

Již je to dávno, kdy se mi dostala do ruky knížka, nazvaná Pověry a problémy jazzu. Vzpomněl jsem si na ni, když jsem pročítal toto číslo RK, ne snad proto, že by byl její obsah podobný obsahu RK, avšak pro stejnou ideu – v oné knížce i v tomto čísle RK se autoři snaží vymýtit legendy, které přetrvávají v povědomí lidí, a které nemají opodstatnění z hlediska nových poznatků.

Každý, kdo se delší dobu ať již jakýmkoli způsobem „ochomýtá“ kolem techniky (tj. i kolem elektrotechniky a elektroniky), může mi dát po zamyšle-

ho poté, co je vývoj překonal. I když je to pochopitelné, je třeba uvítat každý seriózní pokus „vnést světlo“ do tmy předsudků a pověr.

Oblastí, v níž panuje velké množství pověr, je např. nízkofrekvenční technika. V RK jsme se v loňském roce snažili některé z těchto pověr uvést na správnou míru. Nejinak je tomu i v oblasti příjmu na VKV. Problémy kolem otázky citlivosti, kolem vztahu dalších parametrů rozhlasových přijímačů pro VKV, tj. např. nutné šířky pásma, příjmu zrcadlových kmitočtů atd. jsou

## POVĚRY a SKUTEČNOST

ní zapravdu: každý technik je v podstatě konzervativní, nerad přijímá nové poznatky a je k nim obvykle krajně pesimistický. Výjimky ovšem potvrzují pravidlo – a právě tito výjimeční lidé jsou těmi, kdož postrkují kolo pokroku směrem kupředu. Půjdu dokonce tak daleko, že prohlásím, že pouze na nich závisí převážně technický pokrok; oni to jsou, kteří dělají zlepšovací náměty, vymýšlejí nové technologické postupy, nové přístroje, obměňují a zdokonaľují zapojení strojů a přístrojů.

Je známo, že velký kus práce právě pro radiotechniku vykonaly výzkumy a pokusy radioamatérů; stejně se však domnívám, že právě mezi radioamatéry přetrvávají některé poznatky ještě dlou-

stále živé. Na velkou většinu těchto problémů, především těch, kolem nichž je stále mnoho nejasností, si „posvítili“ autoři tohoto čísla RK. Jejich poznatky vycházejí jednak z teoretických rozborů a jednak z praktických zkoušek různých obvodů, z mnoha měření a z mnoha let konstruktérské činnosti. Podaří-li se tomuto číslu RK to, co se podařilo (jak se domníváme) ohledně nízkofrekvenční techniky předchozím číslům, bude to, a to nesporně, znamenat přínos pro amatérskou (a nejen amatérskou) konstrukci přijímačů VKV. Rádi přivítáme všechny další postřehy a nápady, pokud jde o tuto tematiku, neboť se domníváme, že právě u nás má příjem na VKV budoucnost teprve před sebou.

# NÁVRH A KONSTRUKCE • TUNERŮ VKV •

Gustav Kristofovič, Ladislav Kryška

## Úvod

Vývoj přijímačů VKV není dosud zdaleka ukončen. Výroba nových, zlepšených typů tranzistorů a integrovaných obvodů vytváří předpoklady ke zlepšování důležitých parametrů všech elektronických děl. V publikační oblasti má ovšem tento rychlý vývoj své záporné – práce věnované použití polovodičů většinou velmi rychle zastarávají.

Pokud jde o vývoj nových zapojení, musíme v amatérské praxi odsoudit bezduché, z neznalosti vyplývající pokusničení. Ne zcela přesná znalost funkce určitého zapojení a vlivu jednotlivých součástek na vlastnosti obvodů napáchá vždy mnoho (přinejmenším) nepříjemností i při stavbě podle ověřených stavebních návodů – amatér často nahrazuje předepsané součástky jinými, například s větší tolerancí, dává na rady stejně nezkušených přátel atd. Výrobek, pokud vůbec pracuje, má potom velmi pravděpodobně špatné parametry.

V této publikaci se proto nebudeme zabývat jen pasívním popisem určitého zapojení; hlavní pozornost věnujeme různým obvodům, jejich vlastnostem a jejich vlivu na celkové parametry tuneru VKV – a nezapomeneme ani na jednoduchá základní měření.

## Postup při návrhu tuneru VKV

Před vlastním návrhem si musíme určit požadavky, kladené na hotový přístroj. (V tomto RK se pod pojmem tuner nebo přístroj rozumí celý přijímač VKV bez nf části; vstupní jednotkou tuneru je tzv. jednotka VKV nebo ladicí díl.) Ty vyplývají většinou z předpokládaného způsobu použití; způsob použití

navíc často diktuje jisté detaily konkrétního řešení: tak například přenosné zařízení je třeba navrhovat pro malé napájecí napětí. Tato podmínka je z technického hlediska určitým omezením, neboť se zmenšujícím se napájecím napětím se např. zvětšuje difúzní kapacita tranzistorů, kterou pak musíme velmi pracně neutralizovat, aby byl navržený zesilovač stabilní. Proto se u stacionárních zařízení příliš malému napájecímu napětí vyhýbáme.

U citlivých tunerů musíme počítat s dostatečně velkým prostorem pro vstupní obvod. Čím větší bude jakost nezátíženého vstupního obvodu, tím lepší bude citlivost pro daný odstup signálového a šumového výkonu (poměr s/š). Citlivost tuneru je dále závislá ještě na šumovém čísle použitého tranzistoru, na přídavných ztrátách vstupního laděného obvodu a na šířce jím propouštěného pásma. (Čím větší má obvod šířku pásma a jakost  $Q_0$ , tím je lepší citlivost.) Jakékoli další zásahy v ostatních obvodech již prakticky nepřinášejí žádná zlepšení citlivosti. Musíme ovšem poznamenat, že i s velmi dobrým tranzistorem lze při špatně navrženém obvodu dosáhnout velmi špatných výsledků (pracuje-li například vstupní zesilovač na mezi kmitání. Zesílení stupně je sice velmi značné, zhorší se však např. velikost šumového čísla).

V zásadě lze říci, že u tunerů s jednotkou VKV osazenou dostupnými tranzistory můžeme dosáhnout citlivosti asi  $0,6 \mu\text{V}$  a horší. Jakostnější vstupní jednotky, u nichž se k zamezení parazitních příjmů a k dosažení lepšího přizpůsobení k anténě používá úzkopásmový, průběžně laděný vstupní ob-

vod, dosahují citlivosti asi  $1 \mu\text{V}$ . Cenné je ovšem podstatné zlepšení ostatních parametrů.

Je si třeba uvědomit, že sebelepší citlivost nemá praktický význam, je-li vstupní jednotka náchylná ke křížové modulaci. Pak se stává, že do signálu slabé stanice proniká signál silné stanice, který může mít i velmi odlišný kmitočet. Často to pozorujeme při příjmu slabé stanice v pásmu CCIR; rušícím zdrojem bývají televizní vysílače pracující třeba na kmitočtu 49,75 až 56,25 MHz (1. kanál). Je-li navíc oscilátor vstupní jednotky nestabilní, může se do žádané stanice intermodulovat obrazový kmitočet signálu televizního vysílače. Rozhodně je lepší používat jednotky VKV o menší citlivosti, avšak s dobrými parametry (především s dobrou odolností vůči parazitním příjmům, tj. křížové modulaci).

Již z tohoto velmi krátkého rozboru vyplývá, že návrh tuneru je obtížný především tím, že je třeba všechny parametry volit s určitým kompromisem. Preferencí určitých parametrů vzhledem k ostatním se ostatně mezi sebou liší přístroje různých výrobců.

### Energetická rozvaha

Při energetické rozvaze určujeme potřebné zesílení jednotlivých stupňů. Vycházíme přitom z údaje citlivosti použitého kmitočtového demodulátoru a ze vstupní citlivosti tuneru. Hodláme-li navrhovat i vstupní jednotku, předpokládáme v prvním přiblížení, že bude mít průměrnou citlivost asi  $1 \mu\text{V}$ , a to obvykle pro odstup s/š 26 dB (v souladu s normou ČSN). Dále můžeme předpokládat, že zisk\* jednotky VKV bude 15 až 20 dB, v extrémním případě až 30 dB (kaskádové nebo kaskádní zapojení předzesilovače).

Zesílení mezifrekvenčního zesilovače určíme z požadavku, že dobrý přijímač má mít absolutní citlivost stejnou jako citlivost pro uvažovaný odstup s/š. Absolutní citlivost u tunerů VKV udáváme vstupním napětím, při němž se zmenší výstupní výkon přístroje o 3 dB

\* ) Zisk udáváme vždy v dB, zesílení jako prosté číslo.

(podle zahraničních norem o 1 dB) proti výstupnímu výkonu při velkém vstupním napětí, tj. při plném omezení.

Jako příklad si uvedeme návrh pro tuner, jehož poměrový detektor má absolutní citlivost 50 mV (měřeno na bázi předchozího tranzistoru). Citlivost použité jednotky VKV pro odstup s/š 26 dB je  $1 \mu\text{V}$ , její zisk je 15 dB. Zisk m zesilovače  $A_v$  musí být

$$A_v = \frac{\text{citlivost poměrového detektoru}}{\text{citlivost jednotky VKV}} = \text{zisk jednotky VKV [dB]}.$$

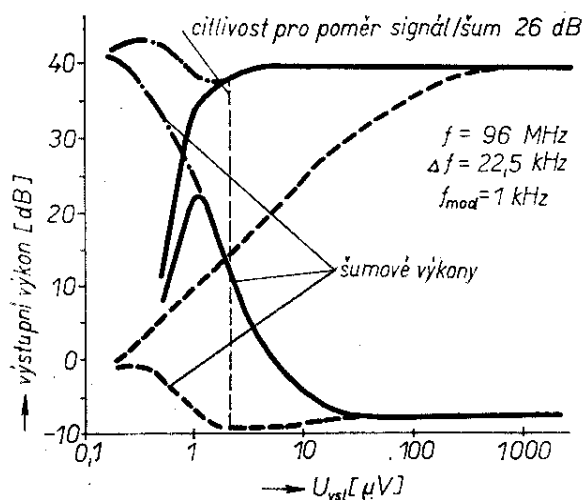
V našem případě odpovídá poměru 50 mV/1  $\mu\text{V}$  zisk 94 dB. Zisk mf zesilovače bude proto

$$A_v = 94 - 15 = 79 \text{ dB, zaokrouhleno na } 80 \text{ dB.}$$

Větší zisk zesilovače již nemá cenu, protože ho nelze využít pro šum předchozí jednotky VKV. Mf zesilovač s menším zesílením než jsme vypočítali je nevýhodný tím, že výstupní napětí tuneru by záviselo na vstupním napětí jednotky VKV. Při dokonalém omezení tomu tak není; ovšem při tomto prvním přiblížení předpokládáme, že omezovací vlastnosti mf zesilovacích stupňů jsou nulové. V praxi tomu ostatně tak bývá – zesilovač omezuje až při dostatečně velkém vstupním napětí (konkrétně u našeho příkladu při napětí větším než odpovídá 50 mV na bázi posledního tranzistoru před detektorem).

Na obr. 1 je plnou čarou vyznačen průběh výstupního mf napětí v závislosti na vf vstupním napětí u správně navrženého tuneru. Čárkované jsou zakreslena šumová a signálová napětí přístroje, který má malé absolutní zesílení. (V obou případech byla použita stejná vstupní jednotka). V prvním případě se od vstupního napětí, odpovídajícímu citlivosti pro odstup s/š 26 dB, výstupní napětí prakticky vůbec nemění, což je podstatný rozdíl a výhoda proti přístroji s malým mf zesílením.

Kdybychom zvětšili zesílení mf zesilovače nad vypočtenou mez, dostaneme průběh, který je v obr. 1 zakreslen čerchovaně. Citlivost pro odstup s/š zůstane stejná jako v předchozích případech. Po této stránce nic nezískáme;



Obr. 1. Výstupní výkon přijímače při modulační a šumový výkon v závislosti na vstupním  $U_f$  napětí (plnou čarou správně navržený přijímač, čárkovaně přijímač s malým a čerchovaně příliš velkým  $m_f$  zesílením)

zato šum mezi stanicemi bude neobvykle silný. Extrémně velký zisk  $m_f$  zesilovače (jak se často mylně soudí) nepřináší tedy žádné výhody, jen starosti – např. jak zachovat stabilitu celého zařízení. (Poznámka: šířka přenášeného pásma všech tří typů  $m_f$  zesilovačů byla shodná.)

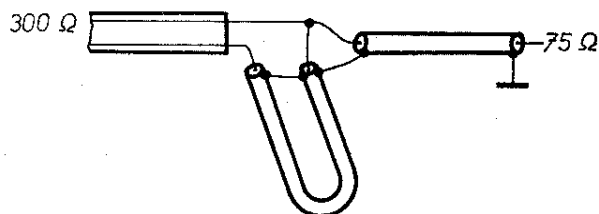
### Antény

Přenosné přijímače VKV FM používají většinou teleskopické čtvrtvlnné antény. Stabilní přístroje mají ovšem vždy svorky (zdířky, zásuvky) pro připojení vnější půlvlnné antény. U nás normalizované anténní impedance jsou  $75 \Omega$  (nesymetrické vedení či přizpůsobení) a  $300 \Omega$  (symetrické vedení či přizpůsobení). Konkrétními návrhy antén se v této publikaci zabývat nebudeme. Ukážeme si jen, jakým způsobem se jednotlivé typy antén připojují ke vstupním obvodům přijímačů.

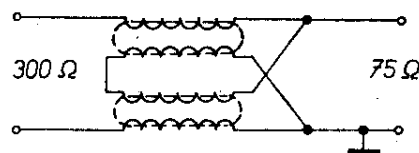
Nejběžnější je volná indukční vazba, tj. připojení antény na zvláštní vinutí vstupního  $U_f$  transformátoru. Tento způsob se používá především u továrních přijímačů, u nichž má konstruktér možnost přesně navrhnout, zhotovit a nastavit vstupní transformátor. V amatérské praxi je výhodnější používat indukční vazbu autotransformátorem, tj. vazbu antény na odbočku vinutí

vstupní cívky. Tato vazba je natolik těsná, že její stupeň je dán převážně počty závitů cívky. U dříve jmenovaného způsobu s volnou vazbou záleží navíc na geometrické poloze obou vinutí vstupního transformátoru. Autotransformátorové zapojení lze ovšem realizovat jen jako nesymetrické. Tuto určitou nevýhodu lze obejít předřazením vstupního symetrizačního, širokopásmového transformátoru, který může být vytvořen půlvlnným sousým vedením (tzv. balunem), viz obr. 2. Toto řešení lze použít jen pro nepříliš široké pásmo kmitočtů, zhruba do přeladění 5%. Pro širokopásmovější zařízení, například jednotku VKV pro dvě pásma, je třeba aplikovat širokopásmový symetrizační transformátor, jehož základní zapojení je na obr. 3. Takové transformátory jsou vestavěny v běžných účastnických šňůrách pro připojení televizních a rozhlasových přijímačů do zásuvek rozvodu společných antén. Vinutí transformátoru má  $4 \times 2,5$  závitů lakovaného drátu o  $\varnothing 0,3$  mm v otvorech feritového jádra (obr. 4). Transformátor přenáší signály s kmitočty asi od 50 do 800 MHz s útlumem přibližně 2 až 3 dB v celém pásmu.

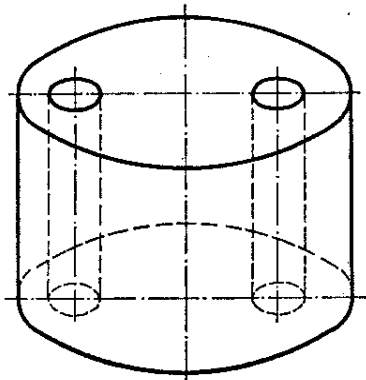
Pro kvalitní příjem je třeba anténu k přijímači VKV přizpůsobit vždy! To se dobře podaří u půlvlnných antén



Obr. 2. Úzkopásmový symetrizační člen v podobě půlvlnného vedení



Obr. 3. Základní zapojení širokopásmového symetrizačního transformátoru



Obr. 4. Feritové jádro pro širokopásmový symetrizační transformátor

(dipólů); velmi obtížně u antén čtvrtvlnných, jejichž impedance je příliš malá, není normalizovaná a navíc je ovlivňována například rozměry skřínky apod.

V poslední době se objevují různé typy feritových antén VKV, a to jak pasívních, tak i aktivních. Aktivní antény mají vestavěn v anténním systému jeden (nebo více) zesilovací tranzistor. Zde je třeba připomenout, že se v žádném případě nehodí pro přijímače VKV jakékoli druhy širokopásmových anténních předzesilovačů, které mají mnoho nežádáných vlastností. Podaří-li se navrhnout širokopásmový předzesilovač s malým vlastním šumem (to je ovšem vzhledem k potřebné šířce pásma prakticky nemožné); budou intermodulace v aktivních prvcích vždy tak velké, že značně zhorší, ne-li znemožní jakýkoli dálkový příjem. Stejně nedostatky vykazují pásmové konvertory pro převod z rozsahu CCIR na OIRT (či opačně).

#### Kmitočtová modulace (FM)

Na rozdíl od modulace AM, u níž se v rytmu modulační informace mění okamžité velikosti amplitudy konstantního nosného kmitočtu, je modulace FM založena na změnách nosného kmitočtu při konstantní amplitudě. Matematickými vzorci kmitočtové modulace se zde nebudeme zabývat; vysvětlíme pouze, ve kterých ohledech je kmitočtová modulace lepší než amplitudová.

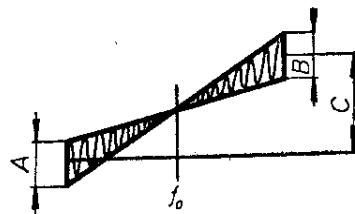
Mezi hlavní výhody kmitočtové modulovaných signálů patří jejich značná

odolnost vůči vnějším rušením. Zdroji rušení jsou především nejrůznější elektrické spotřebiče, stroje, zapalovací systémy motorových vozidel atd. Normy sice předepisují určitý stupeň odrušení, ale praxe je jiná – při laických opravách jsou velmi často odrušovací členy odstraňovány natrvalo. Všechna tato rušení jsou stejného druhu – vznikají jiskřením, a mají proto amplitudový charakter. V přijímačích AM nelze v žádném případě tato rušení eliminovat; v přijímačích FM to jde snadno. Jednotlivé stupně mf zesilovače přijímače FM totiž modulaci AM výrazně omezují, takže výstupní signál je udržován konstantní. Velikost dynamického potlačení amplitudové modulace je u přijímačů FM velmi důležitým parametrem. Měří se tak, že se na vstup přijímače přivádí vf signál modulovaný současně jak kmitočtově, tak amplitudově. Kmitočtový zdvih může být buď 30 % normalizovaného maximálního zdvihu, nebo lépe přímo maximální, tj. 50 kHz pro pásmo OIRT a 75 kHz pro CCIR. Stupeň amplitudové modulace bude v obou případech 30 %. Na osciloskopu připojeném k výstupu přijímače dostáváme obrazec (obr. 5), z jehož rozměrů můžeme snadno vypočítat velikost potlačení amplitudové modulace; používáme vztah

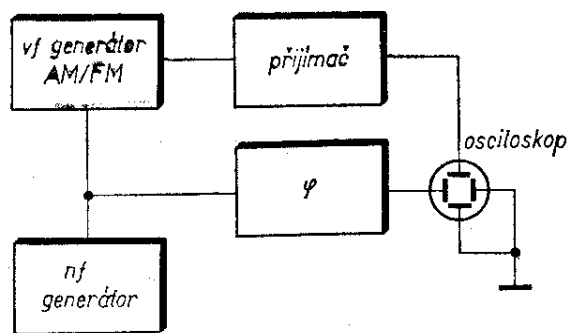
$$P = 0,6 \frac{C}{A + B} \cdot 100 \text{ [%; mm]}.$$

Rozměry  $A$ ,  $B$ ,  $C$  musíme pochopitelně dosazovat ve stejných jednotkách (v mm).

Zapojení úplného pracoviště pro měření potlačení amplitudové modulace je na obr. 6. Vf generátor je amplitudově modulován kmitočtem 1 kHz



Obr. 5. Správný průběh výstupního napětí poměrového detektoru



Obr. 6. Základní pracoviště k nastavování demodulátorů

vnitřním modulátorem. Současná kmitočtová modulace 400 Hz se zajišťuje vnějším nf generátorem, jehož napětí se přes vhodný plynule nastavitelný fázovací člen vede i na vstup horizontálního zesilovače osciloskopu. Velikosti potlačení amplitudové modulace vypočítané podle výše uvedeného vztahu se graficky vyjadřují jako funkce vstupního vf kmitočtu. Měřit lze jak samotný poměrový detektor nebo mf zesilovač, tak celý přijímač.

Stejnou metodou lze měřit tzv. nesymetrické potlačení amplitudové modulace, které se počítá podle odlišného vztahu

$$P_n = 0,6 \frac{C}{A - B} \cdot 100 \quad [\% ; \text{mm}].$$

Správně nastavený přijímač má mít ovšem obrazec symetrický; tehdy je nesymetrické potlačení rovno nekonečnu. V praxi se velikosti nesymetrického potlačení neuvádějí.

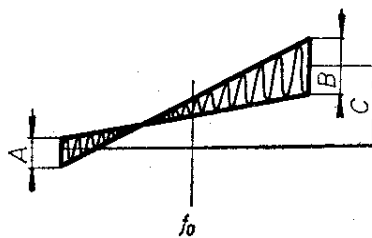
Pokud jde o statické potlačení amplitudové modulace, tj. údaj, který obdržíme porovnáním výstupního napětí při čistě amplitudové modulaci s napětím při modulaci ryze kmitočtové, nemají výsledky návaznost na praxi. Údaj o statickém potlačení ukáže pouze, jak velký je poměr mezi rozkmitem výstupního napětí při kmitočtové modulaci a rozkmitem výstupního napětí při modulaci amplitudové, měřeno ve středu přenosové křivky demodulátoru. Z obr. 5 ovšem vidíme, že zde je potlačení největší. Určitou velikost potlačení lze naměřit pouze při špatně naladěném

poměrovém detektoru (obr. 7). Při tomto měření i velmi nepatrné rozladění od středního kmitočtu však způsobuje velký rozptyl naměřených údajů.

Prakticky jedinou velkou nevýhodou kmitočtové modulace je, že z daného kmitočtového pásma zabírá poměrně velkou část. U amplitudové modulace je šířka zabraného pásma určena pouze šířkou obou postranních pásem. Při rozhlasovém přenosu AM (maximální modulační kmitočet 4,5 kHz) je to tedy 9 kHz. U kmitočtové modulace je kmitočtový zdvih určen nikoli přenášeným modulačním kmitočtem, ale jeho amplitudou. Při maximální modulační amplitudě je maximální i kmitočtový zdvih. Vysílač FM proto zabírá šířku pásma  $\pm 50$  nebo  $\pm 75$  kHz, tedy 100 nebo 150 kHz podle normy, podle níž pracuje. Proto se také vysílání FM rozvíjelo až po zvládnutí techniky vysílání a příjmu v pásmech VKV. Například do celého pásma dlouhých vln by se „vešel“ jen jeden vysílač s kmitočtovým zdvihem 75 kHz.

Pro úplnost uvádíme ještě kmitočtové rozsahy rozhlasových vysílačů FM, pracujících v obou normách. Pásmo OIRT má rozsah 65,5 až 73 MHz, pásmo CCIR 88,5 až 105,5 MHz. Zamořské vysílače mají horní konec pásma CCIR rozšířen až asi do 110 MHz.

Na aktuální otázku, zda lze konstruovat přijímače pro obě pásma, aniž by bylo třeba vzhledem k různým normalizovaným kmitočtovým zdvihům přepínat obvody mf zesilovačů, lze odpovědět kladně. Volíme-li poněkud menší šířku pásma, než by odpovídalo příslušné normě, nezužuje se nf přenášené kmitočtové pásmo jako u amplitudové modulace, jen se poněkud omezuje dynamika přenosu.



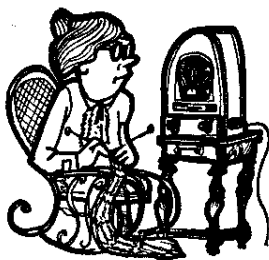
Obr. 7. Průběh výstupního napětí nesprávně nastaveného demodulátoru

V této kapitole, ani v celé publikaci, nebudeme rozebírat pojmy jako modulační index apod., protože nechceme čtenáře zatěžovat matematikou, bez níž bychom se při tom neobešli; tyto pojmy, běžné v technice FM (VKV), nejsou ani k dalšímu výkladu nezbytné.

