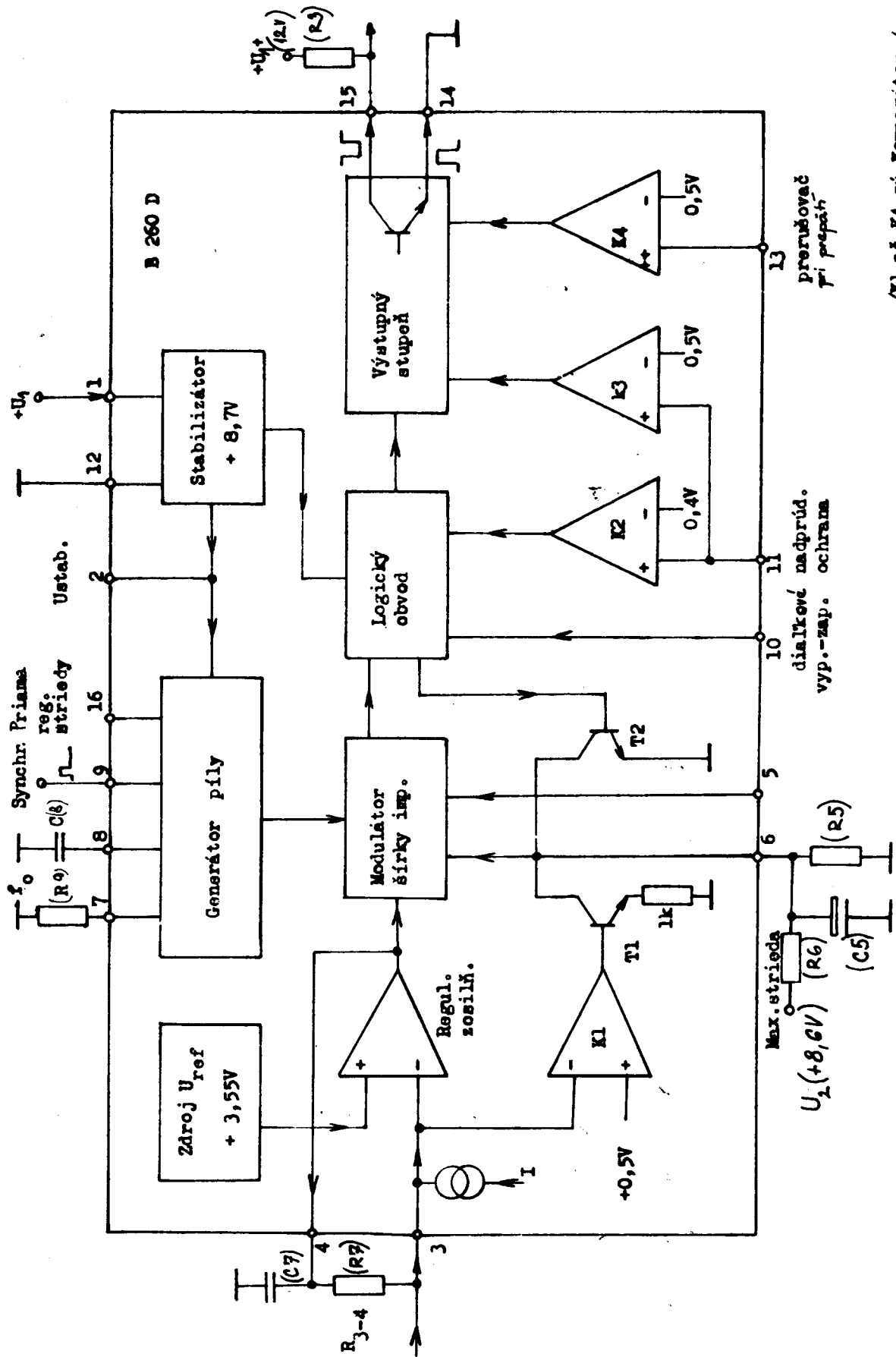
4.1 Integrovaný obvod B 260 D

Zjednodušené blokové zapojenie obvodu je na obr. N 1. Obvod sa napája kladným napätím +12 V na vývode 1 voči uzemnenému vývodu 12. Väčšina funkčných blokov sa napája z vnútorného stabilizátora +8,7 V. Stabilizované napätie je súčasne vyvedené na vývod 2, z ktorého možno odoberať prúd až do 5mA pre externé účely.