### Rozbor hlavních parametrů

V moderním pojetí přijímací techniky se na dosahované parametry přijímačů VKV klade zvláštní důraz. Dříve jediné hodnocené parametry jako citlivost, zrcadlová selektivita (popřípadě potlačení mf kmitočtu) poněkud ustupují do pozadí před parametry jinými, důležitějšími. Slyšíme-li, že určitý přijímač VKV má citlivost například  $0,8 \mu\text{V}$ , nemusí to znamenat, že je skutečně kvalitní. Přijímač náchylný k intermodulaci nebo ke křížové modulaci se pro kvalitní dálkový příjem nehodí, byť by měl sebelepší citlivost. Náchylnost ke křížové modulaci je způsobena nelineárnostmi vstupních tranzistorů a závisí i na šířce pásma propustnosti vstupních laděných obvodů. Při velké šířce pásma se na bázi vstupního tranzistoru dostává směs všech signálů v daném přijímaném pásmu a dochází k parazitnímu směřování vstupních signálů základních kmitočtů i jejich harmonických na nelineárním přechodu báze-emitor. Navíc dochází ke směřování takto vzniklých signálů se signálem oscilátoru. Celá tato směs signálů nejrůznějších kmitočtů proniká na směšovací tranzistor a dochází k dalšímu směšování. Tak vzniká nepřehledné množství signálů nových kmitočtů a možností parazitních příjmů. Bude-li mít některý z parazitních signálů kmitočet v oboru žádaného kmitočtu, dojde k příjmu informací dvou vysílačů, popřípadě se objeví různé záznamy.

Z uvedeného je patrné, že se jakost přijímače zvětšuje se zmenšující se propustnou šířkou pásma vstupních obvodů. Na druhé straně zlepšit selektivitu vstupních nebo ji-



ných laděných obvodů vždy vyžaduje i nežádaně zvětšit ztráty v přenosu energie. Tyto ztráty pochopitelně zmenšují zesílení i citlivost přístroje. Vysvětlení je prosté: uvažujme určitý čtyřpól (v našem případě přijímač VKV) bez vstupního laděného obvodu. Měřením určíme jeho citlivost pro daný odstup s/š. Při známém zesílení (a pro dané zapojení) můžeme na vstupní svorky přijímače (na bázi vstupního tranzistoru) přetransformovat jak signálové, tak i šumové napětí. Přidáme-li nyní mezi vstupní svorky a anténu další laděný obvod, který má jisté ztráty, zmenší se napětí, přiváděné na bázi prvního tranzistoru. Šumové napětí však tímto zásahem ovlivněno není. Proto je třeba k dosažení stejného poměru s/š na bázi vstupního tranzistoru zvětšit úroveň vstupního napětí. (Předpokládali jsme, že v každém případě bylo zaručeno správné impedanční přizpůsobení vstupu a že vstupní obvod nedodával vlastní šumové napětí.)

Zmenšení citlivosti pro daný odstup s/š lze velmi snadno určit: ztráty (v dB) v laděném obvodu budou tím větší, čím menší bude poměr  $Q_0/Q_z$  (poměr jakosti nezatiženého a zatíženého obvodu), tj. čím větší bude provozní selektivita obvodu. Situaci lze zlepšit do určité míry zvětšením jakosti  $Q_0$  nezatiženého vstupního laděného obvodu (toho lze dosáhnout pouze zvětšením geometrických rozměrů cívky, popř. použitím doladovacích jader z jakostnějšího materiálu. V praxi jsme ovšem při zvětšování rozměrů cívek omezení – nad určitou hranici se jakost již nezvětšuje a vstupní jednotky nelze samozřejmě neúměrně zvětšovat např. na rozměr, srovnatelný s rozměry celého přijímače).

Stejným způsobem se chová i laděný mezistupňový obvod, jen s tím rozdílem, že u něho se citlivost pro daný odstup signál-šum mění jen nepatrně, zato je však ovlivněno maximální dosažitelné zesílení vstupní jednotky.

Vidíme, že při návrhu vstupních obvodů přijímačů VKV musíme sáhnout ke kompromisům mezi citlivostí, zesílením a vstupní selektivitou. Ilustrujme si tuto skutečnost příkladem: s tran-

zistory KF525 naší výroby, použitými ve vstupních obvodech, můžeme dosáhnout citlivosti až  $0,6 \mu\text{V}$  pro odstup  $s/\Sigma$  26 dB. Takto, na maximální citlivost konstruovaná jednotka se vstupním širokopásmovým obvodem pevně naladěným na střed přijímaného pásma, nebude však příliš kvalitní. Vlastní jakost nezátíženého vstupního laděného obvodu musí ovšem být i v tomto případě dostatečná; průměr cívky byl při experimentu 10 mm. Použijeme-li vstupní jednotku s úzkopásmovým, průběžně laděným obvodem, zmenší se citlivost asi na 1 až  $2 \mu\text{V}$ . Podstatně se však zlepši potlačení křížové modulace a přizpůsobení vstupní impedance k charakteristické impedanci antény. Poměr stojatých vln (PSV) může dosáhnout až 1,2 v celém přijímaném pásmu.

Byla již zmínka o tom, že jednou z nežádoucích vlastností je intermodulace, která mimo jiné vzniká hlavně nestabilitou vlastního oscilátoru. (Jde o nestabilitu způsobenou přítomností rušícího signálu). Rušící signál můžeme, stejně jako v předchozím případě, odstranit zlepšením selektivity vstupního a mezistupňového obvodu. Vysvětleme si ještě podrobněji mechanismus intermodulace: přítomnost rušícího signálu ovlivňuje difúzní kapacitu směšovače a ta opět nastavení kmitočtu oscilátoru. Na intermodulaci jsou zvláště náchylné kmitající směšovače. Kmitočet oscilátoru se mění například v rytmu modulační informace signálu rušícího amplitudově modulovaného vysílače. V jiném případě se může kmitočet oscilátoru měnit změnou amplitudy signálu rušícího vysílače s kmitočtovou modulací; přitom ke změně amplitudy dochází na boku rezonanční křivky vstupních obvodů při změnách okamžitého kmitočtu vlivem modulace.

Parametry přijímačů VKV lze podle důležitosti seřadit asi takto:

1. Potlačení křížové modulace.
2. Potlačení intermodulace.
3. Šumové číslo, popřípadě citlivost pro daný odstup signál/šum.
4. Potlačení zrcadlového kmitočtu.
5. Potlačení mezifrekvenčního kmitočtu.

6. Výkonový zisk jednotky VKV (posuzujeme-li ji samostatně).
7. Kmitočtová stabilita oscilátoru.
8. Maximální dovolené vstupní napětí jednotky VKV.
9. Poměr stojatých vln na vstupu jednotky VKV (přizpůsobení).
10. Odlučitelnost sousedního kanálu.
11. Dynamické potlačení amplitudové modulace.
12. Vyzařování oscilátoru do antény.

K měření intermodulace není zatím k dispozici žádná normalizovaná metoda. Jak si dále ukážeme, patří sem i často udávané potlačení signálu o kmitočtu  $f_p + 1/2f_{mf}$ , jehož údaj určuje stupeň nelinearity přenosových parametrů vstupního aktivního prvku, stupeň přenosu druhé harmonické vstupního signálu mezistupňovým obvodem, zkreslení tohoto signálu v obvodu směšovače a zkreslení signálu oscilátoru. Nežádoucí příjmy vznikají obecně na kmitočtech

$$f_p = \frac{\pm f_{mf} \pm mf_0 \pm of_{ruš}}{n},$$

kde  $f_{mf}$  je mezifrekvenční kmitočet,  $f_0$  kmitočet oscilátoru,  $f_{ruš}$  kmitočet signálu rušícího vysílače a  $m, n, o$  přirozená celá čísla, určující příslušné harmonické jednotlivých složek. Úpravou předchozího výrazu dostaneme vztah, definující, při jakých kombinacích se vyskytuje  $mf$  kmitočet na výstupu jednotky VKV:

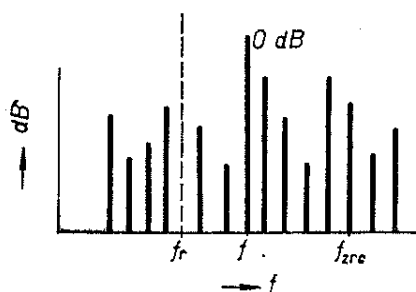
$$f_{mf} = \pm mf_0 \pm nf_p \pm of_{ruš} = \text{konst.}$$

Jednoduchým rozбором zjistíme, že jsou v podstatě tři druhy parazitních příjmů: první vzniká tehdy, není-li přítomen signál rušícího vysílače (sem patří příjem signálů zrcadlových kmitočtů, výše uvedeného signálu o kmitočtu  $f_p + 1/2f_{mf}$  a další). Druhým druhem parazitních příjmů je příjem signálů s kmitočty, vznikající bez přítomnosti kmitočtu oscilátoru ( $m = 0$ ; vyskytuje se řídce). Parazitní příjmy třetího (nejpočetnějšího druhu) jsou důsledkem směšování všech tří uvedených signálů v napětí.



Je zřejmé, že parametry „potlačení  $m_f$  kmitočtu, potlačení zrcadlového kmitočtu a potlačení kmitočtu  $f_p + 1/2f_{mf}$ “ nestačí k úplnému posouzení daného zařízení. To by bylo možné jen po změření všech diskretních kmitočtů, při nichž došlo k parazitním příjmům, popřípadě po definování některých výjimečných představitelů jednotlivých příjmů. V praxi se uvedené parametry měří tím způsobem, že se na vstup přijímače (přes vhodný slučovací člen) přivádí z generátoru  $\omega_f$  napětí současně s rušícím signálem o napětí 100 mV. Jednotka VKV je při tom naladěna na určitý kmitočet.  $\omega_f$  generátor pak přeladujeme v určité oblasti a zaznamenáváme příslušné parazitní příjmy a velikosti jejich potlačení vzhledem k žádanému signálu. Zdůrazňujeme, že postup není normalizován, kmitočty, při nichž se měří, jsou jen doporučeny: pro pásmo OIRT je jednotka VKV naladěna na příjem kmitočtu 70 MHz, rušící signál má kmitočet 66 MHz a generátor se přeladuje v pásmu 66 až 94 MHz. Odpovídající údaje pro pásmo CCIR jsou 96 MHz, 91 MHz a jednotka se přeladuje v pásmu 80 až 120 MHz. Vzniklé diskretní příjmy se graficky znázorňují; příklad je na obr. 8.

Odolnost přijímače proti intermodulaci lze posoudit z měření stability kmitočtu oscilátoru v závislosti na vstupním  $\omega_f$  napětí a napětí rušícím. Pro úplnost si uvedeme několik údajů, příslušejících typickým představitelům jednotlivých druhů jednotek VKV. Zapojení s germaniovými tranzistory a kmitajícím směšovačem (bez zavedení účinného AVC na vstupní tranzistor) mají maximální dovolené vstupní napětí



Obr. 8. Diskretní kmitočtové spektrum parazitních příjmů ( $f = f_p$ )

30 až 35 mV. Od tohoto napětí výše je změna oscilačního kmitočtu tak velká, že se celé zařízení rozkmitá relaxačními kmity. Hranice přebuzení u křemíkových tranzistorů se posouvá až na několik voltů. Pro unipolární tranzistory není hranice dosud jednoznačně určena, protože se současně většinou používá účinné AVC. Navíc většina jednotek VKV s unipolárními tranzistory používá na vstupu kaskádová nebo kaskádní zapojení s velkým rozsahem řízení AVC.

Měření šumového čísla šumovými generátory je dostatečně známé; proto se jím nebudeme zabývat. Navíc pro přijímače jako celky se více vžilo udávání citlivosti pro určitý odstup signál/šum. I zde je ovšem třeba dodat, že způsobů udávání citlivosti přijímačů existuje více druhů. Při posuzování jakosti přijímačů proto musíme rozlišovat, o jaký typ citlivosti jde. Podle normy ČSN 36 7091 měříme citlivost pro odstup s/š 26 dB při zdvihu budícího signálu rovnému 30% maximálního zdvihu. Pro pásmo OIRT je tak normalizován zdvih 15 kHz, pro CCIR podle uvedené metody zdvih 22,5 kHz.

Podle normy IHF se měří s kmitočtovým filtrem na výstupu. Modulační zdvih je 50 kHz. Opět jiným způsobem se měří citlivost např. při zdvihu 40 kHz, a to pro poměr s/š 26 nebo 30 dB. Uvedený výčet způsobů měření není zdaleka úplný. Jindy se též setkáme s údajem „absolutní citlivost“ pro určitý pokles výstupního napětí vzhledem k napětí při plném omezení. Normalizované velikosti poklesu jsou 1 nebo 3 dB. Výsledný údaj odpovídá v podstatě zesílení  $\omega_f$  obvodů přijímače až po bázi tranzistoru před poměrovým detektorem. Tento údaj je velmi výhodný především při hledání závady v přijímači. Má-li některý z  $m_f$  stupňů malé zesílení, nemusí se totiž zhoršit citlivost pro daný odstup s/š. Citlivost pro dané omezení se ovšem zhorší podstatně. Při vývoji lze pak měřit citlivost pro každý stupeň samostatně.

Měření potlačení zrcadlového a  $m_f$  kmitočtu, jak již bylo řečeno, je zvláštním případem vyhodnocení křížové

modulace. Při měření se nepoužívá rušící signál. Jednotka se nejprve naladí na příjem signálu o kmitočtu, při němž se bude měřit. Pomocí vf generátoru určíme jmenovitou maximální citlivost (přijímač nesmí být přebuzen, nesmí pracovat omezovací stupně). Potom se generátor nastaví na mf kmitočet a určí se, o kolik dB se musí zvětšit vstupní napětí, aby bylo dosaženo původní výstupní úrovně. Toto zvětšení v dB pak udává velikost potlačení. (Podle normy se takto naměřený údaj nazývá poměr interferenčního zkreslení pro mf signál).

Při měření potlačení zrcadlového signálu postupujeme stejným způsobem, na generátoru však nastavujeme kmitočet o dvojnásobek mf kmitočtu vyšší nebo nižší než je kmitočet, na který je jednotka nastavena. V převážné většině případů je kmitočet oscilátoru vyšší než kmitočet, na němž se přijímá. Proto bude i zrcadlový kmitočet vyšší než kmitočet vstupního signálu. Polohou zrcadlového kmitočtu můžeme při amatérském vývoji zkontrolovat, zda v pásmu nedochází k nežádoucímu křížení signálu oscilátoru a vstupního signálu, což se u nesprávně nastavených jednotek vyskytuje dost často. Závada se projeví značným zmenšením citlivosti ve středu přijímaného pásma, popřípadě rozkmitáním celého zařízení při příjmu signálu určitého kmitočtu.

Výkonové zesílení jednotky VKV určujeme tak, že na její výstup připojíme komplexní zátěž (má být vždy udána výrobcem), na níž pak změříme, jaký je poměr výstupního napětí k původnímu napětí bez zátěže. Při znalosti vstupní impedance jednotky a reálné složky zatěžovací impedance pak výkonové zesílení vypočteme ze vztahu

$$A = \left( \frac{U_2}{U_1} \right)^2 \frac{R_{vst}}{R_z},$$

kde  $U_1$  je vstupní napětí,  
 $U_2$  výstupní mf napětí,  
 $R_{vst}$  charakteristická vstupní impedance a  
 $R_z$  reálná složka výstupní zatěžovací impedance.

K získání hodnověrných údajů je nutné zapojovat na výstup jednotky

komplexní zátěž. Výstupní obvody jednotek jsou totiž obvykle řešeny jako pásmové propusti, u nichž je přenos závislý na stupni vazby. Stupeň vazby  $kQ$  je ovšem závislý i na jakosti obvodů, jež je zase ovlivněna (při určitém zatěžovacím odporu) kapacitou kondenzátoru nebo indukčností cívky laděného obvodu. Paralelně k této kapacitě nebo indukčnosti se vždy řadí (způsobem závislým na zapojení) přetransformovaná imaginární složka zatěžovací impedance.

Obdobným způsobem lze určovat zesílení jednotky VKV v celém přijímači měřením citlivosti pro určité zmenšení výstupního napětí pod omezení. Způsob měření byl podrobně popsán dříve.

Dalším důležitým parametrem je kmitočtová stabilita oscilátoru, a to její závislost na napájecím napětí a změně okolní teploty. Na tuto stabilitu má velký vliv správné nastavení zpětnovazebních a korekčních prvků v oscilátorovém obvodu. V každém případě se musí dbát na to, aby fáze zpětnovazební strmosti (určená včetně všech vazebních prvků) byla 0 nebo 180°. Jinak oscilátor nekmitá přesně na kmitočtu laděného obvodu, ale na takovém kmitočtu, při němž je splněn výše uvedený požadavek. Potom i velmi malé změny fáze strmosti tranzistoru mají za následek poměrně velké změny kmitočtu oscilátoru. Velkou roli při tom hraje i jakost použitého rezonančního obvodu. Přesného nastavení fáze strmosti u křemíkových tranzistorů se dosahuje například připojením kondenzátoru mezi emitor a zem. Kapacita tohoto kondenzátoru závisí na pootočení fáze strmosti použitého tranzistoru. U germaniových tranzistorů typu OC170 se k správnému nastavení fázování využívá indukčnosti cívky.

Optimální nastavení teplotní stabilizace oscilátoru je velmi obtížné. Stabilita závisí nejen na teplotních závislostech parametrů tranzistoru, ale v hlavní míře na tep-



lotních závislostech použitých pasivních prvků, tj. kondenzátorů a cívek a na geometrických dilatacích (roztlačnosti) všech dalších prvků včetně spojové desky atd. Jisté je, že i permitivita (dielektrická konstanta) základního materiálu spojové desky má na teplotní stabilitu oscilátoru velký vliv. V praxi se vlivům změn teploty bráníme používáním kondenzátorů, jejichž dielektrikum má vhodnou teplotní závislost. Například pro kompenzaci teplotní závislosti feritových jader jsou vhodné kondenzátory s rutilitovým dielektrikem.

Vlastnosti každého zesilovacího zařízení, a u tranzistorového to platí dvojnásob, jsou určovány také velikostí budicího napětí. U vstupních jednotek, které je třeba navrhovat se zvláštním zřetelem na zpracování velmi malých signálů, je závislost jejich vlastností na velikosti vstupního napětí velmi choulostivá. Zmínili jsme se již, že například při překročení určitého vstupního napětí může dojít ke skokovým změnám oscilačního kmitočtu a k relaxačním kmitům celého čtyřpólu. Dalším nežádoucím jevem při přebuzení je zmenšení stability vstupního předzesilovače. V praxi se vstupní předzesilovací stupně jednotek VKV řeší obvykle dvěma způsoby. Buď se používá tranzistor v zapojení se společnou bází bez neutralizace, nebo v zapojení se společným emitorem a s neutralizací. V obou případech je stabilita zesilovacího stupně závislá nejen na obvodových prvcích, ale především na parametrech použitého tranzistoru. Dokud budicí napětí nepřekročí určitou mez, jsou parametry tranzistoru zhruba konstantní. Při dalším zvětšování napětí se však proud tekoucí tranzistorem počne měnit a charakteristiky tranzistoru se značně zakříví. Navíc se změní i zpětnovazební parametry a může dojít k rozkmitání jinak velmi stabilního stupně. Zlepšení lze dosáhnout jedině zavedením účinného vyrovnávání citlivosti (AVC) do vstupních obvodů jednotek VKV. Pouhé řízení proudu (a tím i zisku) vstupního tranzistoru ovšem nepostačí; změnou proudu se mění i vstupní impedance – tak by se zhoršil poměr stojatých vln. Moderní

řešení spočívají např. v aplikaci tzv. diod PIN, zapojených jako článek T nebo II na vstup jednotky. Zde lze v celé řídicí oblasti dosáhnout velmi přesného přizpůsobení na vstupní straně. Tento způsob se však prozatím (pro velké náklady) v rozhlasových přijímačích nepoužívá. Závěrem možno konstatovat, že každý aktivní čtyřpól má svou určitou hranici vstupního napětí, kterou nelze v žádném případě překročit.

Další v řadě poměrně důležitých parametrů je přizpůsobení vstupní impedance k charakteristické impedanci antény. Při příjmu místních vysílačů a při poměrně krátkém anténním přívodu se tímto problémem nemusíme zabývat. Důležitost tohoto parametru však vystoupí do popředí při dálkovém příjmu, zvláště tehdy, musíme-li použít velmi dlouhý anténní svod. Vznik stojatých vln na dlouhém vedení může značně omezit počet přijímaných stanic. Přitom zkrácení nebo prodloužení svodu o relativně malou délku 1 až 2 m může situaci výrazně zlepšit – to však platí jen pro část možného přijímaného pásma; ve zbylých částech pásma se může příjem naopak zhoršit.

Poměr stojatých vln (PSV) je poměr skutečné vstupní impedance k charakteristické impedanci antény. Výsledné číslo je vždy větší než 1. V katalogových listech pro daný přijímač nebo jednotku VKV se udává pouze jedno číslo, které odpovídá maximálnímu nepřizpůsobení v celém požadovaném kmitočtovém pásmu. K měření nepřizpůsobení se používají tzv. reflektometry nebo vhodné měřiče impedance, které však musí mít správnou charakteristickou impedanci. Ze zahraničních přístrojů je vhodný např. měřič impedance ZG-Diagraph firmy Rohde a Schwarz. N. p. TESLA (Brno) již rovněž podobný přístroj vyrábí.

Odlučitelnost sousedního kanálu je velmi důležitý parametr tehdy, zajímá-li nás především dálkový příjem, pro nějž máme velmi dobré podmínky. Tento parametr je ovlivňován hlavně typem použitého kmitočtového detektoru. Běžný poměrový detektor nebo fázový diskriminátor, o počítacím nebo koin-

cidenčním detektoru nemluvě, je schopen demodulovat všechny signály, které jsou na něj přiváděny. Mezi ně patří i signály na bocích jeho demodulační křivky. Nacházejí-li se dvě stanice blízko sebe, jsou proto demodulovány současně. V lepším případě se slabší potlačí. Údaj, o kolik musí být sousední stanice silnější než žádaná, se nazývá odlučitelnost pro sousední kanál. V zahraniční literatuře se setkáváme s pojmy „Capture ratio“ a „Gleichwellenselektivität“. Odlučitelnost lze zlepšit zúžením pásma propouštěného mř zesilovačem nebo použitím zvláštních zapojení kmitočtových detektorů. Oba způsoby lze kombinovat. O zúžení pásma mř zesilovače se zmíníme v příslušné kapitole; zde se krátce zastavíme u některých zapojení detektorů, které mají z hlediska odlučitelnosti sousedního kanálu výhodné vlastnosti. Konkrétní zapojení si ovšem probereme až v části, věnované detektorům.

Detektory, které nás teď zajímají, využívají v principu vhodně upravený mř signál. Úprava spočívá buď v tom, že přiváděný mř kmitočet přímo ovlivňuje kmitočet pomocného oscilátoru (synchronizuje jej) a teprve pak je signál demodulován, nebo v tom, že se zvláštním měničem (opět s pomocným oscilátorem) mění mř kmitočet na jiný, například 2,14 MHz (synchronodetektor), který se posléze demoduluje. Při použití moderních integrovaných obvodů, v nichž není třeba z ekonomických důvodů omezovat počet aktivních prvků, se k tomuto účelu využívá monostabilního multivibrátoru. Při slabém signálu je multivibrátor v klidu, takže automaticky plní funkci umlčovače (tichého ladění). Zvětší-li se budicí napětí na určitou mez, multivibrátor začne pracovat a na jeho výstupu se objeví konstantní napětí o kmitočtu daném budícím signálem (jeho kmitočtem). Toto napětí se demoduluje běžným způsobem.

Společnou vlastností obou způsobů



řešení je to, že mohou pracovat pouze na jediném kmitočtu. Tím je dáno, že demodulován může být jen jeden vstupní signál. Výjimečné vlastnosti těchto obvodů byly skutečně prokázány při jejich praktické realizaci.

Posledním parametrem, který zde blíže probereme, je dynamické potlačení amplitudové modulace. (O způsobu měření i měřicím pracovišti jsme již mluvili). O velikosti potlačení amplitudové modulace rozhoduje řada činitelů. Jedním z nich je stupeň omezení v mř zesilovači, druhým omezení samotným kmitočtovým detektorem. Často používaný poměrový detektor má sám o sobě velmi dobré omezovací vlastnosti pro střední vstupní napětí. Ovšem jeho energetická účinnost je velmi malá. Při použití integrovaných obvodů, které mají velké zesílení a vynikající omezovací schopnosti, lze použít běžný diskriminátor, který sice sám neomezuje, ale má dobrou účinnost. Velmi dobré omezovací vlastnosti mají i shora jmenované zvláštní typy detektorů. Při návrhu ovšem musíme dbát na správné rozložení zesílení na jednotlivé stupně.

Z toho, co bylo řečeno, je zřejmé, že velkou většinu důležitých parametrů určuje jednotka VKV. Právě u ní musí být kladen důraz na proporcionalitu všech parametrů. Můžeme přitom však tvrdit, že neúměrné zlepšení jednoho parametru znamená vždy zhoršení druhého nebo i několika dalších parametrů.

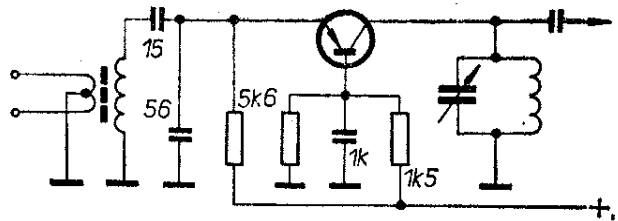
## Vstupní jednotky

### Vstupní obvod

V dnešní době je prakticky odzvoněno všem typům jednoduchých vstupních jednotek VKV. Jedna zahraniční firma např. v určitém období vyvinula pro přenosný přijímač jednotranzistorový vstupní díl. V oné době jeho parametry vyhověly. Dnes by tento vstupní díl neobstál, a to pro špatné vlastnosti vzhledem k intermodulaci a křížové modulaci a také pro vyzařování signálu oscilátoru. Vyzařování signálu oscilátoru je parametr, který jsme sice v minulých

odstavcích neprobírali, který je však též důležitý – v zahraničí např. existuje norma, předepisující maximální velikost vyzařování. Aby se oscilační napětí nedostávalo na anténní svorky, zařazuje se v současné době vždy před směšovač v předzesilovač. Jeho hlavní význam je ovšem v tom, že zvětšuje citlivost pro daný odstup s/š. Každý směšovací stupeň se vyznačuje značným šumem. Šum předzesilovačů je naopak malý. Při dostatečném zisku předzesilovacího stupně lze dosáhnout toho, že šumové číslo jednotky VKV je určeno převážně pouze šumem předzesilovače.

Na vstupní díly jednotek VKV používáme vždy tranzistory s velkým zesílením v uvažovaném pásmu a s malým vlastním šumovým číslem. Zapojení velmi jednoduchého předzesilovacího stupně je na obr. 9. Jde o zapojení se společnou bází, jehož výhodou je především to, že je není třeba neutralizovat a že tranzistor v zapojení se společnou bází má vyšší mezní kmitočet vzhledem k zapojení se společným emitorem. Z toho vyplývá, že mezní kmitočet tranzistoru může být i značně nižší než pracovní. Zapojení má však velkou nevýhodu: vnitřní zpětná vazba v tranzistoru způsobuje vždy určitou kladnou vazbu ve stupni, která sice částečně zvětšuje zesílení, ale mění selektivitu vstupního obvodu. Dále je třeba vždy dodržet při návrhu tohoto zesilovače (stejně jako u všech obvodů bez neutralizace) jistou rezervu zesílení, aby byla zaručena stabilita. Maximální zisk stupně s tranzistorem OC170, zapojeným podle obr. 9, je asi 10 dB. Ztráty v laděných obvodech však zisk zmenšují. Je-li vstupní obvod širokopásmový, můžeme počítat s útlumem vstupního signálu 3 až 4 dB. Úzkopásmový vstupní přizpůsobovací transformátor má útlum až 10 dB podle šířky propouštěného pásma. (Čím je propouštěné pásmo užší, tím větší jsou ztráty). K dalším ztrátám dochází na laděném obvodu v kolektoru tranzistoru. Má-li použitý tranzistor malé výkonové zesílení, lze připojovat kolektor na celé vinutí (obr. 9). Moderní tranzistory vyžadují však (z důvodů stability) připojit ko-



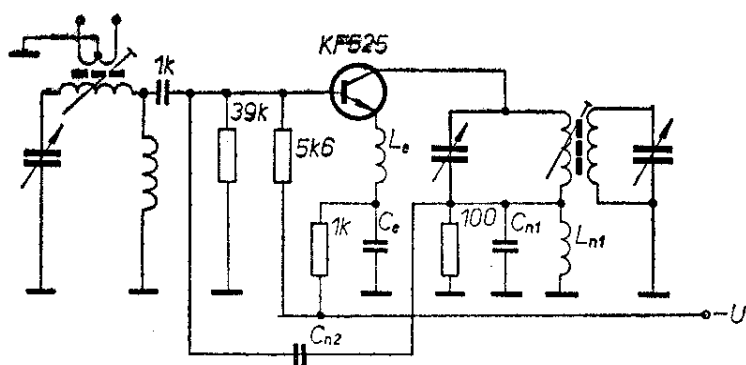
Obr. 9. Vstupní předzesilovač s tranzistorem v zapojení se společnou bází

lektor na odbočku laděného vinutí. Tím se sice přidavné ztráty zvětšují, současně se však zlepšuje stabilita stupně i selektivita a stálost nastavení při změnách pracovního bodu tranzistoru. Z toho všeho vyplývá, že velikost zesílení lze příznivě ovlivnit pouze tím, že použijeme tranzistor s malými průnikovými kapacitami.

U dílů VKV se setkáváme převážně s dvoubodovým souběhem, což vede obvykle ke zmenšení výkonového přenosu ve středu pásma. Poměrně konstantního zesílení v celém zpracovávaném pásmu lze dosáhnout vhodnou volbou šířky pásma vstupního širokopásmového obvodu, který má maximální přenos právě ve středu pásma. Návrh takového obvodu je však velmi obtížný a pro amatérské účely prakticky nemožný. Přízpusobení tu nezávisí pouze na převodu vstupní a výstupní indukčnosti, ale ve velké míře na součiniteli vzájemné vazby. Tento součinitel je kromě jiného určen geometrickými rozměry cívky a polohou jednotlivých vinutí.

Naprostou nutným přístrojem k nastavení vstupních obvodů je například ZG-Diagraph (Rohde a Schwarz), na němž lze snadno zjistit závislost vstupní impedance na kmitočtu. Současně jím lze měřit přenos výkonu obvodem.

Další, avšak méně často používané zapojení předzesilovače je na obr. 10. Jde o předzesilovač s tranzistorem v zapojení se společným emitorem, u něhož je vnitřní zpětná vazba (v tranzistoru prakticky vždy) záporná, takže zmenšuje zesílení. Z tohoto důvodu se musí stupeň vždy neutralizovat; v uvedeném zapojení je použita můstková neutralizace. Ta má tu výhodu, že vhodnou volbou neutralizačních kondenzátorů  $C_{n1}$  a  $C_{n2}$

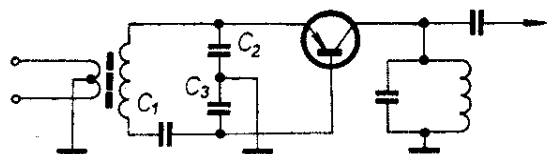


Obr. 10. Vstupní předzesilovač s tranzistorem v zapojení se společným emitorem

lze dosáhnout správné neutralizace i v širokém rozsahu kmitočtů. Obecnou nevýhodou zapojení se společným emitorem je potřeba tranzistorů s vysokým mezním kmitočtem, a to v praxi vždy vyšším, než je nejvyšší přijímaný kmitočet. Tato nevýhoda ztrácí dnes poněkud svůj význam; mezní kmitočty běžných moderních tranzistorů (typu mesa nebo planárních) jsou převážně vyšší než 500 MHz.

Lze tvrdit, že v každém případě má zapojení se společným emitorem (při správné neutralizaci) mnohem větší výkonové zesílení, než zapojení stejného tranzistoru bez neutralizace. Neutralizací (popřípadě unilaterizací) můžeme v praxi dosáhnout maximálně možného teoreticky určeného zesílení.

Jiným typem neutralizovaného zapojení, které se dříve velmi často používalo, je tzv. zapojení mezielektrodově uzemněné, při němž nemá tranzistor uzemněn ani emitor, ani bázi. Základní uspořádání je na obr. 11. Pro jednoduchost nejsou na obrázku zakresleny odpory v napájecí větvi. Kapacita kondenzátoru  $C_1$  ovlivňuje přizpůsobení obvodu ke vstupu tranzistoru, tj. šířku propouštěného pásma. Vlastnosti zapojení určuje především dělič  $C_2, C_3$ . Má-li konden-

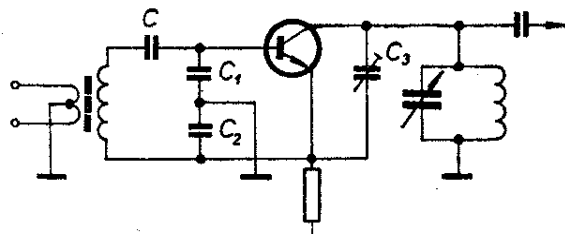


Obr. 11. Vstupní předzesilovač s tranzistorem v mezielektrodově uzemněném zapojení

zátor  $C_2$  velkou kapacitu, přechází obvod v zapojení se společným emitorem. Naopak, bude-li mít velkou kapacitu kondenzátor  $C_3$ , dostáváme zapojení se společnou bází. Při správné volbě poměru kapacit obou kondenzátorů je zajištěna optimální neutralizace. Z principu však vyplývá, že se neutralizují jen imaginární složky zpětnovazební admitance.

V dokonalejších zesilovačích, např. s unipolárními tranzistory, lze jednotlivé stupně unilaterizovat. Při unilaterizaci se neutralizují jak imaginární, tak reálné složky zpětnovazební admitance. Toto zapojení je na obr. 12. Vhodnou volbou poměru kapacit kondenzátorů  $C_1$  a  $C_2$  se nastavuje neutralizace reálných složek proměnným kondenzátorem  $C_3$ , pak neutralizace složek imaginárních. V poslední době se mezielektrodově uzemněné zapojení používá poměrně zřídka, asi proto, že (podle mnoha zahraničních autorů) zapojení má nevýhodné vlastnosti vzhledem ke křížové modulaci.

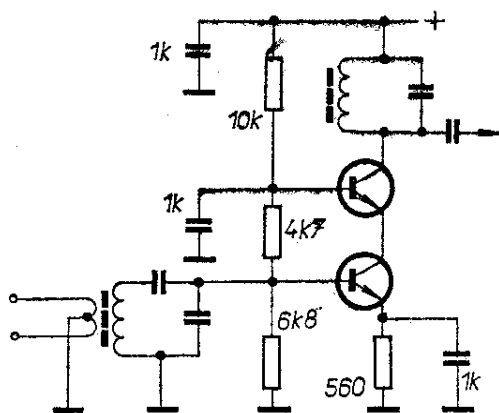
Dalšími typy vstupních předzesilovačů u jakostnějších přijímačů vyšších tříd jsou různé zesilovače s více tranzistory v kaskádním nebo kaskádovém zapojení. Kaskádního zapojení s unipolárními tranzistory (FET) používá například firma Grundig. Oba předzesilovací tranzistory jsou zapojeny se společnou bází. Častěji však vidíme zapojení kaskádové, u něhož vstupní tranzistor pracuje se společným emitorem, druhý tranzistor pak v zapojení se společnou bází. Oba stupně bývají obvykle propojeny galvanicky. Kaskádové za-



Obr. 12. Unilaterizace mezielektrodově uzemněného zapojení vstupního předzesilovače

pojení tak s výhodou využívá vlastností vstupního zesilovače se společným emitorem, tj. velkého vstupního odporu, značného zesílení a malého šumu. Druhý tranzistor (se společnou bází) pak zaručuje velmi malý vstupní odpor, takže zapojení není třeba neutralizovat. Další výhodou je, že i když je impedance budicího generátoru značná, lze dodržet velkou výstupní impedanci celého zesilovače – což je důležité proto, aby laděný obvod v kolektoru nebyl příliš tlumen. Zesílení kaskádového zesilovače je ovšem prakticky stejné jako zesílení jednotranzistorového stupně (se společným emitorem a dobrou neutralizací). Jedinou, zato však velkou výhodou tedy je, že se obejdeme bez neutralizace. Základní zapojení jednoduchého kaskádového zesilovače je na obr. 13.

Pro objasnění a výklad činnosti bude účelné vysvětlit si některé funkční rozdíly mezi bipolárními a unipolárními tranzistory. Pro základní úvahy budeme předpokládat, že uvažovaný tranzistor pracuje v zapojení se společným emitorem. Běžný, bipolární tranzistor musí mít bázi polarizovanou stejně jako kolektor – například tranzistor n-p-n má na kolektoru kladné napětí a na bázi vůči emitoru opět určité kladné napětí, které je u germaniových typů asi 0,5 V a u typů křemíkových asi 0,7 V. Pro parametry  $\gamma$  zde platí, že vstupní admitance je velká a výstupní malá. Naproti tomu unipolární tranzistory mají na základní elektrodě (bázi, elektroda G) napětí opačné polarity než je napětí na



Obr. 13. Zapojení kaskádového předzesilovače

kolektoru (elektrodě D); pro lepší pochopení si můžeme představit, že jsou polarizovány jako elektronky. Dále je u těchto tranzistorů typické, že vstupní i výstupní admitance dosahují značných velikostí. V určitém případě lze proto základní vstupní elektrodu připojovat přímo na laděný obvod, aniž by byl laděný obvod neúměrně tlumen. Unipolární tranzistory se vyrábějí ve dvou provedeních. Typy FET mají základní elektrodu oddělenou od kolektorové cesty diodovým přechodem, polarizovaným v závěrném směru. U nás vyráběné tranzistory typu MOSFET mají základní elektrodu oddělenou od kolektorové cesty kysličíkovým přechodem. Jejich jistou výhodou je, že mají proti typům FET mnohem větší vstupní odpor. Ovšem jejich velkou nevýhodou je velmi malé dovolené vstupní napětí. Při překročení určitého vstupního napětí se kysličíková vrstva prorazí a tranzistor je znehodnocen. Podle předpisu výrobce musí mít tyto tranzistory při dopravě a manipulaci zkratovány všechny elektrody. Zvláštní opatrnosti je třeba při pájení vývodů tranzistoru do obvodu, protože například statický náboj páječky proti kostře přístroje stačí ke zničení tranzistoru.

Pro úplnost je třeba zmínit se ještě o jednom druhu unipolárních tranzistorů, o prvku se dvěma vstupními elektrodami (dual gate). Tyto tranzistory mají určité přednosti, jako například možnost řízení zisku, menší zpětnovazební kapacitu apod. Podrobněji se jimi nebudeme zabývat, protože jsou u nás na trhu dosud prakticky nedostupné.

V současné době, posuzováno z hlediska světového trhu, jsou přijímače osazené ve vstupních dílech unipolárními tranzistory v menšině proti typům s bipolárními tranzistory. Lze tvrdit, že tomu tak není jen pro určitou novost unipolárních tranzistorů; někteří výrobci, kteří do výroby přijímačů unipolární tranzistory zavedli, od nich zase upouštějí. (Dodejme však, že jiní je zase zavádějí). Na základě měření lze dnes říci, že používání unipolárních tranzistorů ve vstupních obvodech je do určité míry módní záležitostí, technicky

ne zcela opodstatněnou. Toto tvrzení opět platí pouze v současné době a dalším vývojem jak prvků, tak i obvodů, může být brzy vyvráceno.

Všimněme si blíže některých důvodů, pro něž jsou tranzistory FET kritizovány. Jejich strmost je dosud mnohem menší než strmost tranzistorů bipolárních a jejich průniková zpětnovazební kapacita je zase větší. Hodně vadí také velké rozdíly čtyřpólových parametrů. Při návrhu vstupních obvodů s unipolárními tranzistory lze sice celý laděný obvod připojit přímo na vstupní elektrodu tranzistoru, ale v každém případě se stupeň musí neutralizovat, což vzhledem k velké zpětnovazební kapacitě přináší potíže se stabilitou. Navíc jsou ještě další parametry unipolárních tranzistorů velmi závislé na nastavení stejnosměrného pracovního bodu. To vše v praxi vede k tomu, že se vstupní obvod nepřipojuje na základní elektrodu celý a obvody se musí řešit tak, že nemohou plně využít zesilovacích možností tranzistorů FET. Neutralizaci je třeba nastavovat v každém případě u každého zesilovače individuálně.

Všechny uvedené nevýhody je však třeba konfrontovat s kvalitativním přínosem tranzistorů FET: mají malé šumové číslo a delší převodní charakteristiku, jež dovoluje konstruovat jednotky VKV velmi odolné proti křížové modulaci. Tyto výhody nejsou však do určité míry směrodatné, neboť moderní bipolární, ultralinearní tranzistory, použité ještě ve zvláštních linearizujících zapojeních, dovoluji konstruovat jednotky VKV s lepšími vlastnostmi, než mají jednotky s dosud používanými tranzistory FET. Báze tranzistorů musíme ovšem připojovat na odbočky laděných obvodů, což má jinak výhodu v tom, že se zmenší vliv zpětnovazební kapacity. Nevyhnutelné zmenšení zesílení je kompenzováno podstatně větší strmostí bipolárních tranzistorů.

(Firma Telefunken nabízí například ultralinearní tranzistor typu BF314.)



Měřením bylo zjištěno, že tranzistory KF525 naší výroby mají v zapojení linearizovaného předzesilovače VKV se společným emitorem s uvedenými tranzistory shodné vlastnosti.

Na základě měření lze dále jednoznačně tvrdit, že i parazitní příjmy vlivem křížové modulace a intermodulace jsou u jednotek VKV s bipolárními tranzistory menší než u jednotek s tranzistory unipolárními. To platí pro jednotky měřené podle norem, tj. při napětí rušícího vysílače 100 mV. Je možné, že pro větší rušivá napětí jsou lepší jednotky s tranzistory FET. Norma ovšem určuje způsob měření, od něhož nelze v žádném případě ustoupit, máme-li dosáhnout srovnatelných výsledků.

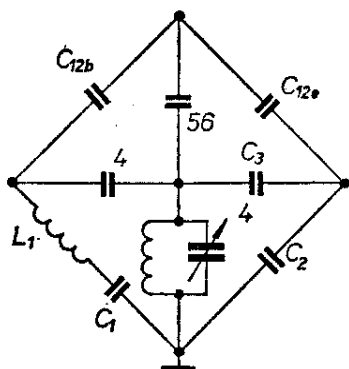
Abychom se v naší publikaci vyrovnali s unipolárními tranzistory i v obecnějším použití, probereme si ještě možnosti použití tranzistorů FET ve směšovacím stupni jednotky VKV. V laboratorním provedení je směšovací stupeň osazený unipolárním tranzistorem nejméně o řád lepší než stupeň s tranzistorem bipolárním. V praxi je ovšem problematické dodržet nezkrácené optimální oscilační napětí pro tranzistor FET kolem 1 200 mV. (Optimální oscilační napětí bipolárních tranzistorů je 150 až 200 mV). Ve snaze zvětšit oscilační napětí musíme oscilátor velmi těsně navázat na směšovač, tj. odebírat napětí z velmi „vysoké“ odbočky laděného vinutí – pak je ovšem oscilátor značně ovlivňován všemi nežádoucími změnami kapacit směšovače, takže se zhorší kmitočtová stabilita. Těsné navázání rovněž znamená, že z oscilátoru vedeme na směšovač i signály řady vyšších harmonických složek oscilačního napětí. Stupeň je proto více náchylný na příjem parazitních kmitočtů.

Z rozboru je vidět diskutabilnost použití unipolárních tranzistorů ve vstupních obvodech. V jiných dílech, které pracují na nižším kmitočtu, však přináší použití těchto tranzistorů četné výhody.

### Směšovací stupeň

Jednodušší vstupní jednotky používají převážně tzv. kmitající směšovač,





Obr. 15. Obvody kmitajícího směšovače, překreslené do tvaru můstku

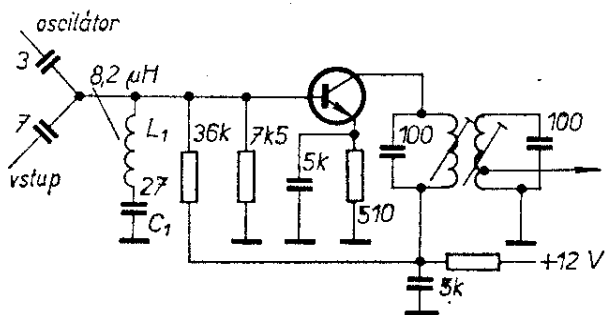
$$C_2 = \frac{C_{12e}}{C_{12b}} \frac{C_1}{1 - \omega^2 L_1 C_1}$$

Pouze v tomto případě bude tranzistor správně nastaven pro funkci jako mf zesilovač.

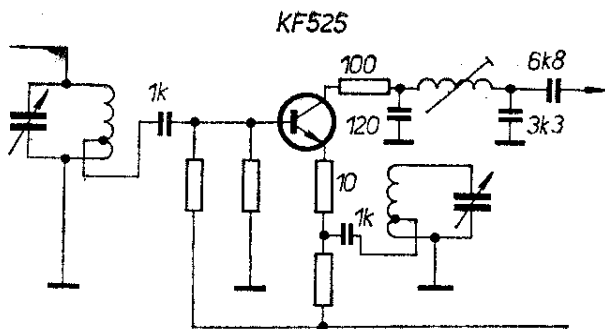
U některých lacinějších typů jednotek VKV se neutralizace nastavuje tak, že se pro mf kmitočty zavádí mírná kladná zpětná vazba. Kolektorový obvod je pak částečně odtlumen, takže se dosahuje větší selektivity. Kromě toho se částečně zvětší i zesílení stupně. K obrázku 14 ještě dodáváme, že indukčnost  $L_1$  pracuje jako tlumivka v napájení obvodu emitoru.

Z rozboru činnosti kmitajícího směšovače vyplývá, že jeho návrh je velmi složitý a že k němu nelze přistupovat bez důkladných teoretických znalostí obvodové techniky.

Technicky nesporně dokonalejším řešením je směšovač s odděleným oscilátorem. Tento stupeň může být řešen v zásadě ve dvou variantách. První z nich je obdobná kmitajícímu směšo-



Obr. 16. Směšovač s navázáním velkou impedancí



Obr. 17. Směšovač s navázáním malou impedancí

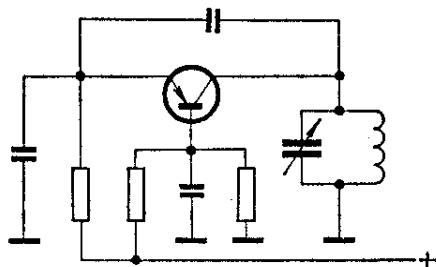
vači – oscilační i vstupní napětí jsou přiváděna přes kondenzátory malých kapacit na vstupní elektrodu tranzistoru. Základní zapojení je na obr. 16. V obvodu báze je opět zapojen sériový laděný obvod, jehož funkce jsou téměř shodné jako u kmitajícího směšovače. Jediným rozdílem je, že obvod neslouží k natáčení fáze strmosti pro oscilátor. Vlastní směšování je opět aditivní (na přechodu báze-emitor). Jistou obměnou první varianty (obr. 16) je zapojení s injekcí signálů do emitoru směšovacího tranzistoru. Řešení podle obr. 16 je však výhodnější, protože tranzistor v zapojení se společným emitorem má podstatně větší vstupní impedanci, než v zapojení se společnou bází. Větší vstupní impedance dovoluje použít sériový laděný obvod menší jakosti, aniž by to mělo podstatný vliv na funkci směšovače.

Druhé řešení směšovačů s odděleným oscilátorem spočívá v tom, že oba vstupní signály (nebo aspoň jeden z nich) se přivádějí na směšovací tranzistor z „tvrdého zdroje“, tj. přes kondenzátor s velkou kapacitou ze vhodné odbočky laděného obvodu. Výhodou je, že není třeba používat sériový odladovací obvod a že oscilační a vstupní napětí lze přivádět na dvě různé elektrody tranzistoru. Tím se dosahuje většího oddělení oscilátorových obvodů od mezistupňového obvodu, větší stability oscilačního kmitočtu v závislosti na velikosti vstupního budicího napětí a zabraňuje se tzv. „tahání“ oscilačního kmitočtu, k němuž dochází při ladění mezistup-

ňového obvodu. Základní zapojení je na obr. 17. Jistou zvláštností obvodu je záporná zpětná vazba do emitorového obvodu směšovacího tranzistoru. Tato „protivazba“ se v praxi řeší neblokováním části emitorového odporu. Vlivem uvedené vazby se částečně linearizují charakteristiky směšovacího tranzistoru, čímž se zmenšuje náchylnost směšovače k intermodulacím. Dodáváme, že v každém případě jde o aditivní směšování. Tranzistorové multiplikativní směšovače jsou sice také vyvinuty, jejich nastavování je však velmi obtížné a pracné. Měřením bylo zjištěno, že použití multiplikativního směšovače v oboru VKV nepřináší žádné podstatné výhody. To lze vysvětlit tím, že vlivem průnikových kapacit, které v oboru VKV (i když jsou malé) znamenají značný přenos parazitní energie, pracuje směšovač převážně opět aditivně. Kdyby se ovšem podařilo sestrojít funkčně „čistý“ multiplikativní směšovač, byly by všechny předpoklady pro téměř dokonalé potlačení parazitní křížové modulace.

### Oscilátor

V oscilátoru může být opět použit tranzistor v zapojení se společnouází nebo společným emitorem. V jednotkách VKV je častější zapojení se společnouází, a to hlavně proto, že se v takto řešeném oscilátoru používá k zavedení kladné zpětné vazby pouze jednoduchý obvod s vazebním kondenzátorem, zapojeným mezi emitor a kolektor (popř. na vhodnou odbočku kolektorového laděného vinutí). Při zapojení se společným emitorem je třeba



Obr. 18. Základní zapojení oscilátoru (tranzistor v zapojení se společnouází)

vždy otáčet fázi signálu zvláštním vinutím, což zvyšuje výrobní náklady. Navíc je při tomto řešení zapotřebí tranzistor s vysokým mezním kmitočtem. Na druhé straně je oscilátor s tranzistorem v zapojení se společným emitorem velmi stabilní a má celou řadu dalších vlastností lepších než oscilátor s tranzistorem v zapojení se společnouází. Základní obvod oscilátoru s tranzistorem v zapojení se společnouází je na obr. 18.