Pri poklese napätia na vývode 1 pod 9,5 V obvod prestane dodávať impulzy na výstupe 15, prípadne 14.

Opakovací kmitočet f_0 vyrábaných budiacich impulzov je určený externými prvkami - odporom R (=R9 v našej schéme) pripojeným na vývod 7 a kondenzátorom C (=C8) pripojeným na vývod 8 voči zemi. Približne platí: $f_0 = 1,2/RC$. Pracovný kmitočet môže byť zvolený v rozsahu 50 Hz až 100 kHz. Časovacie prvky sú pripojené na generátor píly, z ktorej sa v modulátore šírky impulzov generujú pravouhlé impulzy s premenlivou striedou. Na vývode 9 je možné generátor píly externe synchronizovať, pričom synchronizačný kmitočet musí byť nižší než vlastný kmitočet generátora.

Na vstupoch modulátora šírky impulzov možno napätím ovládať striedu impulzov v rozsahu od nuly do 95 % periódy pílovitého priebehu. Základným vstupom je napätie z regulačného zosilňovača, v ktorom sa vyhodnocuje rozdiel medzi vzorkou výstupného napätia zdroja, privádzanou cez vývod 3 na invertujúci vstup zosilňovača, s interným referenčným napätím (typicky 3,55 V) na neinvertujúcom vstupe. Výstup zosilňovača je pripojený k vývodu 4, čo umožňuje zaviesť externú spätnú väzbu (odporom medzi bodmi 4 a 3). Zisk zosilňovača bez spätnej väzby je približne 60 dB.



/K1 a K4 sú Komparátory/

OBR. 1-N BLOKOVÉ ZAPOJENIE B 260 D

Napätím na vývode 6 možno obmedziť max. striedu výstupných impulzov na zvolenú hodnotu, čo možno vhodne využiť pre ochranu zdroja pred preťažením napr. pri extrémnom poklese napájacieho napätia. Príslušný odporový delič možno s výhodou vysokej stability pripojiť na interné stabilizované napätie dostupné na vývode 2.

Pripojenie veľkého kondenzátora (desiatky μF) na vývod 6 zabezpečuje pozvoľný rozbeh zdroja s postupne narastajúcou striedou.

Po vypnutí zdroja, alebo ak bola prevádzka zdroja prerušená niektorým z ochranných obvodov, sa kondenzátor pripojený na vývod 6 rýchlo vybije cez zopnutý vybíjací tranzistor T 2 ovládaný z logického obvodu. Pri opätovnom zapnutí sa potom strieda postupne zväčšuje tak, ako postupne narastá napätie na kondenzátore nabíjanom z odporového deliča pre nastavenie "dorazu" striedy až na hodnotu určenú výstupným napätím z regulačného zosilňovača.

Vývod 5 umožňuje ďalší nezávislý vstup do šírkového modulátora, napr. pre priamu reguláciu striedy. V našom zapojení ho nevyužívame a ostáva nezapojený. Striedu výstupných impulzov určuje to napätie zo vstupných napätí šírkového modulátora na vývodoch 4, 5 a 6 IO, ktoré je práve najnižšie.

Komparátor K1 zabezpečuje ochranu zdroja pre prípad porúch v okruhu regulačnej slučky. Ak je na vývode 3 (kde býva normálne napätie okolo 3 V) napätie menšie než 0,6 V, otvorí sa signálom z výstupu K1 tranzistor T 1, čím sa paralelne k deliču zapojenému na vývod 6 pripojí interný odpor 1k ohm a strieda sa obmedzí na malú hodnotu. V prípade prerušenia regulačnej slučky dodá interný prúdový zdroj na vstup regulačného zosilňovača vysokú úroveň, takže strieda buď klesne na nulu, dodávka výstupných impulzov sa preruší (pre R3-4 > 100kohm), alebo sa zníži (pri R3-4 < 100kohm, keď z vnútorného zdroja bude pri vývode 3 výsledné napätie nižšie ako normálne).

Riadiace impulzy z výstupu šírkového modulátora prechádzajú cez logický obvod na výstupný stupeň. Ten možno zapojiť z vonka buď ako sledovač (výstup 14), alebo ako invertujúci zosilňovač (vývod 15). Napätie na vývode 15 je obmedzené na úroveň napájacieho napätia U pomocou vnútornej upínacej diódy voči vývodu 1.

Vývod 10 umožňuje pomocou logického obvodu diaľkovo zapínať a vypínať zdroj signálom na úrovni TTL.

Pri logickej nule TTL ($U_{10} < 0,8 \text{ V}$) sa zdroj vypína. Vo FTVP sa to nevyužíva.

Vývod 11 možno použiť na obmedzenie prúdu zdroja, prípadne na prúdovú spätnú väzbu. Ak napätie na vývode 11 presiahne asi 0,4 V, výstup 15-14 sa zablokuje, ale pri poklese pod túto hodnotu sa dodávka impulzov opäť obnoví. Pri $U_{11}=0,5 \text{ V}$ sa zdroj prostredníctvom komparátora K3 logicky vypne a po poklese U_{11} pod túto hodnotu opäť rozbieha cez obvod pozvoľného "mäkkého" štartu. Ak sa na vývod 11 privádza napätie úmerné prúdu zdroja, pôsobí tento obvod ako nadprúdová ochrana. Kým sa neodstránia príčiny vyvolávajúce nadmerný odber, zdroj opakuje cyklus pozvoľného rozbehu a následného vypnutia, pričom je výkon obmedzený na neškodnú hodnotu.

Vývod 13 možno využiť na prepäťovú ochranu. Keď prekročí napätie U_{13} hodnotu asi 0,55 V výstupné impulzy sa zablokujú, pri poklese pod túto hodnotu sa dodávka budiacich impulzov ihneď obnoví. U nás toto nepoužívame.

Cez vstup 16 možno ovplyvňovať striedu budiacich impulzov. Pre $U_{16} > U_2$ sa mení strieda nepriamoúmerne k napätiu U_{16} (klesá trvanie budiaceho impulzu pri vyššom U_{16}) čo možno využiť napr. pre priamu (nie spätnoväzbovú) reguláciu, prípadne pre kompenzáciu brumu.

Ak sa vývody 11, 13 a 16 nevyužívajú, spoja sa so "zemou" 12. Nepoužitú vývody 5, 9 a 10 sa nezapájajú.

4.2 Riadiace a budiace obvody zdroja - modul R

Zapojenie modulu - viď schému 6PN 053 33 - technická informácia č. 50.

Riadiace a budiace obvody sa napájajú z pomocného zdroja napätia +37 V oddeleného od siete sietovým transformátorčekom - viď sietovú časť. Vyhľadovací kondenzátor C 308 je pre skrátenie cesty impulzných prúdov budiča umiestnený na základnej doske napájacieho bloku.

Integrovaný obvod B 260 D sa napája napätím +12 V stabilizovaným zenerovou diódou D1/R cez odpor R1/R stť. Kondenzát. C1/R a C2/R dodatočne filtrujú napájacie napätie v širokom kmitočtovom rozsahu. (V ďalšom už budeme súčasťou na modul R uvádzať bez "/R".)