Signál oscilátoru, vedený na směšovač, musí mít vždy optimální napětí; o tom již byla řeč. Při návrhu oscilátoru pak musíme rovněž dbát, aby oscilační napětí bylo konstantní v celém kmitočtovém rozsahu. Jinak bychom nevyužili maximálního směšovacího zesílení, směšovač by měl značný šum atd.

Konstruktor jednotky VKV musí dále dbát na dostatečné odstínění vstupního obvodu od obvodu oscilátoru. Jedním z důvodů je vyloučit rušivé vyzařování oscilátoru do antény, které může způsobit, že při příjmu určité stanice naším přijímačem bude rušen příjem odpovídající stanice na sousedním přijímači, jenž může být dosti vzdálen. Záleží na tom, na jaký kmitočet jsou naladěny obě použité antény VKV, a jak jsou nasměrovány. Pro nás je závažnější druhý důvod: vyzařovací oscilační napětí se může na vstupním tranzistoru parazitně směšovat se vstupním napětím. Vzniklé směšovací produkty a jejich harmonické mohou značně zhoršit vlastnosti přijímače z hlediska křížové modulace. V praxi se proto konstruuje vstupní obvod ve zvláštní stínící komůrce. Dalšího zlepšení lze dosáhnout zařazením pásmové propusti mezi vstupní obvod a obvody směšovače.

Méně známá je skutečnost, že musíme co nejdokonaleji zabránit pronikání oscilačního napětí na vstupní zesilovače. V praxi se používají různé pásmové propusti nebo vhodné způsoby vazeb. Za nevhodnou lze označit kapacitní vazbu mezi laděnými obvody pásmové propusti, která potlačuje především signály podrezonančních a těsně nadrezonančních kmitočtů; signály s kmitočtem podstatně vyšším než rezonanční zeslabuje propust jen málo. Vhodná je

např. indukční vazba nebo, lépe vazba článkem  $\Pi$ , při níž lze rozdělit první mf transformátor tak, že jeho sekundární obvod je umístěn co nejbližší u vstupního tranzistoru mf zesilovače.

Vysvětleme si ještě škodlivost průniku oscilačního napětí do mf zesilovače. Například velmi jakostní jednotku VKV, která má mít výborné potlačení zrcadlového kmitočtu, realizujeme třeba tak, že použijeme jak průběžně laděný úzkopásmový vstup, tak i průběžně laděnou pásmovou propust v mezistupni. Za předpokladu velké jakosti jednotlivých obvodů a dobrého odstínění vstupního obvodu od směšovače lze zrcadlové kmitočty potlačit dostatečně. Napětí zrcadlového signálu je ovšem dost velké a proniká na bázi prvního mf tranzistoru nejen po spojích, ale i přímo, vzduchem. Bude-li oscilační napětí potlačeno dobře, je vše v pořádku. Objeví-li se však na vstupním mf tranzistoru zrcadlový i oscilační signál, v tranzistoru dojde k jejich vzájemnému parazitnímu směšování, jehož výsledkem bude horší potlačení signálu zrcadlového kmitočtu. Dále mohou vznikat různé zázněje mf a oscilačního kmitočtu, může se značně měnit fáze mf kmitočtu atd. Tento jev může například zcela znemožnit dekódování stereofonního signálu. Také šumové poměry se mohou značně zhoršit – zhorší se šumové číslo mf zesilovače a bude v nepříznivém případě značně větší než šumové číslo jednotky VKV. Tento parazitní šum není navíc při zvětšujícím se vstupním napětí potlačován.

### Ladění jednotek VKV

Dosud nejrozšířenějším způsobem ladění jednotek VKV je ladění dvojitým ladicím kondenzátorem. Vstupní obvody bývají pak navrženy jako širokopásmové; laděny jsou jen jednoduchý mezistupňový obvod a oscilátor. Jak jistě již sami můžete usoudit, jsou u takových vstupních dílů málo potlačeny signály zrcadlového i mf kmitočtu a jednotky jsou náchylné k intermodulaci. Příjmače vyšších jakostních tříd jsou proto většinou laděny trojitým nebo čtyřnásobným ladicím kondenzátorem; pak se průběžně ladí úzkopásmový vstupní

obvod, mezistupeň (jednoduchý obvod nebo pásmová propust) a oscilátor. Toto řešení je sice technicky dokonalé, ale poměrně neekonomické. Vícenásobné ladicí kondenzátory odpovídajících vlastností nejsou levnou záležitostí. Navíc nebývají vždy dostupné. Na našem trhu není například v současné době vhodný vícenásobný kondenzátor VKV k dispozici. Určitou nevýhodou vícenásobných kondenzátorů je náchylnost na mikrofonii. Vyskytne-li se v praxi, nelze ji odstranit jinak než výměnou kondenzátoru za jiný, konstrukčně vhodnější typ. Pro konstruktéra je použití ladicího kondenzátoru jistým omezením. Zemnění ladicích kondenzátorů se nedá měnit; jednotlivé uzemňovací body jsou přesně určeny tvarem kondenzátoru. Dále je tu nebezpečí různých parazitních vazeb mezi jednotlivými sekcemi kondenzátoru, nebo vazeb vzniklých v proudem protékajícím uzemňovacími body.

Proti používání ladicího kondenzátoru hovoří dnes ještě jedna skutečnost. Každá moderní jednotka VKV musí být vybavena účinným automatickým doladováním kmitočtu (AVK, ADK, AFC), které lze při použití ladicího kondenzátoru uplatnit jen pro obvod oscilátoru; ostatní obvody se pak již nedoladují. Důsledkem je, že pro mezní případ automatického doladování je v obvodech značný nesouběh, jehož důsledkem je menší citlivost přijímače a horší poměr stojatých vln na jeho vstupu.

Z uvedených různých hledisek se proto jeví jako výhodnější používat k ladění polovodičové kapacitní diody (varikapu). Moderní typy kapacitních diod mají velmi malý sériový odpor (asi max.  $0,5 \Omega$ ), a tím i velkou vlastní jakost. Z dalších výhod lze jmenovat malé rozměry, nenáchylnost k mikrofoničnosti a především možnost zemnit jednotlivé laděné obvody v optimálních místech. To ovšem není vše. Použití varikapů dovoluje pronikavě zmenšit rozměry vstupních jednotek. Není prakticky omezen počet laděných obvodů – běžné jsou tři až čtyři úzkopásmové laděné. K ladění se používá běžný vrst-

vový potenciometr. Chrastění se nemusíme obávat; ladicí napětí se filtruje kondenzátorem o velké kapacitě, takže se rušivé složky neuplatní. S použitím varikapů se otevřely možnosti ke konstrukci různých doplňkových obvodů přijímačů. Nejčastěji se setkáváme např. s předvolbou stanic. V podstatě nejde o nic jiného než o řadu potenciometrů, které se po individuálním nastavení jednoduše přepínají. V zahraničí se vyrábí např. speciální konstrukční díl Preomat s potenciometry, malými stupničkami a příslušnými tlačítky, vhodný k vestavění do jakéhokoli přijímače VKV, laděného kapacitními diodami.

Jako další možnou výbavu přijímače lze jmenovat čistě elektronické vyhledávání stanic. Zastavme se na chvíli u jeho principu. Bylo již řečeno, že k ladění přijímače s kapacitními diodami se používá stejnosměrné napětí. Použijeme-li zdroj s velkým vnitřním odporem, který má na výstupu kondenzátor s velkou kapacitou, bude napětí na kondenzátoru časově závislé. Přivedením tohoto napětí na varikapy získáme opět časově závislý průběh přijímaných signálů. Podle časové konstanty (vnitřní odpor zdroje a kapacita kondenzátoru) se řídí rychlost přeladování. Ladicí napětí se může teoreticky zvětšovat od nuly do maximálního napětí budícího zdroje. V praxi se ovšem využívá napětí mezi dvěma mezemi, určenými šířkou přeladovaného pásma. Bez dalšího doplnění tak získáváme tzv. přehledové ladění, jímž je vybaven například přijímač T632A n. p. TESLA Pardubice. Skutečně automatické vyhledávání stanic vyžaduje zařadit do série se zdrojem elektronický spínač (před nabíjecí kondenzátor). V praxi se do série se zdrojem konstantního napětí zařazuje tranzistor ve funkci konstantního zdroje proudu. Napětí na nabíjecím kondenzátoru má pak lineární průběh. Hlavní výhodou je, že nabíjení lze v kterémkoli okamžiku přerušit uzavřením tranzistoru. Na počátku ladění je



kondenzátor vybit a varikapy dostávají minimální napětí, jemuž odpovídá přijímaný signál minimálního kmitočtu. Po stisknutí tlačítka automatiky se tranzistor otevře a napětí na kondenzátoru i varikapech se začne zvětšovat. Při doladování přijímače na určitou, kmitočtově nejbližší stanici se na elektrolytickém kondenzátoru poměrového nebo jiného detektoru počne objevovat stejnosměrné napětí, které připraví k činnosti klopný obvod. V okamžiku, kdy výstupní křivka poměrového detektoru projde nulou, změní klopný obvod svůj stav a napětí na nabíjecím kondenzátoru se přestane zvětšovat. Ladění se tedy zastaví na určité stanici. Varikapy, protože jsou pólovány v závěrném směru, neodebírají prakticky žádný proud. Nabíjecí kondenzátor se však nicméně pomalu samovolně vybíjí (různými svody). Výstupní křivka detektoru projde opět nulou, avšak z opačné strany. V tom okamžiku klopný obvod opět změní svůj stav, nabíjecí tranzistor se otevře a kondenzátor se začne dobíjet. Po přechodu diskriminační křivky nulou klopný obvod vypne opět nabíjení a děj se stále opakuje. Naladění přijímače na jediný kmitočet je tak blízke optimálnímu.

Stisknutím tlačítka automatiky se na okamžik samočinné doladování vypne, kondenzátor se začne nabíjet na vyšší napětí, stejnosměrné napětí na výstupu detektoru se zmenší, klopný obvod je vyřazen z činnosti. Ladicí napětí se zvětšuje tak dlouho, až se na detektoru opět objeví stejnosměrné napětí, po jehož průchodu nulou zasáhne automatika. Postupem popsáním v předchozím odstavci se vyladí nejbližší sousední stanice.

K automatické patří obvod, který po dosažení maximálního ladicího napětí (maximálního přijímaného kmitočtu) zkratuje nabíjecí kondenzátor; ladění začne opět od začátku stupnice. Popsaný systém je jen jedním z mnoha způsobů řešení.

Při automatickém doladování kmitočtu (AFC) jsou současně doladovány všechny obvody vstupní jednotky; to je další přednost varikapů. Zaručuje se tak, že ani v mezních případech doladění

nedojde k nežádoucím průvodním jevům nesouběhu, jak již o nich byla řeč. Celkem bez obtíží lze řešit AFC zaručující konstantní šířku doladování v celém přijímaném pásmu. Dosahuje se toho tím, že se na výstupní straně stabilizátoru ladicího napětí změní výstupní napětí vlivem AFC o určité procento, jemuž odpovídá konstantní změna příslušného přijímaného kmitočtu. Automatické doladování kmitočtu lze navrhnout i realizovat i pro široký rozsah kmitočtů, v praxi však musí doladování zasahovat nanejvýš k sousednímu kanálu (podle normy), tj. musí pracovat v rozsahu  $\pm 75$  kHz. Je-li rozsah AFC větší, je nebezpečí, že při úniku (kmitočtovém změnou kmitočtu oscilátoru nebo napěťovém při zmenšení síly pole) může automatika doladit sousední stanici. V současných podmínkách, kdy je například v našem pásmu VKV jen málo stanic, není nastavení AFC příliš kritické. S počtem nových nesynchronních stanic se ovšem bude situace zhoršovat. Příliš velký rozsah AFC tedy není parametrem, podle něž bychom měli přijímače kladně hodnotit.

Varikapy samozřejmě mají i své nedostatky. Jedním z nich je například jejich nelinearita, která v určitých případech může zaviňovat zkreslení původně sinusových přenášených průběhů. Důsledkem je vznik vyšších harmonických a s ním spojená větší náchylnost přijímače k intermodulaci. Při správném návrhu laděných i ostatních obvodů lze uvedené nežádoucí vlivy omezit pod škodlivou mez. Zkušenosti nás opravňují tvrdit, že mezi jednotkami VKV laděnými kondenzátorem a varikapy není při optimálním návrhu žádný rozdíl. U laděných jednotek s varikapy je třeba dbát především na to, aby v žádném případě nebylo ladicí napětí menší než maximální napětí oscilační nebo vstupní, a to v kterémkoli vysokofrekvenčním stupni.

Jednotky určené pro přijímače vyšších jakostních tříd se vyznačují sériově spojenými dvojicemi varikapů (spojeny anody nebo katody kapacitních diod). Tak se zkreslení vznikající vlivem vř napětí kompenzuje. Výsledná kapacita

sériově zapojených varikapů je poloviční. V okamžiku, kdy se vlivem vstupního napětí vlastně zvětšuje i ladicí napětí jednoho varikapu, u druhého varikapu se zmenšuje. V druhé periodě je tomu naopak. V určitém okolí nastaveného kmitočtu pak platí, že výsledná kapacita sériově zapojených varikapů je konstantní.

Dalšími pomocnými obvody ve vstupních jednotkách jsou různá zapojení automatického vyrovnávání citlivosti (AVC). Zdůrazňujeme nutnost těchto obvodů, především u přijímačů určených pro stereofonní příjem, u nichž je nebezpečí nežádoucího zkreslení přenosové křivky, a tím i fáze přenášeného signálu. Každé zkreslení fáze zhoršuje totiž i přeslechy mezi kanály. Detailními způsoby automatického vyrovnávání citlivosti se zde nebudeme zabývat; stačí, uvědomíme-li si, že zesílení se řídí buď zmenšováním proudu vstupního předzesilovacího tranzistoru, nebo zmenšováním jeho napětí o úbytek na odporu, zařazeném v sérii s kolektorovým obvodem. Tranzistor je řízen tak, že se při zavedení AVC jeho proud zvětšuje. Existují ovšem i jiné varianty regulace. Často se setkáváme s různými zesilovači regulačního napětí nebo proudu. V žádném případě však není vhodné odebírat řídicí napětí až z detekčního stupně, jak je to obvyklé v praxi AM. U kmitočtové modulace je toto napětí vlivem žádaných vlastností mf zesilovače omezeno, a od určité hodnoty, kdy je řízení nejpotřebnější, zůstává konstantní. Proto se u přijímačů FM odebírá regulační napětí ze stupňů, v nichž ještě k omezení nedochází. Toto, okolnostmi vynucené řešení, se ovšem projevuje v ekonomice návrhu. U velmi jakostních přijímačů se řídicí napětí odebírá přímo z pásmové propusti na výstupu jednotky VKV a musí být dále zesilováno a upravováno stejnosměrně zesilujícími stupni.

Za zmínku stojí současný přechod renomovaných výrobců na vybavení přijímačů tzv. digitální technikou. Jde o naprosto přesné nastavování kmitočtu přijímaného signálu a jeho indikaci číslicovým displejem. Tyto přijímače

jsou vybaveny různými generátory ladicího napětí schodovitého průběhu, z něhož je počítačmi jednotkami vybírána hodnota, odpovídající přijímanému kmitočtu. Napětí je udržováno paměťovým obvodem a kmitočet oscilátoru se automaticky (počítačem) srovnává s kmitočtem vestavěného normálu.

Na konec této kapitoly jsme si nechali způsob ladění používaný převážně ve starších přijímačích. Jde o ladění změnou indukčnosti. Příslušné cívky jednotky VKV jsou rozloženy navinuty na poměrně dlouhé formery, do nichž se lankovým převodem zasouvá při ladění feritové nebo hliníkové jádro. V profesionální výrobě vychází takové řešení velmi ekonomicky. (Dodnes se hojně uplatňuje například v přijímačích do automobilů). Pro amatéry je však podobné řešení téměř nedostupné pro obtížnost vývoje i náročnost mechanického provedení. Souběhu vstupního obvodu s oscilátorovým se jedním řešením dosahuje speciálním způsobem vinutí, které nemá konstantní stoupání. Způsob rozložení jednotlivých závitů pak určuje průběh. Jindy se zase uplatňuje speciální tvarování ladicích jader. Jedno může být například válcové (určuje třeba u oscilátoru průběh stupnice), druhé jádro, ladicí vstupní obvod, má podél osy různý průběh průměrů, zaručující potřebný souběh. Ladění změnou indukčnosti dovoluje při správné mechanické konstrukci nastavit absolutní souběh v průběhu celé stupnice i při hromadné výrobě přijímačů.

### Mezifrekvenční zesilovače

Mf zesilovače jsou poměrně nekonvenčnější částí rozhlasových přijímačů. Tím ovšem nikterak nechceme snižovat význam tohoto dílu pro parametry celé sestavy. U přijímačů VKV zajišťuje mf zesilovač zisk asi 60 dB; zisk vstupní jednotky je jen asi 20 dB. Při osazování mf zesilovače tranzistory lze využít všech tří možných způsobů zapojení (SE, SB, SK); nejvíce se však rozšířilo zapojení se společným emitorem. Exis-



tuji dvě základní verze řešení. První se uplatňuje v zesilovačích, od nichž žádáme co nejlepší parametry při velkém zesílení na stupeň – pak volíme tranzistory v zapojení SE a jednotlivé stupně neutralizujeme. Nežádáme-li nejvyšší parametry nebo zesílení na stupeň, volíme druhé možné řešení, u něhož odpadá neutralizace. V žádném případě to však neznamená, že zesilovače bez neutralizace mají horší parametry. Jakost kompletního zařízení může být stejná, má-li zesilovač bez neutralizace více stupňů.

Při návrhu mf zesilovače je třeba postupovat velmi opatrně. Maximálního zesílení tranzistoru lze dosáhnout jen tehdy, neutralizujeme-li individuálně jak reálnou, tak imaginární složku zpětnovazebního parametru. (Zde hovoříme o tzv. unilateralizaci stupně.) Pro náročnost vývoje i realizaci se toto řešení používá jen výjimečně. Rozšířenější jsou zapojení, u nichž se neutralizuje jen imaginární složka zpětnovazebního parametru tranzistoru. I zde lze ovšem, při individuálním nastavení, dosáhnout velkého zisku na stupeň. Hromadná výroba se vždy snaží o co nejmenší pracnost. Proto se obvykle při návrhu požaduje od stupně jen „rozumné“ zesílení a počítá se s tzv. činitelem stability, respektujícím dovolený rozptyl parametrů tranzistorů. Neutralizační obvod je pak pevně nastaven. Tento způsob návrhu je dnes nejrozšířenější.

V souvislosti s celosvětovým poklesem cen tranzistorů se stále více objevují zapojení mf zesilovačů zcela bez neutralizace. Obvykle nutný jeden stupeň navíc je bohatě vykoupěn dobrou reprodukovatelností výroby a malou pracností. Tato koncepce, má-li být úspěšná, předpokládá ovšem použití moderní tranzistory s velkým výkonovým zesílením i vysokým mezním kmitočtem, u nichž jsou automaticky zaručeny malé průnikové kapacity.

Pokud se v některých případech používají tranzistory v zapojení se společnou bází, odpadá neutralizace vůbec a jednotlivé stupně vykazují menší závislost vlastností na rozptylu parametrů

tranzistorů. Zapojení SB má ovšem menší zesílení na stupeň.

Přijímače poslední generace nahrazují jednotlivé tranzistory vhodnými typy integrovaných obvodů. Pokud se na základní koncepci mf zesilovače nic nemění, je to jen první modernizační krok. Přesto můžeme zaznamenat četné výhody tohoto řešení, protože vždy jde o použití více tranzistorů v kaskádním nebo jiném zesilovacím řetězci. Zisk na jeden stupeň je pak značně velký při zanedbatelném vlivu zpětnovazebních parametrů. Současně obsahují tyto obvody různé stabilizační členy, takže i vlastnosti celku jsou velmi konstantní.

V dalším modernizačním kroku se již nenahrazují jednotlivé tranzistory, ale vyvíjejí se naprosto odlišné koncepce zapojení. Často vidíme tzv. soustředěnou selektivitu vstupního mf obvodu, za nímž pak následuje aperiodický integrovaný stupeň s velkým ziskem. Tyto směry vývoje se uplatnily i v přijímačích osazených na jiných stupních diskretními polovodičovými prvky, ale vesměšlo o řešení dosti násilná. Zcela jinak musíme však posuzovat zprávy o nových integrovaných obvodech, vyznačujících se funkčními vlastnostmi imitujícími laděné obvody (dosahuje se toho různými zpětnovazebními vazbami). Tyto obvody mají dobrou selektivitu, aniž by obsahovaly jedinou indukčnost nebo velkou vnější kapacitu. Právě v těchto nových integrovaných součástkách vidíme velkou budoucnost radiotechniky.

V současné době již existují integrované prvky, obsahující například v jednom pouzdru celý přijímač AM, stejně jako obvody zastupující funkci celého mf zesilovače včetně detektoru a pomocných zařízení. Všechny však zatím vyžadují použití vnějších, robustních a nestabilních obvodů LC, určujících propustnou charakteristiku a jiné základní vlastnosti. Zavedení tzv. počítačového detektoru, který nevyžadoval laděných obvodů, bylo ve své době velkým úspěchem techniky. Moderní vývoj systémů však pokračuje mílovými kroky, a není již daleko doba, kdy pouhým spojením několika vhodných integrovaných obvodů dostaneme celý rozhla-

sový přijímač FM i AM bez jediné indukčnosti.

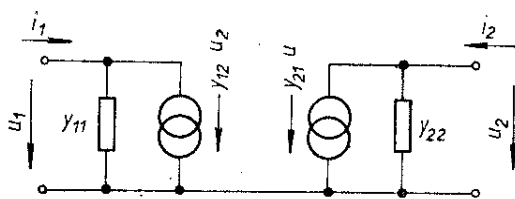
My se nicméně budeme ve svých úvahách držet zapojení, která lze realizovat dostupnými prostředky. Máme na mysli různé magnetostrikční, piezoelektrické a krystalové filtry. Zajímá nás na nich jejich společná vlastnost, totiž soustředěná selektivita. Toto označení se týká obvodů, které v jednom pasívním selektivním členu (popřípadě ve spojení tohoto členu se vhodným aktivním prvkem) soustřeďují do jednoho stupně veškerou potřebnou selektivitu daného zesilovače. Pro úplnost poznamenáváme, že soustředěnou selektivitu lze získat také řadovým spojením několika selektivních obvodů, a to obvykle čtyř, pěti, šesti i vícenásobných. Jejich velká výhoda spočívá ve vhodném průběhu selektivity propouštěného pásma při zachování výhodného průběhu fáze. Proto jsou tyto obvody zvláště vhodné pro stereofonní přijímače.

Při návrhu všech typů vysokofrekvenčních zesilovačů vycházíme ze čtyřpólových parametrů  $y$  tranzistorů, které se udávají pro každý vf tranzistor, pracující v lineárním režimu s malými signály a které platí vždy jen pro jeden daný kmitočet a pracovní bod. Pro případ návrhu poměrně úzkopásmového mf zesilovače lze využít údajů, platných pro střední mf kmitočet. V našem případě se vždy snažíme používat pracovní bod, stanovený výrobcem. Pouze ve zvláštních případech, jde-li o dosažení určitých speciálních vlastností, můžeme se od doporučených parametrů v určitém tolerančním poli vzdálit.

Parametry  $y$  jsou v podstatě dány pro jakýkoli čtyřpól, který má jednu výstupní a jednu vstupní svorku společnou (zemní svorku). V novém názvosloví se takový čtyřpól nazývá dvojbran. Základní rovnice dvojbranu pro vodičové parametry  $y$  jsou

$$\begin{aligned}i_1 &= y_{11}u_1 + y_{12}u_2, \\i_2 &= y_{21}u_1 + y_{22}u_2.\end{aligned}$$

Příslušné náhradní zapojení tranzistoru, popsáno těmito parametry, je na obr. 19. Jednotlivé parametry potřebné do rovnic dvojbranu získáme, polo-



Obr. 19. Náhradní schéma tranzistoru ve tvaru dvojhranu  
( $y_{21} u = y_{11} u_1$ )

žime-li  $u_1$  (popřípadě  $u_2$ ) rovno nule. V praxi postačí, je-li vstup či výstup zkratován malou impedancí pro střídavý proud. Dostáváme tak:

$$y_{11} = \left( \frac{i_1}{u_1} \right)_{u_2 = 0}$$

vstupní admitance při výstupu nakrátko,

$$y_{12} = \left( \frac{i_1}{u_2} \right)_{u_1 = 0}$$

zpětnovazební admitance při výstupu nakrátko,

$$y_{21} = \left( \frac{i_2}{u_1} \right)_{u_2 = 0}$$

strmost tranzistoru při výstupu nakrátko,

$$y_{22} = \left( \frac{i_2}{u_2} \right)_{u_1 = 0}$$

výstupní admitance při vstupu nakrátko.