Voľnobežný kmitočet budiacich impulzov určený odporom R9 a kondenzátorom C8 je asi 18 kHz. V prijímači sa zdroj synchronizuje riadkovými spätnobehovými impulzami upravenými na úroveň TTL obmedzovačom s odporom R10 a zenerovou diódou D2. Jednosmerné oddelenie synchronizačného vstupu, potrebné pre spoľahlivý rozbeh zdroja, sprostredkuje kondenzátor C10. Kladné H-impulzy uvoľňujú vstup S klopného obvodu KO 3, ktorý je pri činnom behu vyradený cez vstup 9. Dokiaľ sa nevytvorili H-impulzy, musí byť vstup 9 "vo vzduchu" (floating), aby vstup S obvodu KO 3 nebol zvedený k zemi cez inverter 1 a pripojený tranzistor - viď schému obr. 6 v technickej informácii č. 42 - Saturn.

Vzorka výstupného napätia zdroja pre vstup regulačného zosilňovača (vývod 3 IO 1) sa získava z hlavného výstupu $U_A = +140$ V pre horizontálny rozklad pomocou deliča R11, R12 a P1. Odporovým trimrom P1 sa nastavuje výstupné napätie na menovitú hodnotu. Odpor R7 upravuje jednosmerný zisk regulačného zosilňovača. Filtračný kondenzátor C7 zaisťuje stabilitu regulačnej slučky obmedzením zisku na vyšších kmitočtoch. Cez odpor R2 sa na regulačný vstup privádza zvlnené a nestabilné usmernené napätie 37 V, čím sa zlepšuje vyhladenie a stabilita napätia na hlavnom výstupe.

Odporovým deličom R5, R6 je maximálna strieda budiacich impulzov obmedzená na hodnotu 0,5 kvôli ochrane zdroja voči preťaženiu. Kondenzátor C5 zabezpečuje pozvoľný rozbeh zdroja po zapnutí sieť. spínačom, alebo pri opakovaných štartoch v dôsledku účinkovania nadprúdovej ochrany pri preťažení - dokiaľ sa nenabije C5 je strieda nízka bez ohľadu na to, že je ešte tiež nízke U_A .

Záporné budiace impulzy vznikajúce na pracovnom odpore výstupného stupňa R3 sa privádzajú cez obmedzovací odpor R4 a paralelný kondenzátor C4 (urýchľujúci spínanie) na bázu tranzistora budiča T1 KF 508.

Poznámka: Súčiastky číslované od 301 do 399 sú na hlavnej doske bloku napájania.

Obvod budiča má transformátorovú väzbu na výkonový spínač transformátorom TR 301, kvôli impedančnému prispôsobeniu a odizolovaniu od siete. Pracuje podobne ako blokujúci menič. V čase vodivosti T1 tečie primárom väzbového transformátora prúd z pomocného zdroja. Jeho veľkosť je v podstate určená odporom R 309 1k8. Po prerušení prúdu tranzistorom T1 sa obráti polarita napätia na transformátore a zo sekundárneho vinutia sa na účet energie nahromadenej v magnetickom poli jadra odoberá cez odpor R 306 budiaci prúd do bázy výkonového spínacieho tranzistora. Dióda D 304 odstraňuje nebezpečie vzniku oscilácií v obvode budiča po prerušení prúdu primárom transformátora, ktoré by mohli nežiadúcim spôsobom ovplyvniť výkonový spínač. Nízka impedancia kondenzátora C3 100nF na pracovnom kmitočte 16 kHz vytvára v okruhu primáru budiaceho transformátora bod s pomerne stálym potenciálom. Tlmiaci člen C6, R8 pripojený na kolektor T1 obmedzuje prekmit napätia na tranzistore budiča a spolu vytvára tvar čela budiaceho prúdu výkonového spínača tak, aby sa znížili zápnacie straty.