Protože jde o vysoké kmitočty, jsou všechny tyto parametry komplexní, tj. mají reálnou i imaginární část. V praxi rozepisujeme jednotlivé parametry složkami:

$$y_{11} = G_{11} + jB_{11}$$

$$y_{12} = G_{12} + jB_{12}$$

$$y_{21} = G_{21} + jB_{21}$$

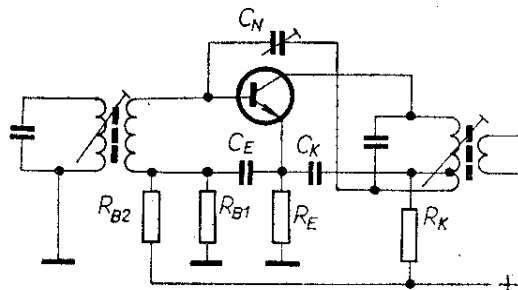
$$y_{22} = G_{22} + jB_{22}$$

Rozlišovací indexy ukazují, o kterou složku v údaji parametrů jde. Někteří výrobci u strmosti a zpětnovazební admitance neudávají obě složky samostatně, ale pouze například absolutní hodnotu strmosti s příslušným fázovým posuvem. Podle známých vzorců pro přepočítání různých tvarů komplexních čísel lze podobné údaje převést na složkový tvar.

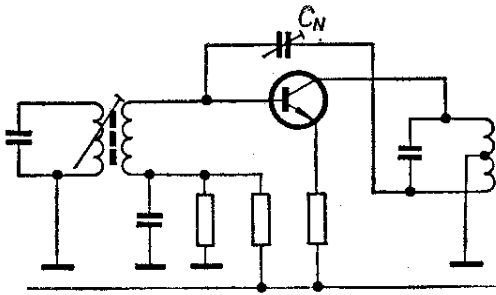
Stejným způsobem jako pro samotný tranzistor můžeme přímým měřením nebo výpočtem zjistit parametry  $y$  celého zařízení, tj. celého zesilovače. Podrobnosti se ovšem vymykají z rámce této publikace.

Ujasníme si ještě, co v těchto parametrech znamená neutralizace. Za předpokladu, že známe dvojbranové parametry celého zapojení, můžeme pro neutralizaci položit parametr  $y_{12}$  roven nule. Komplexní výraz pro  $y_{12}$  si můžeme rozdělit na reálnou a imaginární složku. Po rozepsání snadno poznáme, který člen musíme pro vynulování  $y_{12}$  nastavit. Unilateralizace, jak již bylo řečeno, znamená vynulování reálné i imaginární složky; praktičtější neutralizace pak vynulování pouze složky imaginární. Toto zjednodušení si můžeme bez obav dovolit; reálná složka stabilitu neovlivní, způsobí pouze určité tlumení laděných obvodů. (Imaginární složka vždy deformuje přenosovou charakteristiku a při překročení určité hranice znamená jisté rozkmitání stupně). Výpočet stability mf zesilovačů je ovšem složitý a vymyká se z náplně této publikace. Dále si však probereme některá praktická zapojení.

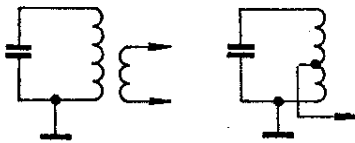
Jednoduchý neutralizovaný stupeň s tranzistorem v zapojení SE je na obr. 20. Odporů ve větvích stejnosměrného napájení tranzistoru slouží nejen k teplotní stabilizaci, ale i k paralelní filtraci zbytků mf signálu. Při bližší prohlídce zapojení zjistíme, že žádný z obvodů není přímo spojen se zemí; obvody báze a kolektoru jsou vysokofrekvenčně spojeny s emitorem. Hlavní výhodou



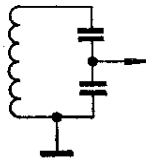
Obr. 20. Základní zapojení neutralizovaného stupně mf zesilovače s vysokofrekvenčním oddělením od zemního vodiče



Obr. 21. Základní zapojení mf zesilovače s neutralizací



Obr. 22. Způsoby navázání laděného obvodu na následující stupeň



Obr. 23. Navázání laděného obvodu na další stupeň kapacitním děličem

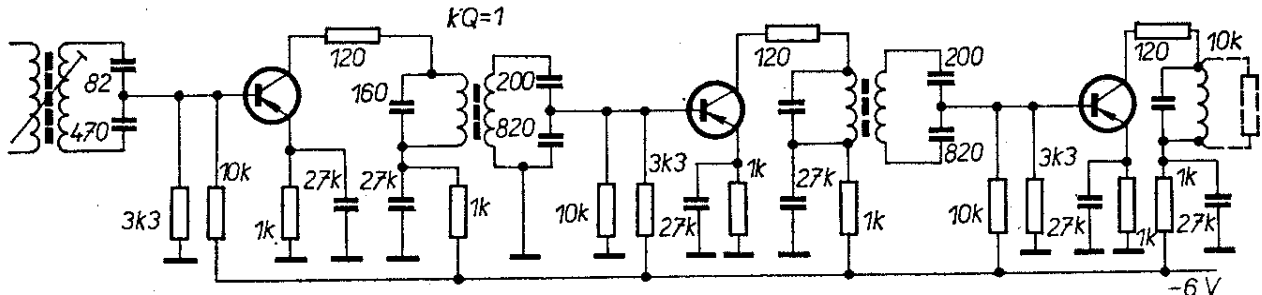
tohoto řešení je odolnost proti nežádoucím zpětným vazbám, které u jiných zapojení mohou vznikat díky přímému zemnímu spojení obvodů. Jsme-li si na základě zkušeností jisti, že dokážeme součástky optimálně rozmístit a nedopustíme se chyby při uzemňování, můžeme použít zapojení, jehož základní varianta je na obr. 21.

Při konstrukci si musíme být vědomi,

že vstupní impedance tranzistorového zesilovače je vždy malá a výstupní velká. Proto lze, nebrání-li tomu jiné důvody, připojovat kolektor tranzistoru přímo na celý laděný obvod. Bázi nebo emitor tranzistoru je však třeba připojovat vždy na odbočku vstupního laděného obvodu. Kdybychom připojili vstupní elektrodu na celý obvod, byl by příliš tlumen a nebyl by selektivní. Vstupní obvod lze navázat na tranzistor různými způsoby; základním je indukční vazba, a to jak transformátorová, tak autotransformátorová. Oba druhy jsou naznačeny na obr. 22. Vazba kapacitním děličem je na obr. 23. Volbou poměru kapacit obou kondenzátorů se nastavuje stupeň navázání obvodu na vstup tranzistoru.

Jako příklad mf zesilovače s tranzistoru v zapojení SE a bez neutralizace je zapojení na obr. 24. Zesilovač byl navržen pro tranzistory typu OC170. Při jakosti obvodů naprázdno  $Q_0 = 100$  je výkonový zisk přibližně 60 dB. Čárkovane naznačený odpor na výstupu představuje zátěž obvodem detektoru. Jednotlivé sériové odpory v kolektorech tranzistorů ( $120 \Omega$ ) částečně zmenšují jakost zatížených obvodů, což je potřebné k dosažení požadované šířky pásma, propouštěného mf transformátory. Kromě toho zmenšují odpory vliv změn kapacit tranzistorů při velkých signálech. Otázka, zda používat jednoduché laděné obvody nebo úplné pásmové propusti, je velmi diskutabilní. V jednoduchých a levných přijímačích se jednoduché laděné obvody, tzv. půlfiltry, dobře uplatňují. Dovolují získat o něco větší zesílení na stupeň, než jakého lze dosáhnout s pásmovými propustmi.

3xOC170



Obr. 24. Jednoduchý mf zesilovač se stupni bez neutralizace

Parametry zesilovače s jednoduchými obvody, především pokud jde o selektivitu, nejsou však příliš dobré. Jinak je toto řešení výrobně i ekonomicky výhodné a odpadá obtížné nastavování přesného stupně vazby mezi jednotlivými laděnými obvody.

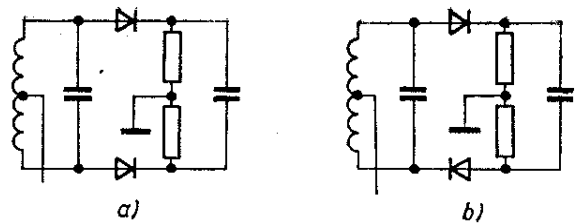
Použití pásmových propustí zaručuje optimální průběh křivky selektivity, tj. při dostatečné šířce pásma velkou strmost boků propustné křivky. Cena pásmových propustí je ovšem značná a nastavování dost obtížné, takže je toto řešení oprávněné v kvalitnějších přijímačích.

### Demodulátory pro kmitočtovou modulaci

Demodulační obvody musí splňovat řadu důležitých požadavků. Je známo, že některé parametry přijímače závisí právě na demodulátoru. V převážné většině dnešních demodulátorů se používají germaniové hrotové diody. Křemíkové diody nejsou pro tyto účely příliš vhodné pro svou poměrně dlouhou zakřivenou část charakteristiky (v oblasti náběhu). (Dodejme však, že například v integrovaných obvodech se jiné než křemíkové diody nepoužívají.)

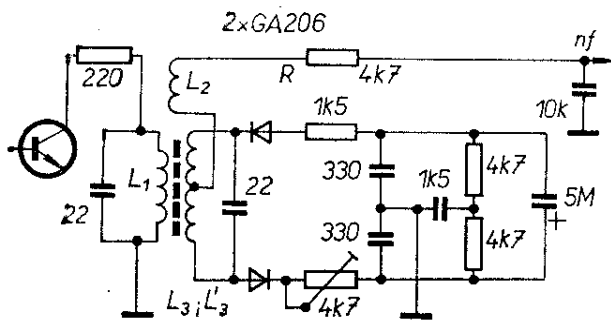
V úvodu je třeba říci, že v zásadě jsou demodulátory pro kmitočtovou modulaci mnohem složitější, než demodulátory amplitudově modulovaných signálů. Signály kmitočtově modulované je totiž třeba nejprve převést na amplitudově modulované, a teprve potom je demodulovat. To platí pro konvenční typy demodulátorů. V poslední době, v souladu s rozvojem celého elektronického oboru, se objevují nová zapojení na neobvyklých principech.

Demodulátory lze rozdělit do několika základních skupin. Za prvé jsou to typy, u nichž změna kmitočtové modulace na amplitudovou probíhá na boku rezonanční křivky obvodu. Tohoto snad vůbec nejjednoduššího způsobu demodulace se v praxi nevyužívá pro poměrně velké zkreslení nf napětí druhou harmonickou. Značným zdokonalením je dvojitě kompenzační zapojení amplitudového diskriminátoru; zkreslení druhou harmonickou se tu kompenzuje.



Obr. 25. Zapojení sekundárních obvodů: fázového diskriminátoru (a) a poměrového detektoru (b)

Další skupina demodulátorů využívá různých průběhů fáze na primárním a sekundárním obvodu pásmové propusti. Patří sem vývojově nejstarší a poměrně jednoduché fázové diskriminátory. Ze stejného principu vycházejí poměrové detektory. Fázový diskriminátor od poměrového detektoru rozlišíme na první pohled způsobem zapojení detekčních diod. Fázový diskriminátor má diody zapojeny stejnou elektrodou na kraje laděného obvodu, poměrový detektor pak v protifázi (viz obr. 25). Hlavní výhodou poměrového detektoru jsou jeho vlastní omezovací účinky. Fázový diskriminátor je nemá, vyznačuje se však větší účinností. Omezovací vlastnosti poměrového detektoru se dosahuje zapojením kondenzátoru s velkou kapacitou na výstup detektoru. V ustáleném stavu je výstupní kondenzátor nabit určitým nábojem. (Energie k nabití je získána detekcí sekundárního napětí pásmové propusti poměrového detektoru). Zvětšuje-li se vstupní vf napětí, zvětšuje se i napětí na sekundárním vinutí propusti. Úměrně je třeba zvětšit i náboj kondenzátoru. Při zvětšování náboje se ovšem zmenší vstupní odpor diodového detektoru, takže obvody pásmové propusti jsou utlumeny a zisk stupně se zmenšuje. Při zmenšení vstupního vf napětí je tomu naopak – na svorkách kondenzátoru je větší napětí než na detektoru, obvody pásmové propusti se odtlumí, a díky větší jakosti obvodu se zvětší jeho zisk. Je zřejmé, že uvedená kompenzace kolísání vstupního napětí je pouze dynamická, tj. pracuje jen pro okamžité změny vstupního napětí. Odvozená, dokonalejší zapojení se vyznačují i statickým omeze-



Obr. 26. Úplné zapojení poměrového detektoru

ním amplitudových změn, ovšem za cenu účinnosti. K omezování se tu využívá změn vnitřního odporu diody, vhodně zapojené na výstup demodulačního obvodu.

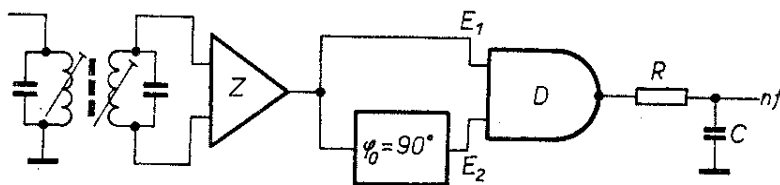
Zapojení jednoduchého poměrového detektoru je na obr. 26. Primární obvod pásmové propusti je napájen z kolektoru zesilovacího tranzistoru. Velikost vzájemných vazeb primárního, sekundárního a terciárního vinutí pásmové propusti spolu s jakostí nezátížených obvodů určuje (kromě jiných parametrů) též velikost potlačení amplitudové modulace. V sérii s oběma detekčními diodami jsou zapojeny vyrovnávací odpory. Proměnným z nich lze symetricky nastavit potlačení amplitudové modulace. Při optimálním průběhu se dosahuje maximálního potlačení ve středu demodulační křivky detektoru. Blokovací kondenzátory na výstupu zlepšují detekci. Paralelně k pracovním odporům detektoru je zapojen elektrolytický kondenzátor, zaručující omezovací vlastnosti. Integrovaný člen RC na výstupu slouží kromě vyhlazení zbytku vln složek k úpravě nízkofrekvenční charakteristiky; jde o tzv. člen deemfáze. Šum přijímače VKV, vznikající převážně na vstupní straně, obsahuje zejména vyšší nf kmitočty. V modulátoru vysílače se vyšší kmitočty normalizovaným způsobem zdůrazňují. V přijímači, po demodulaci, jsou opět členem

deemfáze potlačovány, a to včetně šumu. Odpovídající průběhy zdůraznění i potlačení zaručují rovnou kmitočtovou charakteristiku.

K vývojově mladším typům demodulátorů, používajících ještě diskrétní součástky, patří počítací detektor. Půl-vlnně detekované, tj. pulsující mf napětí se přivádí na kondenzátor vhodné kapacity, k němuž je paralelně připojen vybíjecí odpor. Kondenzátor se nabíjí v závislosti na počtu impulsů konstantní velikosti. Větší četnost impulsů znamená větší napětí kondenzátoru a naopak. Napětí na kondenzátoru tak přesně kopíruje okamžité změny kmitočtu. Pro dobrou účinnost tohoto detektoru je nutné, aby změny kmitočtu byly co možno největší. Toho lze dosáhnout pouze tím, že volíme střední mf kmitočet co nejnižší; v praxi je to v okolí 200 až 250 kHz. Hlavní nevýhodou je to, že vlivem poměrně nízkého mf kmitočtu je relativně malé potlačení zrcadlového kmitočtu. Zlepšení je možné jen zavedením dvojího směřování. (První mf kmitočet, získaný ve vstupní jednotce, je vysoký, 10,7 MHz, ke druhému směřování dochází před počítacím detektorem.) Toto řešení samozřejmě celý přijímač značně komplikuje, a proto se používá pouze zřídka.

Další principy demodulace přicházejí v úvahu jen při aplikaci moderních integrovaných obvodů, které mají velké zesílení a tehdy, nehraje-li velký počet aktivních prvků citelnou ekonomickou roli. Popíšeme zde princip a funkci koincidenčního detektoru. Základní schéma detektoru je na obr. 27.

Na vstupní zesilovač koincidenčního detektoru  $Z$  se přivádí mf signál. Zesílené napětí z výstupu se přivádí na dva omezující zesilovače  $D$  jednak přímo, jednak přes vhodný fázovací člen. (Jako fázovací člen lze použít jednoduchý laděný obvod, nastavený tak, že při středním kmitočtu bude fázový posuv



Obr. 27. Princip koincidenčního detektoru

90°.) Následkem koincidenční činnosti obvodu  $D$  budou na jeho výstupu kladné impulsy pouze tehdy, budou-li na vstupech  $E_1$  a  $E_2$  současně napětí shodné polarity. Při změnách kmitočtu se mění i fázový posuv napětí  $E_1$  i  $E_2$  a tím i interval trvání shodnosti polarit. Výsledná šířka výstupního impulsu bude proto závislá na okamžitém kmitočtu vstupního signálu. Výstupní impulsy proměnné šířky se přivádějí na integrační člen  $RC$ , jehož kondenzátor  $C$  se nabíjí na střední velikost napětí. Například při středním kmitočtu  $f_0$  ( $\varphi = 90^\circ$ ) bude na výstupu právě polovina maximální velikosti vstupního napětí. Při změně vstupního kmitočtu se změni i příslušné fázové posuvy tak, že na jednu stranu od středního kmitočtu dochází ke koincidenční v delších časových úsecích – výstupní impulsy jsou širší a výstupní napětí je větší než polovina vstupního napětí. Obdobně při opačné kmitočtové změně budou výstupní impulsy užší a výstupní napětí menší. Při pozorném zkoumání funkce tohoto detektoru zjistíme, že ve skutečnosti dochází na výstupní straně opět k integraci napětí v závislosti na vstupním kmitočtu. (Rozdíl proti počítacímu detektoru je ovšem v tom, že u něho šlo o sčítání počtu impulsů; zde jde o sčítání impulsů různých šířek.)

V praxi se kromě uvedených základních zapojení demodulátorů používá takřka nepřehledné množství modifikovaných zapojení. Z nich si popíšeme ještě ucelenější skupinu detektorů, které se vyznačují tím, že demodulují signál jiného kmitočtu než vstupního. Před vlastním detektorem je proto zařazen měnič kmitočtu. Na tento měnič jsou kladeny přísné požadavky, zejména pokud jde o dokonalé omezení nežádoucí amplitudové modulace a dodávání jediného kmitočtu.

Jako základní představitele tohoto demodulačního principu lze jmenovat detektor se synchronizovaným oscilátorem a jeho dokonalejší verzi, tzv. synchronodetektor. Místní oscilátor synchronodetektoru pracuje na 2,14 MHz. Synchronizace se zajišťuje poměrně složitou kombinací signálu jeho šesté harmonické

se vstupním signálem, k jehož kmitočtu se přičítá základní kmitočet oscilátoru 2,14 MHz. (Jde tedy v podstatě o synchronizaci kmitočtu 12,84 MHz.) Hlavní výhodou tohoto uspořádání je, že nedochází k nežádoucímu vyzařování nf kmitočtu 10,7 MHz, který by mohl způsobovat různé záněje při příjmu. Nicméně se přijímače s pomocným demodulačním oscilátorem 10,7 MHz již objevily. Bylo u nich ovšem dokonale vyřešeno stínění pomocného oscilátoru.

Za zmínku stojí zdroj kmitočtu pro demodulaci v podobě monostabilního klopného obvodu. Není-li tento klopný obvod, zapojený před vlastní demodulátor, synchronizován dostatečným napětím, nedodává žádný výstupní signál. Teprve po dosažení určitého, předem stanoveného vstupního napětí se uvede do provozu a dodává (podle zapojení) buď impulsy o kmitočtu shodném se synchronizačním kmitočtem, nebo o polovičním kmitočtu. Výstupní impulsy se potom vedou na běžný kmitočtový detektor. Hlavní výhodou tohoto řešení je to, že obvod pracuje zároveň jako tiché ladění (umlčovač šumu) – bez dostatečného vstupního signálu je na jeho výstupu nulové nf napětí.

Výborných vlastností u uvedených demodulátorů (schopnosti detekovat jen jediný kmitočet a jednu amplitudu signálu) se tedy dosahuje pomocným oscilátorem. Jak klopný obvod, tak oscilátor mají plně využítu „samoomezující“ schopnost. Například u klopného obvodu, který pracuje na principu „ano“ – „ne“, je úroveň jeho výstupních impulsů za každých okolností buď nulová, nebo určitá, konstantní, daná napájecím napětím, zmenšeném o úbytek na tranzistoru. Oscilátor s laděným obvodem má pak výstupní napětí konstantní – jeho stálost je zabezpečena nelinearitami použitého tranzistoru.

Poznamenejme ještě, že k demodulaci je tu výhodné používat demodulátory s velkou účinností; není proto vhodný poměrový detektor, jehož hlavní výhodou, omezující schopnost, zde nemá význam. Dobře vyhoví například fázový diskriminátor, vyznačující se velkou účinností. Fázový diskriminátor se také

ve velké míře uplatňuje ve spojení s mf zesilovači, osazenými integrovanými obvody. Dokonalé omezení signálu je tu zaručeno konstrukcí mf zesilovače.

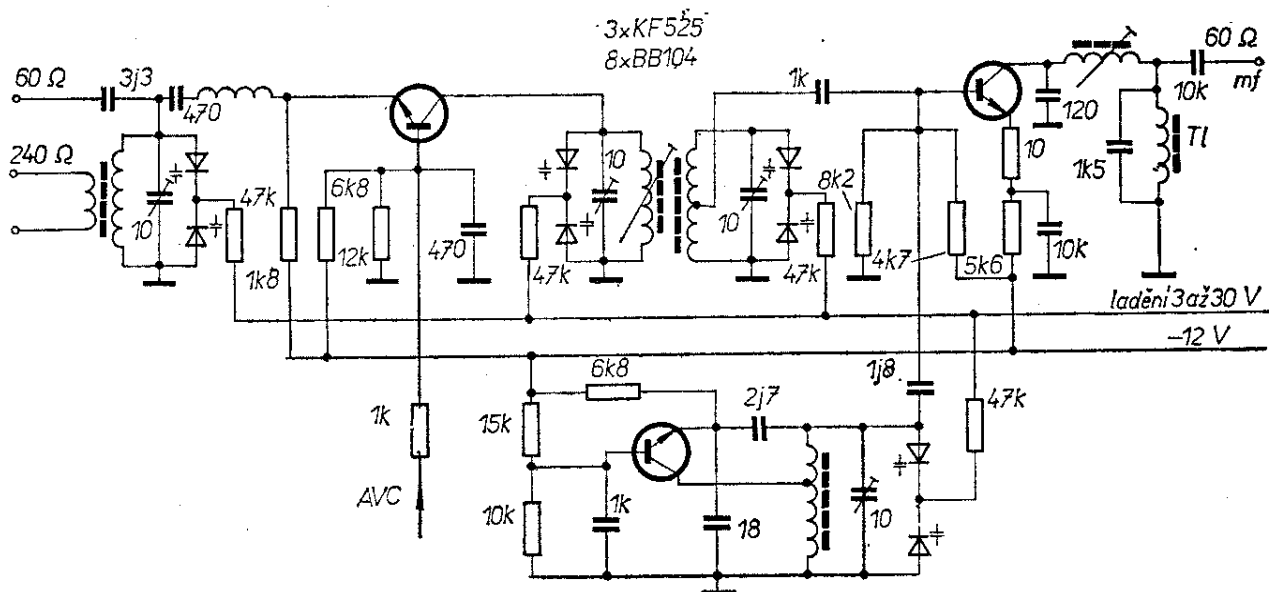
### Tiché ladění

Tiché ladění (umlcovač šumu) patří mezi pomocné obvody přijímačů; v zásadě pracuje tak, že při příjmu slabých stanic je výstup demodulátoru nebo demodulátor sám odpojen od následujících obvodů. O jednoduchém způsobu tichého ladění, které samo vyplynulo z daného zapojení demodulátoru, jsme se již zmínili v předchozí kapitole. Při použití běžných kmitočtových demodulátorů se však tiché ladění musí řešit vždy poměrně složitě. Jednodušší zapojení odpojují přímo nf zesilovač (předzesilovač). Obecně není toto řešení příliš vhodné, protože při mezních stavech (vypínání, spínání) může být nepříznivě ovlivněno výsledné amplitudové zkreslení nf signálu. Přesto, že teoreticky nic nestojí v cestě dokonalého vyřešení tohoto principu například použitím vhodných spínacích obvodů, setkáváme se převážně s odpojováním demodulačního stupně. Ze vhodného místa mf zesilovače se odebírá mf kmitočet, detekuje se a zesiluje. Tímto napětím se u jednodušších přijímačů přímo ovládá zesilovací stupeň před demodu-

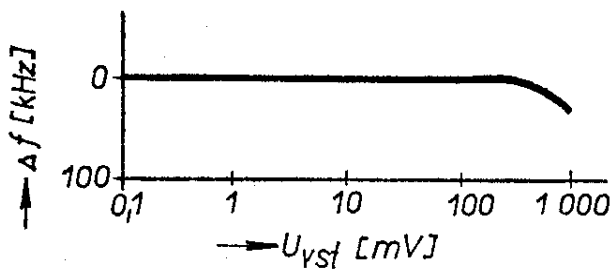
látorem, u jakostnějších je do ovládacího řetězu zapojen ještě klopný obvod. Za zmínku stojí, že jeden z tranzistorů tohoto klopného obvodu může být využit jako zesilovač před vlastním demodulátorem. Všeobecně lze říci, že kolik výrobců, tolik způsobů tichého ladění, lišících se někdy v maličkostech, někdy koncepčně. V každém případě musíme vyžadovat, aby bylo možno obvody tichého ladění vypínat. Přijímače určené pro profesionální provoz mívají zvláštní ovládací prvek, jímž lze libovolně nastavit úroveň signálu, při níž automatika začíná pracovat. Z detekovaného mf signálu může být též odvozeno napětí pro prahové spínání stereofonního dekodéru.