Integrovaný obvod B 260 D poskytuje viacej možností nadprúdovej ochrany s rôznymi prednosťami a nedostatkami; z nich bola ako výhodný kompromis zvolená ochrana využívajúca snímanie nadprúdu v okruhu hlavného sekundárneho zdroja +140 V pre horizontálny rozklad a VN zdroj. Ostatné výstupy sú chránené tavými poistkami, ktoré spoľahlivo odpínajú v prípade skratu, bez ohrozenia spínacieho tranzistora, alebo príslušného sekundárneho usmerňovača.

Záporné napätie (normálne cca $-0,2$ V) úmerné zatažovaciemu prúdu v okruhu zdroja "A" $+140$ V sa odoberá z odporu R 312 $2,2$ ohm. Potenciometrovým trimrom P 301 zaradeným v deliči R 313, R 314 možno úroveň nasadenia ochrany kusove nastaviť, aby sa vylúčil vplyv tolerancií na jej funkciu.

Príslušný vstup riadiaceho integrovaného obvodu - vývod 11 - sa budí z úrovňového spínača s tranzistorami T2 a T3. V bežnej prevádzke nestačuje napätie na emitore T3, privádzané z bežca P 301, na jeho otvorenie. Naopak tranzistor T2 je prúdom z interného stabilizovaného zdroja integrovaného obvodu (vývod 2 IO 1) cez odpor R 16 do bázy trvale zopnutý. Na kolektore T2 a teda aj na vývode 11 integrovaného obvodu je približne nulové napätie, obvod dodáva budiace impulzy z vývodu 15.

Nadmerný odber zo zdroja $+140$ V otvára tranzistor T3 a zatvára T2. Do vývodu 11 integrovaného obvodu IO 1 začína tiecť cez odpory R 14, R 15 prúd a keď napätia na vývode 11 dosiahne približne $0,5$ V, prestane obvod dodávať budenie. Tým sa preruší aj dodávka energie na výstup zdroja a výstupné napätie bude klesať. Keď odber zo zdroja klesne po úroveň nasadenia ochrany, zdroj sa opäť cez obvod pozvoľného štartu rozbehne.

V prípade, keď podmienky vyvolávajúce nadmerný odber pretrvávajú, vypínanie a zapínanie zdroja sa bude cyklicky opakovať. Celkový odber energie je v tomto stave nepatrný a súčiastky zdroja nie sú režimovo ohrozené. Kondenzátor C9 filtruje vstupné napätie pre nadprúdovú ochranu, aby krátkodobé náhodné, prípadne rušivé impulzy ochranu neaktivovali.

4.3 Prehľad prepojenia vývodov na module R

Prepojenie vývodov na 7 pólovom konektore riadiaceho modulu zdroja s ostatnými obvodmi je nasledovné:

- 1 prívod napájacieho napätia $+37$ V
- 2 vstup nadprúdovej ochrany
- 3 vstup riadkových spätnobehových impulzov ($+50$ V)
- 4 kostra
- 5 napätie hlavného výstupu $+140$ V
- 6 primár budiaceho transformátora TR 301
- 7 primár budiaceho transformátora TR 301

4.4 Sekundárne usmerňovače

Z blokujúceho meniča možno odoberať viacero od siete oddelených napätových úrovní jednoduchým pridaním príslušných sekundárnych vinutí na pulzný transformátor pre napájanie separátnych usmerňovačov. Všetky výstupné napätia sú čiastočne stabilizované, aj keď nie v takej miere, ako výstup A, z ktorého sa odoberá napätie regulačnej odchýlky. Aby sa zabránilo vzájomným väzbám cez napájacie obvody, musí byť napr. napätie pre napájanie signálových obvodov ($12,6$ V) dodatočne stabilizované integrovaným stabilizátorom IO 102 MAA 7812, umiestneným na signálovom bloku.