### Příklady zapojení vstupních jednotek

Zapojení účelně řešeného, třítranzistorového vstupního dílu VKV je na obr. 28. Vstupní obvod, mezistupňová pásmová propust i oscilátor se ladí varikapy. Směšovač má tranzistor v zapojení se společným emitorem, v předzesilovači a oscilátoru je použito zapojení se společnou bází. Díky oddělenému oscilátoru lze pracovní bod směšovače nastavit optimálně jak z hlediska zesílení, tak z hlediska potlačení nežádoucích směšovacích produktů. Je omezen i vliv velkých vstupních napětí na kmi-



Obr. 28. Třítranzistorový vstupní díl VKV



Obr. 29. Závislost odchylky kmitočtu oscilátoru na vstupním vf napětí

točet oscilátoru. Dobrou selektivitu (a tím také dobré potlačení parazitních příjmů) zaručují průběžně laděný vstupní obvod a pásmová propust mezi předzesilovačem a směšovačem.

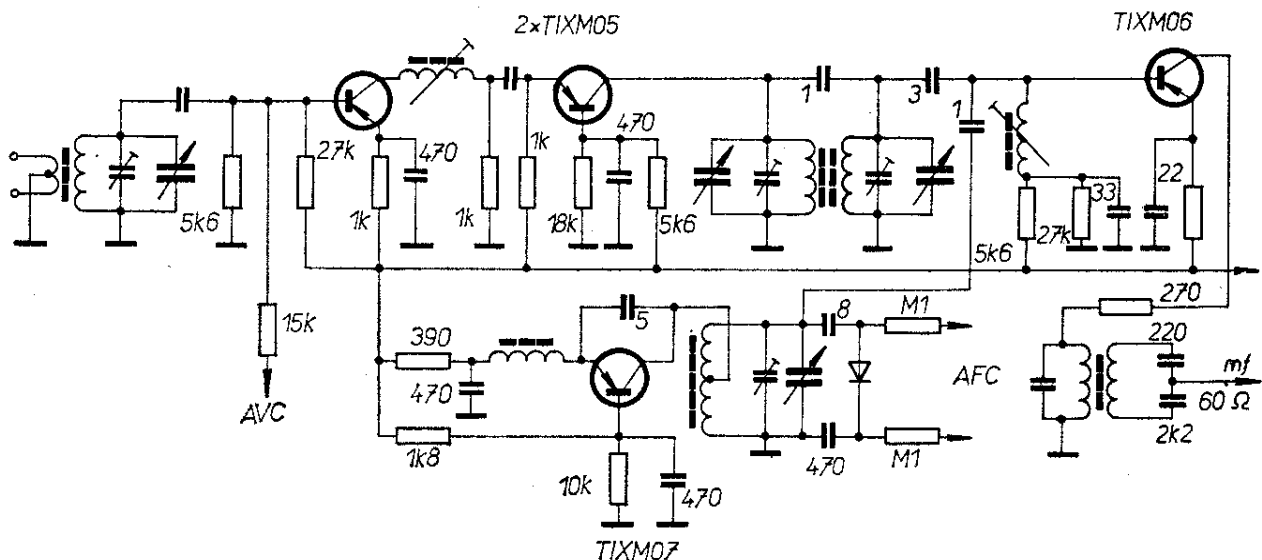
Varikapy (BB104) jsou zapojeny protitaktně; proto při střídavém buzení nedochází k posuvu střední ladící kapacity ani k amplitudovému zkreslení. Odpor  $10 \Omega$  v emitoru směšovacího tranzistoru KF525 linearizuje zpětnovazební směšovací charakteristiku. Příznivým důsledkem je zmenšení počtu parazitních směšovacích produktů. Oscilační napětí se vede na bázi směšovacího tranzistoru přes kondenzátor  $1,8 \text{ pF}$ . Báze je současně připojena kondenzátorem  $1000 \text{ pF}$  na odbočku sekundárního obvodu pásmové propusti. Impedance tohoto zapojení je pro signál mf kmitočtu malá, takže není třeba používat obvyklý sériový zkratovací obvod LC.

Výstupní článek II je naladěn na kmitočet  $10,7 \text{ MHz}$ . Následující stupeň se připojuje kapacitně (malá impedance). Tlumivka v kolektorovém obvodu zajišťuje stejnosměrné napájení směšovacího tranzistoru.

Aby se zmenšil vliv napěťové závislé kapacity mezi kolektorem a bází na kmitočet oscilátoru, je kolektor tranzistoru oscilátoru připojen na odbočku laděného obvodu. Jednotka nemá zvláštní obvody pro automatické doladování kmitočtu. Chybovým napětím se totiž řídí přímo zdroj ladícího napětí. Výbornou kmitočtovou stabilitu oscilátoru při velkých změnách vstupního napětí ukazuje graf na obr. 29. Základní parametry popisované vstupní jednotky jsou: zisk asi  $25 \text{ dB}$ , šumové číslo 3 až  $5 \text{ dB}$ . Napájecí napětí je  $12 \text{ V}$ , odběr přibližně  $5,5 \text{ mA}$ .

Příklad aplikace kaskádového zesilovače ve vstupním dílu je na obr. 30. Zapojení pochází z vývoje firmy Texas Instruments. Anténní obvod je výkonově přizpůsoben ke vstupu tranzistoru. Druhý stupeň je s prvním vázán článkem II. Kaskádové zapojení se vyznačuje velkou stabilitou i při značném rozptylu parametrů tranzistorů; kolektorový obvod lze proto k cívice laděného obvodu připojit přímo, bez odbočky.

Rozhodující vliv na zrcadlovou selektivitu a na průnik vyšších harmonických na směšovač má pásmová pro-



Obr. 30. Vstupní díl s kaskádovým zesilovačem

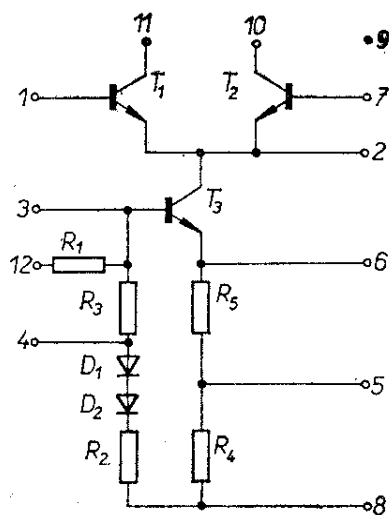
pust mezi druhým a třetím tranzistorem. Vazebním kondenzátorem 1 pF je nastavena konstantní vazba pásmové propusti pro celé pásmo přenášených kmitočtů. Při provozní jakosti obvodů  $Q = 100$  lze dosáhnout výkonového zisku předzesilovače až 20 dB.

Aby byl stupeň křížové modulace co nejmenší, pracuje směšovací tranzistor v lineární oblasti (proud přibližně +0,5 mA). Předzesilovač a oscilátor jsou na směšovač navázány kondenzátory s malými kapacitami – proto nesmí chybět zkratovací obvod LC pro signál mf kmitočtu. Vliv změn dynamické výstupní kapacity na pásmovou propust zmenšuje odpor 270 Ω v kolektoru směšovacího tranzistoru. Tímto způsobem se také omezí zpětné směšovací produkty. Oscilační napětí na směšovači je 230 mV. Základní údaje: výkonový zisk 29 dB, šumové číslo  $2 kT_0$ .

Do zapojení vstupních dílů VKV začínají úspěšně pronikat integrované obvody, jako ostatně do všech větví elektroniky. Typickým představitelem takového obvodu, vhodného pro kmitočty do 100 MHz, je integrovaný obvod CA3005. Aplikační listy výrobce ho doporučují do širokopásmových i úzkopásmových zesilovačů (mf i vf do 100 MHz), směšovačů, oscilátorů, modulátorů, obrazových zesilovačů i do protitaktně zapojených vstupních a výstupních obvodů. Vnitřní uspořádání obvodu je na obr. 31.

Pro integrovaný obvod CA3005 se při teplotě 25°C udávají mezní data:

maximální vstupní napětí: 3,5 V,  
maximální ztrátový výkon: 26 mW;



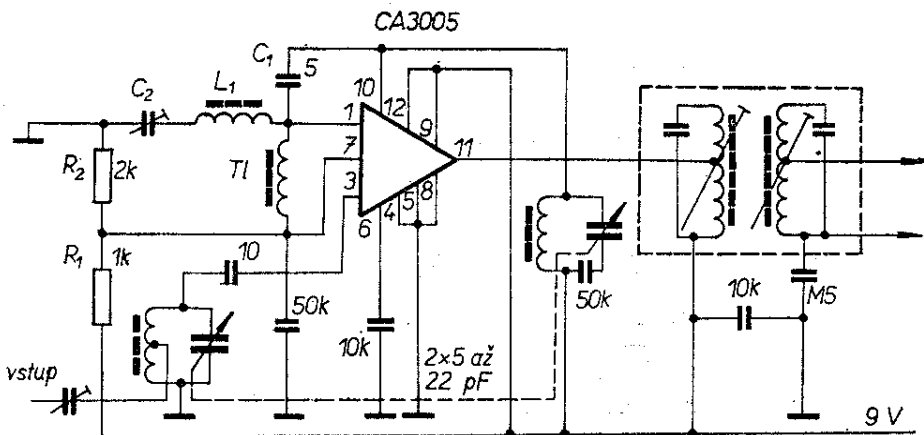
Obr. 31. Vnitřní uspořádání integrovaného obvodu CA3005

provozní data:

výkonové zesílení:	16 dB/100 MHz, 25 dB/10,7 MHz,
šumové číslo:	7,8 dB/100 MHz
rozsah řízení zisku:	60 dB,
vstupní impedance:	1 400 Ω,
výstupní impedance:	2 000 Ω.

Poznámka: údaje impedancí platí pro zapojení jako diferenciální zesilovač a pro kmitočet 100 MHz.

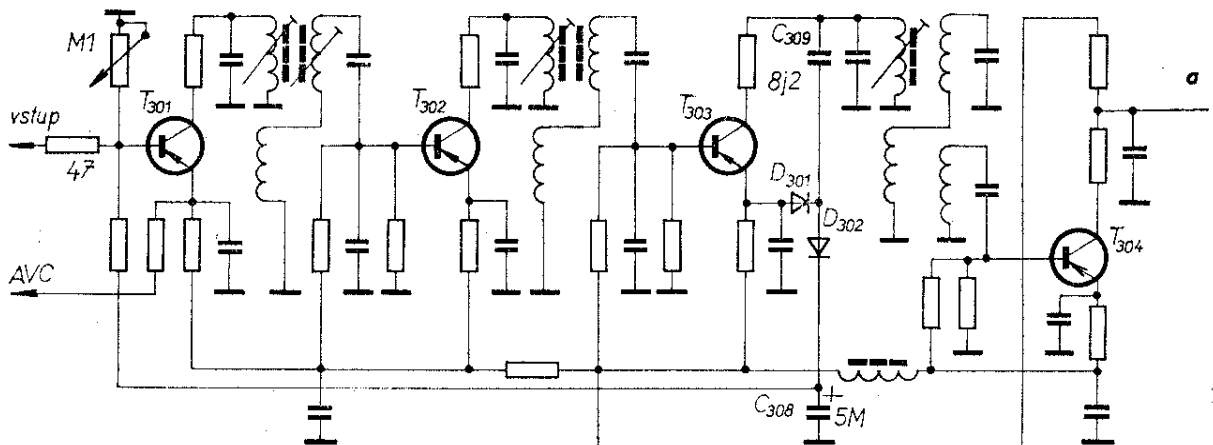
Příklad použití integrovaného obvodu CA3005 v jednoduchém vstupním dílu, laděném dvojitým kondenzátorem, je na obr. 32. Funkčně lze jednotku srovnat s klasickým zapojením s tranzistory AF124 a AF125. Anténní napětí se přivádí na průběžně laděný vstupní obvod a z něho přes kondenzátor 10 pF na vývod 3 integrovaného obvodu (tj.



Obr. 32. Jednoduchý vstupní díl s integrovaným obvodem CA3005

na bázi tranzistoru  $T_3$ , jak je patrné z obr. 31). Tranzistor  $T_3$  pracuje jednak jako vf předzesilovač, jednak jako stabilizátor napájecího napětí pro tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ . Diody  $D_1$ ,  $D_2$  a odpory  $R_2$ ,  $R_4$  nejsou v zapojení využity; příslušné vývody integrovaného obvodu jsou spojeny se zemí. Báze tranzistoru  $T_3$  je napájena z jednoduchého děliče, tvořeného odpory  $R_1$  a  $R_3$ . Na tranzistory  $T_1$  a  $T_2$ , pracující jako oscilátor a směšovač, se vede zesílené vf napětí. Jejich pracovní body se nastavují vně-

řeba neutralizovat. Řídící napětí pro automatické vyrovnávání citlivosti se odebírá z kolektoru tranzistoru  $T_{303}$  přes kondenzátor  $C_{309}$ . Potom následuje detekce řídicího napětí zdvojnásobením  $D_{301}$  a  $D_{302}$ . Vzniklé napětí (po nezbytné filtraci kondenzátorem  $C_{308}$ ), se vede na bázi prvního mf tranzistoru  $T_{301}$  jehož zisk je tak částečně řízen. Zmíněný tranzistor však pracuje především jako měnič impedance pro řídicí napětí, sloužící k regulaci zisku vstupních tranzistorů dílu VKV.



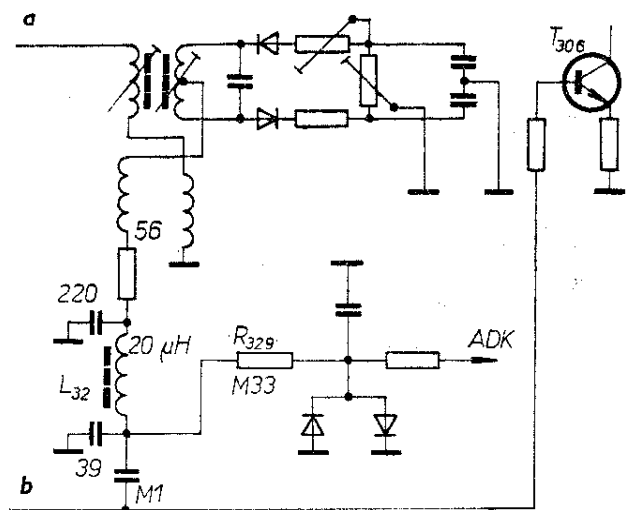
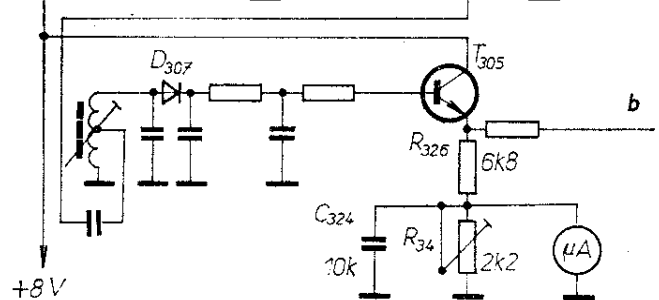
ším odporovým děličem ( $R_1$  a  $R_2$  na obr. 32).

Mezifrekvenční obvod je připojen na kolektor tranzistoru  $T_1$ . Zpětná vazba se zavádí kondenzátorem  $C_1$ . Sériový obvod  $L_1$ ,  $C_2$  a kondenzátor  $C_1$  kompenzují fázi signálu oscilátoru. Obvod sám o sobě je pro signál mf kmitočtu zkratem.

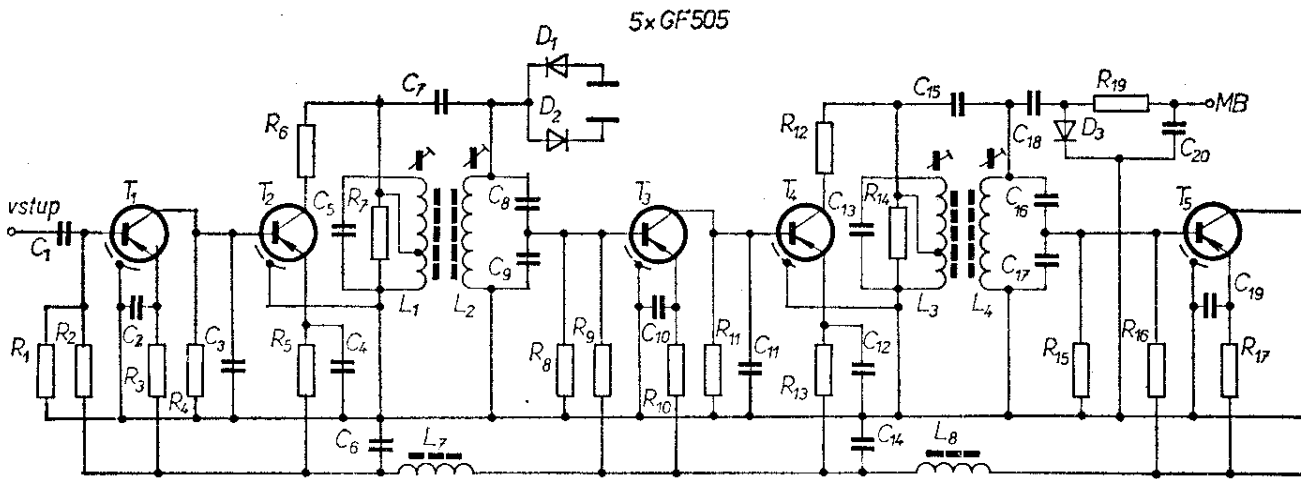
Popisovaná vstupní jednotka není určena pro vysoké nároky; to vyplývá z technických údajů citlivosti ( $10 \mu\text{V}$  pro odstup s/š 30 dB) a výkonového zisku (15 dB). Hlavním problémem integrovaných obvodů je zatím větší šum. I po této stránce je tedy jednotka průměrná.

### Příklady zapojení mf zesilovačů

Na obr. 33 je zapojení čtyřstupňového mf zesilovače, osazeného germaniovými tranzistory. Jde o mf díl přijímače TESLA T632A. Tranzistory pracují se společnými emitery a obvody jsou navrženy tak, že jednotlivé stupně není



Obr. 33. Čtyřstupňový mf zesilovač



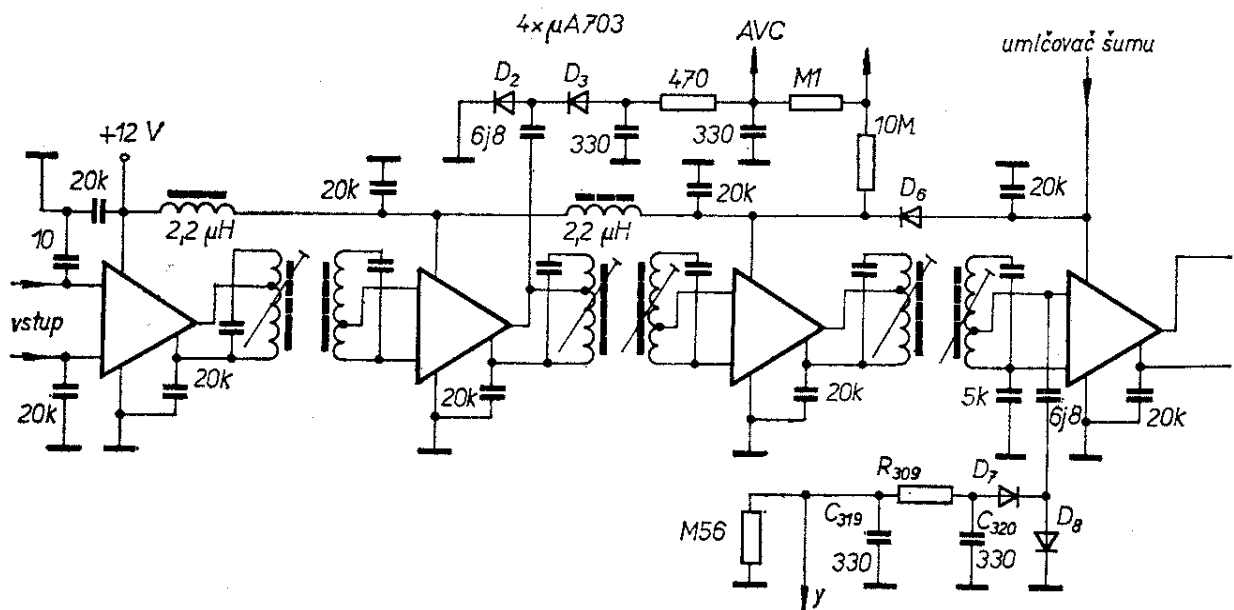
Symetrický poměrový detektor je zapojen v kolektorovém obvodu tranzistoru  $T_{304}$ . K zamezení průniku zbytkového mf napětí na další stupně je ve výstupní části zapojen filtrační článek LC tvaru  $\Pi$ .

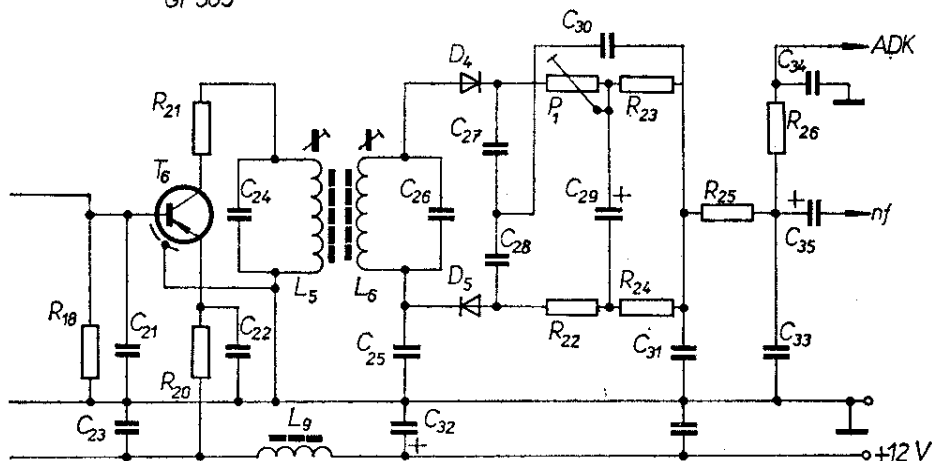
Za zmínku stojí obvody umlčovače šumu a indikátoru vyladění. Řídicí napětí pro ně se odebírá z kolektorového obvodu  $T_{304}$  a vede se na rezonanční obvod, na němž se detekuje diodou  $D_{307}$ ; po filtraci se přivádí na bázi  $T_{305}$ . Je-li přijímač naladěn mimo stanici, je tento tranzistor uzavřen; mikroampérmetr indikátoru vyladění má při tom nulovou výchylku. Protože je zároveň emitorové napětí  $T_{305}$  nulové, je uzavřen také tranzistor  $T_{306}$  (vstupní tranzistor dekodéru). Jakmile napětí z mf zesilovače dosáhne potřebné velikosti,  $T_{305}$  se otevře a jeho emitorový

proud vytvoří na  $R_{326}$  úbytek napětí; proto se otevře také  $T_{306}$ . Velikost emitorového proudu se současně indikuje měřičem vyladění. Obvody jsou nastaveny tak, že plnému vybudzení mf zesilovače odpovídá maximální výchylka měřidla.

Na výstup poměrového detektoru (za odpor  $R_{329}$ ) je připojen ještě symetrický omezovač napětí pro automatické do ladování kmitočtu (ADK, AFC), které se přes tlačítko vede na anody varikapů v oscilátoru vstupních dílů VKV. (Přijímač T632A má dva vstupní díly pro příjem stanic v obou pásmech VKV.)

Příklad mf zesilovače vhodného pro amatérskou stavbu je na obr. 34. (Jde o mf zesilovač přístroje Tuner-kit 30 stereo.) Zesilovač je třístupňový s pásmovými propustmi, navrženými tak, aby průběhy skupinového zpoždění byly

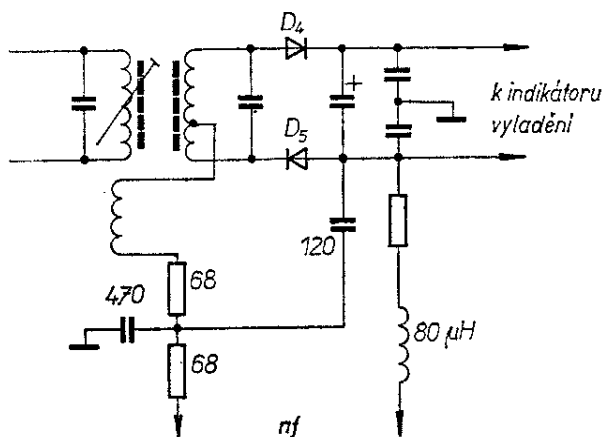




maximálně ploché. K demodulaci se používá kompenzovaný poměrový detektor. Každý zesilovací stupeň je osazen dvěma tranzistory zapojenými v kaskádě se společnými emitory. Toto zapojení sice nevyužívá zcela zesilovacích vlastností jednotlivých tranzistorů, zaručuje však velké zmenšení průnikové kapacity. Stupně není proto třeba neutralizovat. Navíc je zapojení značně odolné na rozptyl parametrů tranzistorů a některých součástek. Velmi dobrá reprodukovatelnost výsledků je cennou devízou pro méně zkušené amatéry.

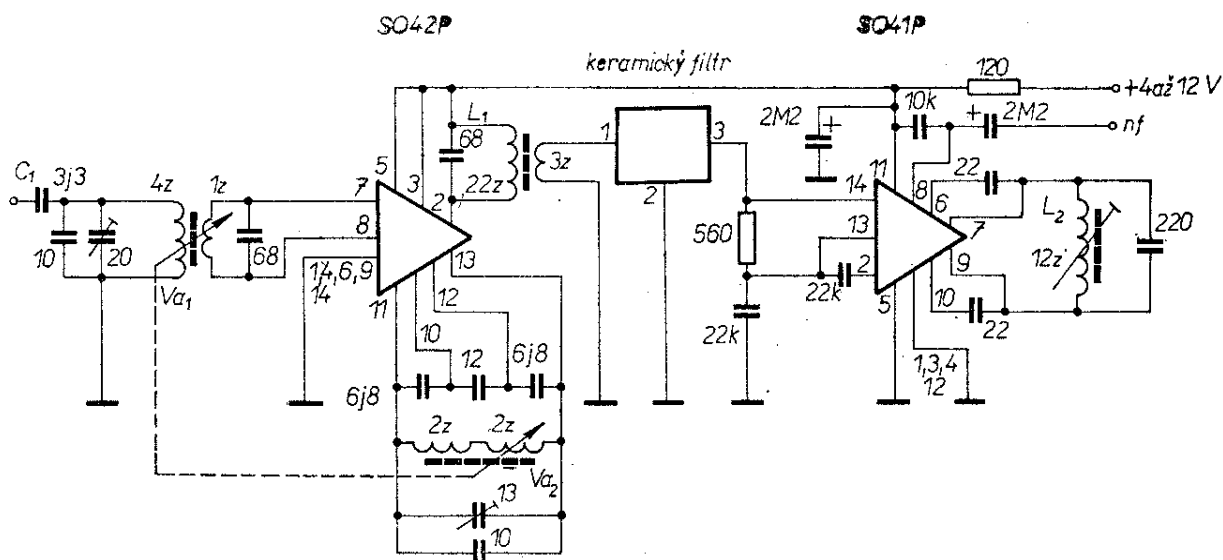
Stabilita jednotlivých stupňů v kaskádním zapojení je velmi dobrá. Při konstrukci je pouze třeba dát pozor na parazitní napěťovou vazbu z obvodů poměrového detektoru na vstupní obvody. Celý poměrový detektor je proto třeba stínit zvláštním krytem.

Obr. 35. Zapojení mf dílu tuneru Scott 312-D



Aplikaci integrovaných obvodů v zapojení mf zesilovačů dokumentujeme příkladem na obr. 35 (tuner Scott 312-D). Použité integrované obvody obsahují vedle stabilizačních aktivních prvků také diferenciální stupně se zdroji konstantního proudu. Tím jsou vytvořeny předpoklady pro výborné omezovací vlastnosti celého zesilovače. Řídicí napětí pro umlčovač šumu se odebírá za druhým stupněm. Po usměrnění diodami  $D_2$ ,  $D_3$  a po filtraci se vede na dvoutranzistorový obvod (na obr. 35 není zakreslen) a z něho zpět do posledního mf stupně. Je-li přijímač vyladěn mimo stanici, je tento poslední stupeň spolehlivě uzavřen.

Zajímavým doplňkem je obvod, umožňující indikaci přítomnosti více signálů stejného kmitočtu na anténě (přímého a odraženého signálu téhož vysílače). Vlivem fázového posuvu mezi přímým a odraženým signálem kolísá amplituda výsledného signálu – signál bude minimální vždy, je-li fázový rozdíl mezi přímým a odraženým signálem  $180^\circ$ . Tyto amplitudové změny v rytmu modulace se projevují i na úrovni mf signálu. Ze vstupu posledního mf stupně se pro vyhodnocení amplitudových změn odebírá přes kondenzátor  $6,8 \text{ pF}$  napětí, které se po usměrnění a mírném vyhlazení (filtrační řetěz s nepřiliš velkou časovou konstantou) přivádí na jednoduchý zesilovač měřicího přístroje (indikátoru vyladění). Na obr. 35 není zakreslen; výstup pro indikátor je vyznačen  $y$ . Kýve-li se při vyladění



Obr. 36. Tuner VKV FM se dvěma integrovanými obvody

určité stanice rytmicky ručka indikátoru, je to známkou vícenásobného příjmu.

Nakonec, pro zajímavost, přinášíme na obr. 36 zapojení celého tuneru VKV, osazeného dvěma integrovanými obvody Siemens SO42P a SO41P. Nejde o žádný špičkový přístroj. Vstupní selektivity se dosahuje polovinou dvojitého ladícího variometru  $Va_1$ . Anténa je ke vstupu přizpůsobena kondenzátorem  $C_1$ ; přizpůsobení k prvnímu integrovanému obvodu je zajištěno vazební smyčkou (1 závit). Přísně symetrická stavba integrovaného obvodu SO42P zaručuje poměrně velkou odolnost proti křížové modulaci a dobré potlačení nežádoucích směšovacích produktů. Selektivitu mf zesilovače zajišťuje keramický filtr; počet nastavovacích prvků celého tuneru je tím zmenšen na minimum. Kondenzátor 22 pF (zapojený mezi vývody 9 a 10 druhého integrovaného obvodu) určuje vzdálenost vrcholů křivky S demodulátoru (má být asi 500 kHz). Průběh křivky nulou je určen rezonančním kmitočtem obvodu s cívkou  $L_2$ .

Základní technická data tuneru: napájecí napětí 4 až 15 V, rozsah přijímaných kmitočtů 87 až 104 MHz, šířka pásma mf zesilovače 250 kHz, bod nasazení omezení 10  $\mu$ V, šumové číslo asi 10 dB, zrcadlová selektivita 22 dB,

výstupní nf napětí 240 mV (pro kmitočtový zdvih  $\pm 75$  kHz).

### Soustředěná selektivita

Selektivita běžných přijímačů se zajišťuje jednotlivými zesilovacími stupni s pásmovými propustmi, které se navrhují tak, aby celková selektivita zaručovala vyhovující přenos kmitočtů v pásmu a co největší potlačení kmitočtů vně pásma. Tento způsob je zcela vyhovující jen teoreticky – za předpokladu, že tranzistory mají lineární charakteristiky. Tranzistory však lze pokládat za lineární jen při malých signálech. V praxi se musí počítat s tím, že dynamický pracovní bod tranzistorů se bude běžně pohybovat v takovém rozsahu, že výše uvedený předpoklad nebude platit. Budou-li pak na vstup přijímače přicházet současně žádoucí i nežádoucí signály, dostanou se vinou nedostatečné selektivity až na báze posledních stupňů mf zesilovače a navíc na zakřivených charakteristikách tranzistorů vzniknou další rušící (záznějové) složky. V teorii přijímačů existuje účinná pomoc v podobě propusti, která soustředí pokud možno celou potřebnou selektivitu v prvním mezifrekvenčním stupni (za směšovačem). Ostatní stupně pak pouze zesilují bez zvláštních požadavků na odladivost. Filtry jsou v praxi krystalové, piezoelektrické nebo

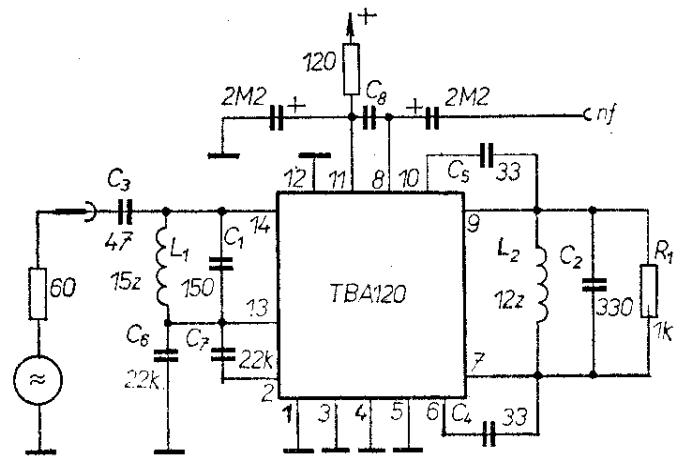
LC, tvořené soustavou laděných obvodů.

Teoretické rozborů obvodů soustředěné selektivity prokazují přednosti tohoto řešení proti mf zesilovači s dvojitými pásmovými propustmi, zapojenými mezi jednotlivými aktivními prvky. Obvody soustředěné selektivity se například vyznačují příznivým průběhem skupinového zpoždění (ovlivňuje jakost stereofonního příjmu), které je při stejné selektivitě mnohem lepší než u klasických mf zesilovačů. Jistou výhodou je také velmi dobrá reprodukovatelnost při sériové výrobě a možnost předem nastavit filtr (téměř optimálně). Uvažovaná vícenásobná propust se nastaví mimo vlastní přijímač; po vestavbě stačí doladit jen její vstupní a výstupní obvod.

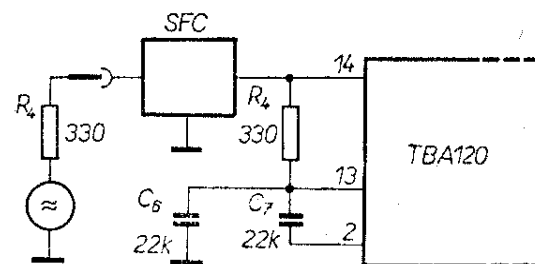
Další stupně mf zesilovače za obvodem soustředěné selektivity, jak již bylo řečeno, jsou konstruovány s malými nároky na selektivitu. Z toho vyplývá, že není třeba neutralizovat a že parametry tranzistorů nemají prakticky žádný vliv na přenosové vlastnosti takto řešeného zesilovače. Jinými slovy, při změně vybuzení se nemění ani přenosová křivka zesilovače, ani průběh skupinového zpoždění. (U klasických zapojení mf zesilovačů se nevyhneme různým automatickým regulacím zesílení, bránícím přebuzení jednotlivých stupňů.)

Koncepčně moderně řešený přijímač VKV FM se tedy má skládat ze vstupní jednotky VKV, soustředěné selektivity, širokopásmového mf zesilovače, demodulátoru a stereofonního dekodéru.

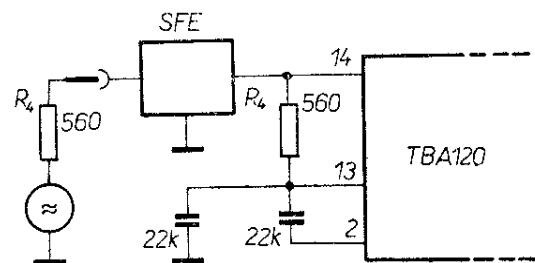
Obvody soustředěné selektivity nacházejí široké uplatnění v tunelech a přijímačích poslední generace, charakterizovaných co nejdůslednějším používáním integrovaných obvodů. Zde ani nelze jednotlivé aktivní prvky vázat na sebe indukčně pomocí laděných obvodů (tranzistory jsou galvanicky vázány přímo v pouzdru). Jako příklad uvádíme na obr. 37 základní zapojení mf zesilovače s integrovaným obvodem TBA120. U tohoto zesilovače dochází k omezení signálu při vstupním napětí



Obr. 37. Základní zapojení mf zesilovače s integrovaným obvodem TBA120



Obr. 38. Obvod TBA120 s jednoduchým keramickým filtrem



Obr. 39. Obvod TBA120 s dvojitým keramickým filtrem SFE10,7MA

přibližně  $10 \mu\text{V}$ . Použití uvedeného integrovaného obvodu s jednoduchým keramickým filtrem SFC10,7MA je na obr. 38; na obr. 39 je zapojení s dvojitým keramickým filtrem SFE10,7MA.

Kromě zmíněných výhod umožňuje aplikace obvodů soustředěné selektivity dosáhnout i mnohem větší strmosti boků přenášeného pásma. Tato vlastnost je velmi vítaná a potřebná. Například v pásmu VKV CCIR je odstup jednotlivých kanálů 100 kHz. Ostře vymezené přenášené pásmo je tu přímo nutností; navíc se v poslední době přenášené

pásmo netradičně zužuje. Literatura udává jako nejvhodnější šířku pásma mf zesilovače přibližně 200 kHz; komerční přijímače mají pro stereofonní příjem šířku pásma běžně 130 až 150 kHz a v monofonním provedení 80 až 130 kHz. U některých přístrojů se dokonce automaticky přepíná šířka pásma při stereofonním a monofonním provozním režimu. Jistým negativním důsledkem zužování přenášeného pásma je mírné zhoršení přeslechů mezi stereofonními kanály. Zdá se však, že výhody převažují. Tak se např. výrazně zlepši poměr signál/šum při obou druzích provozu, rušení dvou sousedních kanálů je minimální atd. Dodejme ještě, že existují názory minimalizovat požadavky na přeslechy do míry obvyklé u kvalitních magnetodynamických přenosů (konkrétně 35 nebo jen 30 dB při kmitočtu 1 kHz, na okrajích pásma ještě podstatně méně).

Každý amatérský konstruktér se tedy musí rozhodnout, co od svého tuneru bude chtít. Dovolujeme si doporučit vhodnou šířku pásma mf zesilovače jako rozumné kompromisy mezi selektivitou a přeslechy pro dálkový a místní příjem:

Přijem	Šířka pásma mf zesilovače	
	mono [kHz]	stereo [kHz]
dálkový	80 až 130	130 až 170
místní	130 až 150	180 až 240

Z tabulky je vidět, že pokud jde například o mf zesilovač přístroje Tuner-kit 30 stereo, je vzhledem k selektivitě vhodný pro místní příjem. V další kapitole popíšeme stavbu pětiobvodového

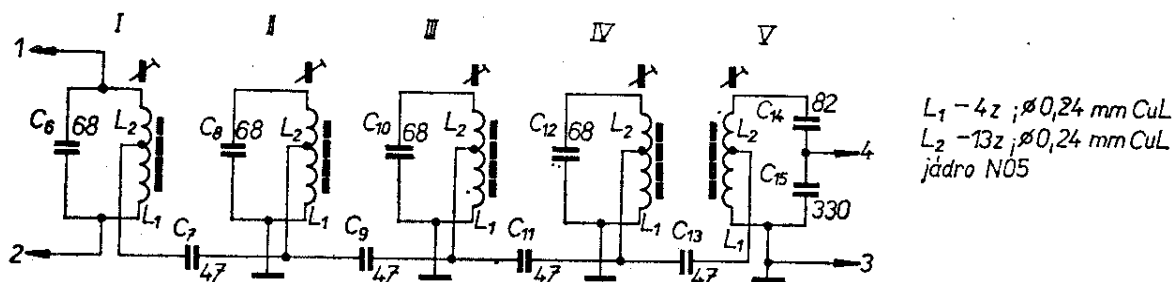
vého filtru soustředěné selektivity, vhodného zejména právě k mf zesilovači uvedeného přístroje. Zařazením tohoto filtru se selektivita (ovšem na úkor přeslechů) zlepši natolik, že tuner velmi dobře vyhoví pro dálkový příjem.

### Mezifrekvenční stupeň s pětiobvodovou soustředěnou selektivitou

Stupeň s filtry je řešen jako samostatný univerzální díl, který lze použít jednak ve spojení s mf zesilovači nedostatečné selektivity, jednak se zesilovači, osazenými integrovanými obvody. Zapojení pětiobvodového filtru je na obr. 40. Vazba mezi jednotlivými laděnými obvody je kapacitní (do odbočky tvořené společným koncem cívek  $L_1$  a  $L_2$ ). Kapacitní vazba má mnoho výhod, které oceníme především při realizaci filtru. Navíc je vazba na malé impedanci, takže kapacity vazebních kondenzátorů nejsou příliš malé. Výhodou je opět velká reprodukovatelnost výsledků při stavbě – neuplatní se vliv parazitních kapacit a zmírní se požadavky na toleranci kondenzátorů.

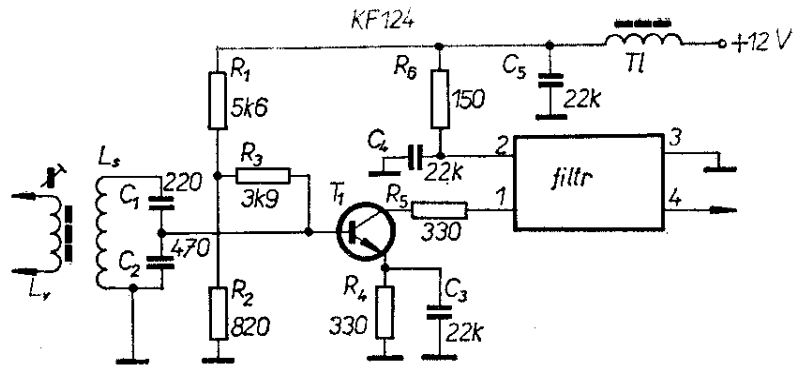
Zapojení celého mf stupně je na obr. 41. Signál ze vstupní jednotky na jejímž výstupu je zapojen půlfiltr, se přivádí na druhý půlfiltr přes vazební vinutí  $L_v$ . Z kapacitního děliče  $C_1, C_2$  pokračuje pak na bázi tranzistoru  $T_1$ , který je zapojen se společným emitorem. Na vstup filtru soustředěné selektivity je kolektor  $T_1$  připojen přes odpor  $R_5$ , zlepšující stabilitu stupně. V napájecím obvodu jsou zapojeny filtrační členy  $C_5$  a tlumivka  $Tl$ , popř. odpor  $R_6$  a kondenzátor  $C_4$ .

Mf stupeň je navržen na desce s plošnými spoji. Z důvodů univerzálnosti



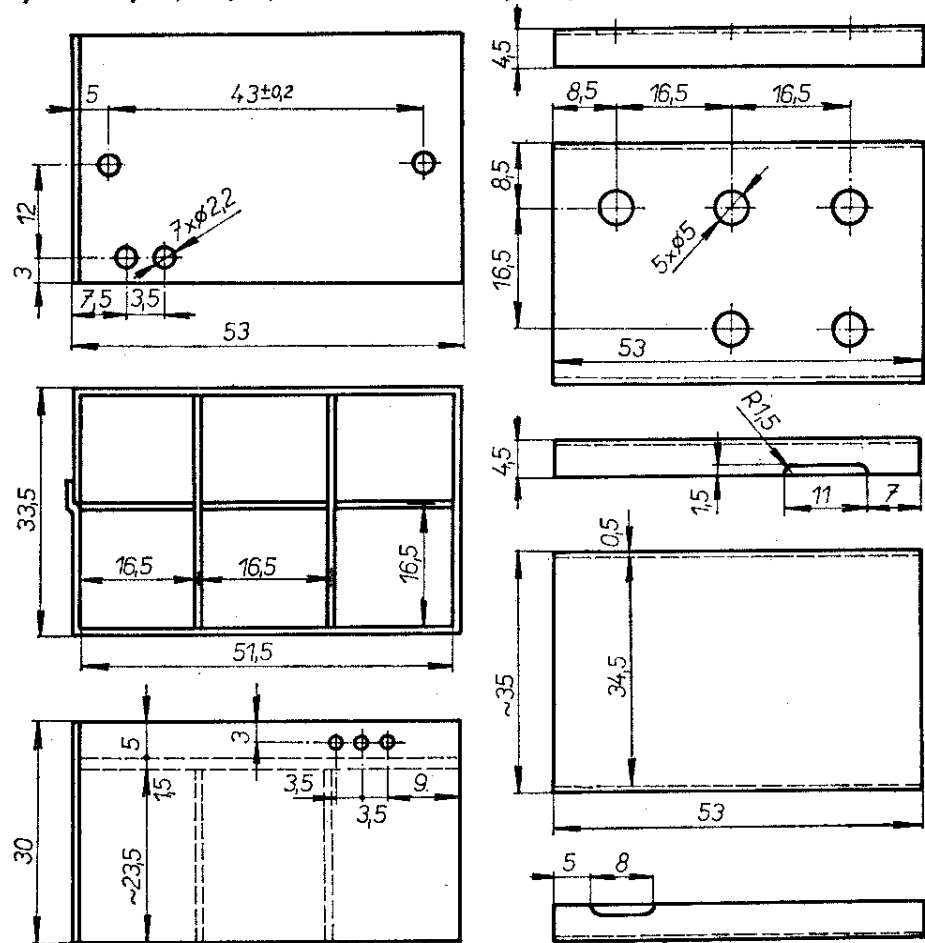
Obr. 40. Zapojení pětiobvodového filtru soustředěné selektivity

Obr. 41. *Mf* stupeň s filtrem soustředěné selektivity

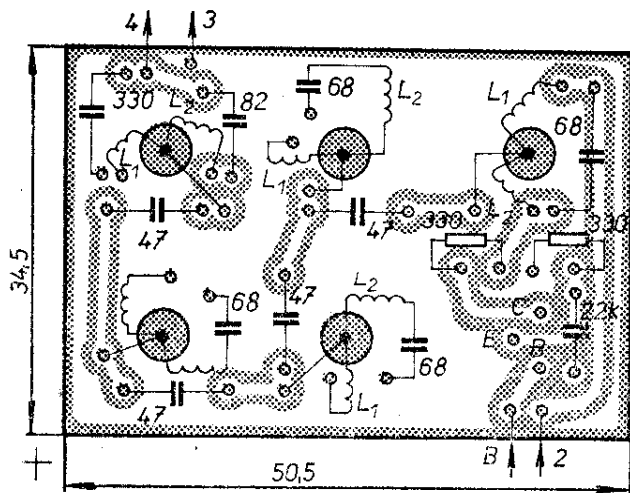


a jednoduchosti jsou vlastní filtr soustředěné selektivity a tranzistor  $T_1$  umístěny ve stíněném krytu (obr. 42). Cívky  $L_V$  a  $L_S$  jsou vně krytu. Spojový obrazec desky, umístěné uvnitř stínicí krabičky, je na obr. 43. Krabička je rozdělena na šest vzájemně odstíněných boxů. V pěti z nich jsou jednotlivé obvody filtru, v šestém pak tranzistor  $T_1$ . Dále jsou v krabičce umístěny odpory  $R_4$ ,  $R_5$  a kondenzátor  $C_3$ . Zbývající součástky jsou instalovány na další desce s plošnými spoji (obr. 44), k níž je krabička připájena v bodech  $A$  a  $B$  kousky drátů. Podobně jsou propojeny i body  $1$ ,  $1'$ ;  $2$ ,

$2'$  a  $3$ ,  $3'$ . Cívky  $L_1$  a  $L_2$  všech pěti obvodů jsou vinuty na izolačních trubičkách o průměru 5 mm a vsazeny do příslušných děr v desce s plošnými spoji. Totéž platí pro cívky  $L_V$  a  $L_S$ . „Živé“ konce cívek  $L_2$  a kondenzátorů 68 pF druhého až pátého filtru jsou propojeny přímo (mimo spojovou desku – zmenšuje se tím vliv rozptylových kapacit). Deska s plošnými spoji a se součástkami filtru je pevně zasazena do stínicí krabičky, popřípadě je v ní zajištěna několika kapkami vhodného lepidla (Epoxy 1200). Je třeba dbát, aby se spoje nikde nedotýkaly krabičky.



Obr. 42. Sestava krytu filtru soustředěné selektivity

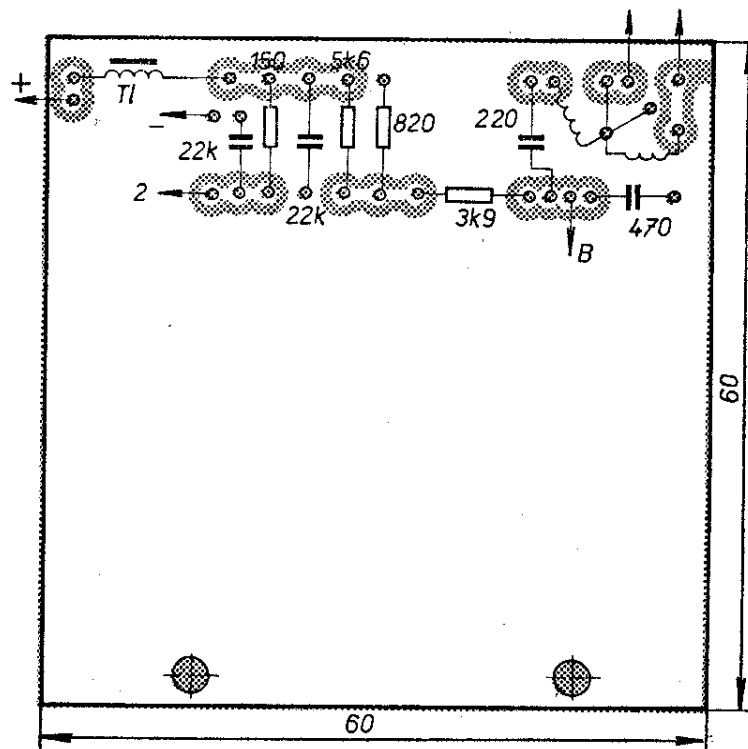


Obr. 43. Deska s plošnými spoji, umístěná uvnitř krytu

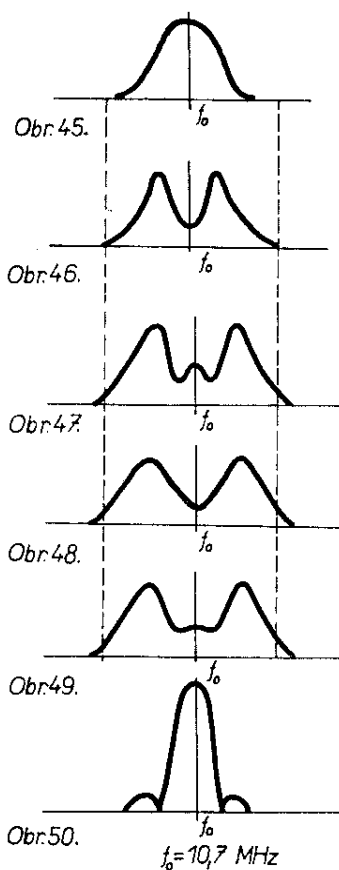
Ideální je, máme-li k dispozici rozmítač. Rozmítač se připojí na vstup hotového mf dílu. Úroveň výstupního signálu rozmítače nastavíme na 50 mV. Vf sondu připojíme přes oddělovací kondenzátor 12 pF na bázi tranzistoru  $T_1$  a nastavíme vrchol rezonanční křivky obvodu  $L_s, C_1, C_2$  na 10,7 MHz. Potom sondu připojíme (opět přes kondenzátor 12 pF) na společný bod cívek  $L_1$  a  $L_2$  prvního obvodu filtru (počítáno od kolektoru  $T_1$ ). V tomto bodě již zůstává sonda připojena po celé nastavování.