Hlavným stabilizovaným výstupom je napätie $+140$ V pre napájanie horizontálneho rozkladu a VN zdroja. Z tohto bodu sa odoberá najväčší výkon, takže je z neho odvodená nadprúdová ochrana a je zaradený do spätnoväzbovej regulačnej slučky. Kladné napätie, ktoré sa nahádza počas závernej fázy činnosti spínača na vývode 10 pulzného transformátora TR 302 sa usmerňuje diódou D 305. Tlmiaci RC člen R 311, C 311 odstraňuje prekmity vznikajúce na rozptylovej indukčnosti transformátora, ktoré by nepriaznivo vplývali na režim polovodičových prvkov v obvode. Kondenzátor C 310 ochráni diódu proti prepätovým impulzom a potlačí rušivé spektrum vznikajúce v okruhu usmerňovača pri komutácii napätia. Vyhľadzovací kondenzátor je kvôli prúdovej zatažiteľnosti vytvorený trojicou paralelne spojených kondenzátorov C 312, C 313, C 314, pretože u tohto typu impulzne regulovaného zdroja tečú výstupnými kondenzátormi značné prúdy spínacieho kmitočtu. Sériová tlmička L 303 zabráňuje šíreniu rušivých napätí vznikajúcich na ekvivalentnej sériovej impedancii vyhľadzovacích

kondenzátorov prietokom pracovného prúdu.

Vzhľadom na malý odber a tesnú väzbu s hlavným sekundárnym vinutím 10 - 11 je zdroj napätia +190 V pre obrazové zosilňovače zjednodušený a obsahuje len diódu D 306 a kondenzátor C 315. Výstup je chránený voči skratu tavnou poistkou Po 302.

Súčiastky R 315, C 316 a D 307 tvoria bežný obvod pre potlačenie svietiaceho bodu na obrazovke po vypnutí prijímača, alebo prerušení napájania. V prevádzke je napätie na riadiacej elektróde obrazovky, odoberané z anódy D 307, približne nulové, pretože prúd zo zdroja +190 V cez odpor R 315 udržiava diódu D 307 vodivú. Kondenzátor C 316 je súčasne nabitý na 190 V. Po vypnutí prijímača napájacie napätie pre obrazové zosilňovače rýchle klesne na nulu, takže na zápornom póle kondenzátora C 316 sa objaví záporné napätie - 190 V, ktorým sa uzavrie obrazovka. Súčasne prestane viesť aj dióda D 307, takže kondenzátor sa len pozvoľne vybíja cez veľký paralelný odpor R 315 a obrazovka zostáva zablokovaná, kým nevychladne katóda a neklesne na nulu aj urýchľujúce napätie U_{g2} .

Usmerňovače ďalších prevádzkových napätí sú umiestnené na module U, ktorého zapojenie je v tech. inf.č.50. Zdroje pre vertikálny rozklad a zvukový zosilňovač majú rovnaké napätie naprázdno asi +27 V, takže separátne usmerňovacie vetvy D1-V, C1-V a D2-U, C2-U sa napájajú zo spoločného sekundárneho vinutia 12 (9) - 15. Spoločný je aj tlmiaci člen L1-U, R1-U pre potlačenie rezonancie indukčnosti vinutia s výstupnými kondenzátormi.

Rovnako je koncipovaný usmerňovač napätia +17 V pre stabiliz. napájania sign.obvodov s diódou D3-U, kondenzátorom C3-U a tlmiacim členom L2-U, R2-U, napájaný z vinutia 9 - 16.

Všetky nízkovoltové výstupy majú sériové odrušovacie tlmičky L 304, L 305, L 306 a sú chránené tavnými poistkami Po 303, Po 304, Po 305. Pracovné prúdy napájaných obvodov sa uzatvárajú cez vlastné filtračné kondenzátory v tesnej blízkosti príslušných obvodov, čím sa účinne potláčajú nežiaduce vzájomné väzby.

Vytiskly: Služby města Ostravy, -Tisk, Ostrava 1, Švermova 61