Nyní zkratujeme živý konec druhého obvodu na zem; obdržíme průběh podle obr. 45. Vrchol této křivky nastavíme na 10,7 MHz. Potom se zkrat druhého obvodu odstraní a zkratuje se obvod třetí. Laděním jádra druhého obvodu dostaneme průběh znázorněný na obr. 46. Vždy dbáme na to, aby křivky byly symetrické; výška obou „hrbů“ musí být tedy v tomto případě shodná. Na kmitočet 10,7 MHz nastavujeme minimum křivky. Po odstranění zkratu třetího obvodu a zkratování obvodu čtvrtého obdržíme laděním třetího obvodu průběh podle obr. 47, jehož prostřední minimum nastavíme na kmitočet 10,7 MHz. Konečně odstraníme zkrat čtvrtého obvodu a zkratujeme obvod pátý. Otáčením jádra čtvrtého obvodu nastavíme průběh odpovídající obr. 48. Opět ladíme minimum ve středu křivky na kmitočet 10,7 MHz. Nakonec odstraníme zkrat pátého obvodu a jádrem téhož obvodu nastavíme průběh, jehož vzor je na obr. 49. Na kmitočet 10,7 MHz ladíme prostřední maximum, jež je však velmi ploché – ladíme proto velmi pozorně.

Sondu z prvního obvodu přepojíme na výstup 3, 4 pátého obvodu, k němuž ještě paralelně připojíme odpor přibliž-



Obr. 44. Deska s plošnými spoji, umístěná vně krytu (bílé plochy měď, tan-gýra mezery mezi spoji)



Obr. 45. Průběh při zkratu „živého“ konce druhého obvodu (sonda připojena přes kondenzátor 12 pF na společný bod cívek  $L_1$  a  $L_2$  prvního obvodu filtru)

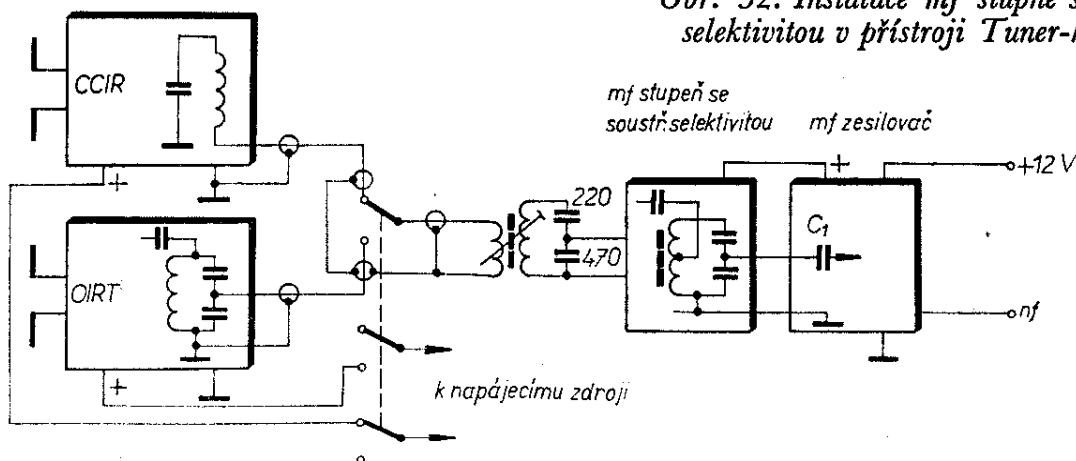
Obr. 46. Průběh při zkratu třetího obvodu

Obr. 47. Průběh při zkratu čtvrtého obvodu

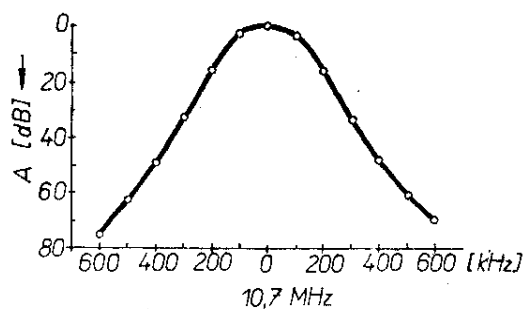
Obr. 48. Průběh při zkratu pátého obvodu

Obr. 49. Průběh po odstranění zkratu pátého obvodu

Obr. 50. Celá křivka propustnosti



Obr. 52. Instalace mf stupně se soustředěnou selektivitou v přístroji Tuner-kit 30 stereo



Obr. 51. Skutečný průběh selektivity filtru

ně 500  $\Omega$ . Je-li filtr správně nastaven, dostaneme průběh celé křivky propustnosti podle obr. 50. Symetrii křivky a tvar vrcholu případně opravíme jemným nastavením jader prvního a pátého obvodu. Vždy je však lepší celé nastavení zopakovat.

Skutečný průběh selektivity filtru je na obr. 51. Samotný pětiobvodový filtr má šířku propouštěného pásma 220 kHz (pro pokles 3 dB) a průchozí útlum 17 dB. Celkové zesílení popisovaného mf stupně je 6 až 10 dB.

Pokud jde o připojení stupně se soustředěnou selektivitou k mf zesilovači stávajícího přijímače nebo tuneru, popíšeme přesně jen postup při instalaci do přístroje Tuner-kit 30 stereo. V ostatních případech je elektrické připojování v podstatě obdobné, mechanická montáž se pochopitelně musí řešit individuálně.

Stupeň se soustředěnou selektivitou je v Tuner-kit 30 stereo připevněn dvěma šroubky spolu s původním mf zesilovačem (na straně vstupu). Hodně napoví obr. 52, na němž jsou schematicky zná-

zorněny vstupní jednotky pro pásma OIRT a CCIR, přepínač vstupních jednotek, instalovaný stupeň s filtrem a mf zesilovač. Z obrázku je patrné také propojení zemních spojů. Záporný přívod napájecího napětí (u nf výstupu mf zesilovače) je třeba nejkratší cestou propojit se základní kovovou deskou. Jinak může mít zesilovač sklon k nakmitávání a mf kmitočet může pronikat přímo z antény do zesilovače. Tento parazitní příjem může velmi nepříjemně interferovat se signálem přijímané stanice. Je-li záznej v nadakustické oblasti, dochází k podstatnému zhoršení poměru signál/šum. Někdy může dojít i k příjmu stanic v krátkovlnných pásmech. Mnoho amatérských konstruktérů se potom domnívá, že přijímač má špatně potlačenou amplitudovou modulaci. O tom, je-li po této stránce přijímač v pořádku, se můžeme přesvědčit jednoduše. Při připojených anténách a odpojených napájecích napětích vstupních jednotek nesmíme slyšet žádné parazitní signály, jen slabý šum mf zesilovače. U přístroje Tuner-kit 30 stereo děláme tuto zkoušku pochopitelně v obou polohách přepínače pásem. Zpozorujeme-li pronikání parazitních signálů, je třeba zjistit, přes kterou jednotku VKV signály pronikají. Proto výstup jedné z jednotek odpojíme od přepínače pásem (a to jak vnitřní, tak vnější vodič souosého kabelu). Zmizí-li nyní parazitní příjmy, způsobovala je jednotka, kterou jsme odpojili. Nápravy dosáhneme pokusně úpravou zemnění příslušné jednotky VKV. Propojení podle obr. 52 je v uvedených ohledech v pořádku. Podstatné je, že vazební cívka  $L_v$  není zemněna na desce mf zesilovače, ale pouze stíněným vodičem u vstupních jednotek.

Poznamenáváme, že u Tuner-kit 30 stereo je záporný pól na napájení spojen s kostrou pouze u mf zesilovače (u jeho nf výstupu). S kostrou jsou spojeny i vstupní jednotky, takže vodičem záporného napájecího napětí je šasi přístroje. Záporný vodič pro napájení dekodéru se realizuje drátovou propojkou od mf zesilovače.

Někdy se může stát, že filtr soustře-

děné selektivity nenaladíme přesně na kmitočet 10,7 MHz, i když tvar jeho propustné křivky je v pořádku. Potom je třeba jemně doladit mf zesilovač na kmitočet filtru. Nelze postupovat opačně, tj. ladit filtr podle kmitočtu mf zesilovače. Dále je důležité si uvědomit, že přidáním mf stupně s obvodem soustředěné selektivity k jakémukoli mf zesilovači ovlivníme ve většině případů skupinové zpoždění celého mf dílu. Důsledkem toho je potřeba nově nastavit dekodér. Mnoho amatérských konstruktérů se dosud mylně domnívá, že dekodér lze nastavit samostatně, tj. bez tuneru, v němž bude používán – optimálně lze však dekodér nastavit pouze po vestavění do tuneru; v dekodéru můžeme totiž do jisté míry vykompenzovat fázové a amplitudové zkreslení mf zesilovače. V každém případě znamená filtr se soustředěnou selektivitou velký přínos pro stereofonní příjem. Výrazně se zlepší poměr signál/šum, protože se omezí rušení způsobené interferencí sousedních kanálů.

#### *Elektrické součástky mf stupně s filtrem soustředěné selektivity*

##### *Tranzistory*

$T_1$       vf křemíkový tranzistor n-p-n KF124

##### *Cívky*

Cívka	Počet závitů	Průměr [mm] a druh drátu	Poznámka
$L_v$	11	0,30 CuL	těsné válcové vinutí; $L_v$ vinout u studeného konce cívky $L_s$
$L_s$	2	0,30 CuL	
$L_1$	4	0,24 CuL	těsné válcové vinutí; vinout jako jednu cívku s odbočkou
$L_2$	13	0,24 CuL	
$Tl$	asi 20	0,24 CuL	

*Poznámka:* cívky  $L_v$ ,  $L_s$ ,  $L_1$  a  $L_2$  se vinou na cívkové kostřičky o  $\varnothing$  5 mm s vnitřním závitěm pro feritové jádro  $M4 \times 0,5 \times 12$  mm z materiálu NO5. Vf tlumivka  $Tl$  se vine na feritovou tyčku o  $\varnothing$  2,5  $\times$  7,5 mm z materiálu N05 nebo N1.

### Odpor

$R_1$	TR 112a, 5,6 k $\Omega$
$R_2$	TR 112a, 820 $\Omega$
$R_3$	TR 112a, 3,9 k $\Omega$
$R_4$	TR 112a, 330 $\Omega$
$R_5$	TR 112a, 330 $\Omega$
$R_6$	TR 112a, 150 $\Omega$

### Kondenzátory

$C_1$	styroflexový kondenzátor, 270 pF
$C_2$	styroflexový kondenzátor, 470 pF
$C_3, C_4, C_5$	keramický kondenzátor, 22 000 pF
$C_6, C_8,$ $C_{10}, C_{12}$	styroflexový kondenzátor, 68 pF
$C_7, C_9, C_{11},$ $C_{13}$	styroflexový kondenzátor, 47 pF
$C_{14}$	styroflexový kondenzátor, 82 pF
$C_{15}$	styroflexový kondenzátor, 330 pF

## Anténní zesilovače a konvertory

Na rozdíl od dálkového příjmu televizních vysílačů není možno běžné anténní zesilovače používat pro dálkový příjem rozhlasových signálů VKV. V této části RK se pokusíme vysvětlit, proč není vhodné používat běžné anténní zesilovače rozhlasových signálů a uvedeme si i způsob zapojení speciálního „rozhlasového“ anténního předzesilovače.

Televizní anténní předzesilovače určené pro dálkový příjem jsou vždy navrženy pouze pro příjem určitého televizního kanálu a proto jsou v „televizním“ slova smyslu úzkopásmové. To znamená, že jejich vlastnosti jsou naprosto shodné (ne-li lepší) s vlastnostmi běžného televizního tuneru, vestavěného v televizním přijímači. Anténní televizní předzesilovač má však často mnohem lepší vlastnosti než televizní tuner a to především proto, že je pro daný televizní kanál speciálně konstruován – to znamená, že je optimálně výkonově i šumově přizpůsoben pro příjem signálu určitého kmitočtu.

Od anténního předzesilovače pro rozhlasové účely požadujeme, aby zesiloval signály prakticky v celém kmitočtovém pásmu buď podle normy OIRT (65,5 až 73 MHz), nebo podle normy CCIR (87,5 až 104 MHz). U přijímačů Hi-Fi, určených pro příjem obou rozhlasových pásem pak požadujeme, aby kmitočtový rozsah zesilovaných signálů

byl v pásmu od 65,5 do 104 MHz. Anténní předzesilovač, který by měl vyhovující vlastnosti v daném kmitočtovém pásmu, nelze v žádném případě zkonstruovat. Šumové číslo a intermodulační zkreslení takto navrženého zesilovače by bylo naprosto nevyhovující – i při použití speciálních ultralinearních tranzistorů s malým šumem by byl výsledný příjem horší než příjem na přijímač s běžnou jednotkou VKV.

Anténní předzesilovač běžné koncepce pro rozhlasové účely by bylo možno realizovat pouze za stejných předpokladů, za jakých je realizován předzesilovač pro televizní účely. To znamená, že by musel být navržen pouze k zesílení signálu určitého, předem zvoleného kmitočtu. Dále by musel mít úzkopásmový vstupní i výstupní obvod. Šířka přenášeného zesilovaného pásma by musela být přibližně asi 1 MHz – to znamená, že by se mohlo při použití jakostních tranzistorů značně zlepšit šumové číslo celé soustavy zesilovač – přijímač a zvětšit i zesílení.

Běžný širokopásmový zesilovač je možno použít pouze ve dvou případech. Především lze tento zesilovač použít k zesílení anténního signálu dostatečně silného vysílače; to je výhodné tam, kde je třeba použít extrémně dlouhý anténní svod; zesilovač pak pouze nahrazuje ztráty vzniklé na anténním svodu. V druhém případě (jde opět o příjem silného vysílače) lze použít anténní širokopásmový zesilovač ke zvětšení energie dodávané anténou tak, aby z jedné antény bylo možno napájet vstupy několika rozhlasových přijímačů. Počet možných přípojek (zásuvky s příslušnými směrovými vazbami) je určen maximálním výstupním napětím, dodávaným tímto zesilovačem. Maximální napětí je určováno druhem a typem použitého tranzistoru a je omezeno velikostí vznikající křížové modulace. Těmto zesilovačům neříkáme anténní předzesilovače, ale zesilovače pro kabelový rozvod.



Dále existuje mnoho druhů konvertorů, převádějících kmitočtová pásma z normy OIRT do normy CCIR a naopak. Žádný z těchto konvertorů se pro obecně nevýhodné vlastnosti tohoto řešení nevyrábí továrně.

Vlastnosti konvertorů opět nelze optimalizovat ze stejných důvodů, jako u širokopásmových anténních zesilovačů. Konvertory je nutno v každém případě navrhovat jako širokopásmové, jsou proto značně náchylné ke křížové modulaci. Při jejich realizaci musíme dále respektovat to, že ať použijeme směšování s relativně nízkým kmitočtem pomocného oscilátoru (asi 21 až 31 megahertzů), nebo i s kmitočtem vysokým (asi 153 MHz), vždy vzniká při směšování mnoho dalších signálů nejrůznějších kmitočtů, které pak přijímač přijímá. Do vstupních obvodů přijímače proniká i signál vlastního kmitočtu pomocného oscilátoru a jeho harmonických – i tyto signály se kombinují signálem oscilátoru přijímače. Tím pak vzniká nepřehledné množství různých parazitních příjmů a záznejů.

Dále je třeba řešit i otázku možné šířky přijímaného pásma. Pásmo podle normy CCIR má rozsah asi 16,5 MHz a pásmo OIRT pouze asi 7,5 MHz. To znamená, že při případné konverzi z pásma OIRT na pásmo CCIR (pásmo přijímače) je možno přijímat pásmo OIRT celé – při opačné konverzi lze přijímat pouze část rozhlasového pásma CCIR.

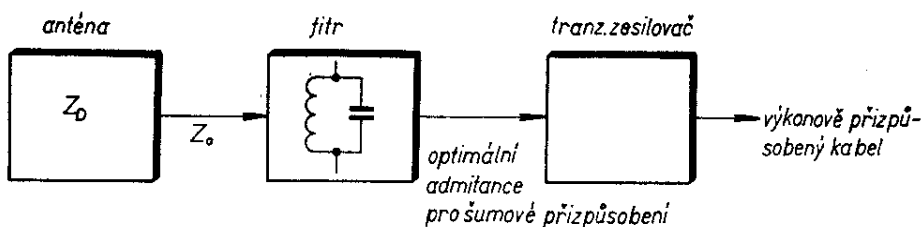
Jedinou možností (značně drahou a složitou) je použít plynule přeladovaný konvertor; pak pevně nastavený přijímač tvoří pouze konvertor pro druhé směšování. Toto řešení je velmi komplikované a zisk, dosažený pro velmi vysoký „mezifrekvenční“ kmitočet (buď v pásmu 65,5 až 73 MHz nebo v pásmu 87,5 až 104 MHz) je poměrně malý. Jednoznačně nejvýhodnější je tedy použít pro nově zvolenou normu vhodnou jednotku VKV, jejíž výstup bude připojen přímo na mf zesilovač rozhlasového přijímače. K přepínání pásem lze pak s výhodou využít běžných spínacích křemíkových diod.

## Anténní průběžně laděný předzesilovač

Jak již bylo v úvodu řečeno, nejvhodnějším řešením anténního předzesilovače pro rozhlasové účely je úzkopásmový, průběžně laděný anténní předzesilovač. Zesilovač tohoto typu můžeme použít především pouze tehdy, známe-li kmitočty, které chceme přijímat; pak realizujeme anténní průběžně laděný předzesilovač s varikapou a před nastavením stanice na stupnici přijímače nastavíme ladicím napětím i laděný obvod předzesilovače na stejný kmitočet. Po vyladění stanice pak jemně dálkově doladíme anténní předzesilovač. Takto řešit otázku anténního zesilovače se vyplatí pouze zájemcům o dálkový příjem, kteří mají i určité, dosti značné technické znalosti a zkušenosti a kromě toho i trpělivost, která je nutná k vyladování příslušných stanic.

Stavba průběžně laděného úzkopásmového zesilovače je podstatně reálnější a ovládání je jednodušší tehdy, máme-li přijímač, jehož vstupní jednotka VKV je laděna kapacitními diodami (varikapou) a máme-li možnost získat potřebný počet varikapů „v souběhu“. Tento počet musí být minimálně o dva varikapy větší, než jaký je počet varikapů v jednotce VKV používaného přijímače. Typ varikapů musí být samozřejmě naprosto stejný, jako jsou původní varikapy v přijímači.

Nejprve nahradíme původní varikapy v jednotce přijímače varikapy novými. Dále zkonstruujeme jakýkoliv vstupní zesilovač (nejlépe bude realizovat vstupní zesilovač shodně s předzesilovacím stupněm v jednotce VKV přijímače). K výstupnímu laděnému obvodu nového vstupního zesilovače musíme ovšem přidat vhodný výstupní transformátor podle použitého anténního svodu – tím je realizován předzesilovač. Předzesilovač ladíme současně s laděním upravené vstupní jednotky přijímače. Celé uspořádání je pak jednoduché: vyvedeme u přijímače jeho vlastní ladicí napětí na konektor a stíněným kabelem přivádíme toto napětí též k předzesilovači, umístěnému přímo u antény. Tím dosáhneme toho, že jak vstupní díl



Obr. 53. Blokové zapojení anténního předzesilovače

přijímače, tak i laděné obvody anténního předzesilovače budou vždy laděny v souběhu. Protože je anténní předzesilovač vystaven velkým změnám teploty, vlhka a jiným nepříznivým podmínkám vnějšího prostředí, je vhodné mít možnost upravovat v malých mezích ladící napětí, přiváděné k předzesilovači, to znamená mít při příjmu velmi slabého přijímaného signálu vždy možnost malých korekcí v souběhu.

### Širokopásmový kabelový zesilovač

S moderními křemíkovými tranzistory lze velmi snadno zhotovit širokopásmový zesilovač s kmitočtovým rozsahem od 40 MHz až do 860 MHz. Jako vhodné typy tranzistorů je možno jmenovat např. BFY90, BF357, BFX47, BFX89, KT7, atd.

Dále popsáný zesilovač je vhodný pro použití mezi anténu a kabelový svod – svým zesílením nahrazuje ztráty, vzniklé útlumem kabelu.

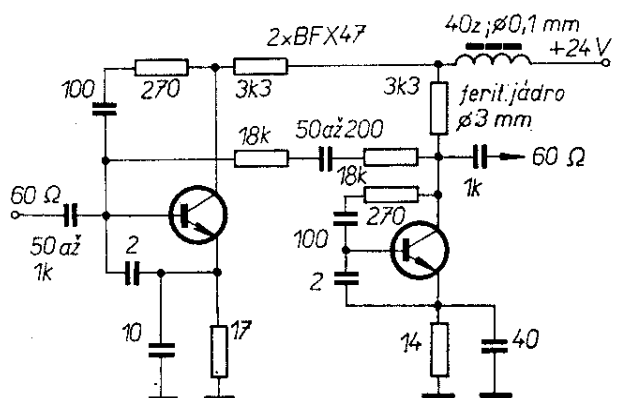
Vstupní impedance zesilovače musí být dokonale šumově přizpůsobena k vnitřní impedanci zdroje. Určité tím vzniklé impedanční nepřizpůsobení není na závadu, protože zesilovač se připojuje přímo k anténě. K velkému zhoršení poměru stojatých vln by došlo pouze při dlouhém přívodním sousosém kabelu. Při použití tohoto zesilovače jako kabelového zesilovače nepřizpůsobujeme jej šumově, ale vždy impedančně. Zesilovač je navržen tak, že na vstupní i výstupní straně je jeho impedance rovna charakteristické impedanci použitého sousosého kabelu (ve vzorovém zapojení  $Z_0 = 60 \Omega$ ). Pro připojení přímo k anténě (jako anténní předzesilovač) je vhodné před tento zesilovač zařadit jednoduchý selektivní člen, který má za úkol jednak upravit zesilovač na úzkopásmový, a jednak současně přizpůsobit impedanci zdroje

pro optimální šumové přizpůsobení. Na výstupní straně není tento zesilovač nutno dále upravovat, protože je impedančně přizpůsoben v celém kmitočtovém pásmu od 40 do 860 MHz. Základní blokové schéma je na obr. 53. V tomto uspořádání je omezena křížová modulace na minimum. Vstupní přizpůsobovací článek je možno realizovat jako jednoduchý laděný obvod, nebo jako pásmovou propust, popř. jako příslušný reaktanční člen. Pro optimální šumové přizpůsobení musí mít výstupní admittance reaktančního členu indukční charakter.

Zesilovač RC, který je možno použít jako úzkopásmový nebo jako širokopásmový zesilovač, je na obr. 54. Zisk stupně je asi 7 dB.

Spodní mezní kmitočet lze u tohoto typu širokopásmového zesilovače nastavit volbou kapacity vazebních kondenzátorů až do kmitočtů pásma dlouhých vln, tj. 150 kHz.

Poněkud jiné zapojení má zesilovač na obr. 55. V zapojení pracují tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  s relativně velkými pracovními odpory  $R_3$  a  $R_5$  (3,3 k $\Omega$  a 1,8 k $\Omega$ ). Zápornou zpětnou vazbu na báze tranzistorů určují odpory  $R_1$



Obr. 54. Skutečné zapojení anténního předzesilovače

a  $R_5$  (včetně kondenzátorů  $C_2$  a  $C_5$ ). Pracovní bod je nastaven odpory  $R_2$  a  $R_6$ . V emitorech tranzistorů jsou zapojeny bezindukční (bez přívodů, pájené přímo na čepičky) odpory  $R_4$  a  $R_8$ . Uvedené zapojení má při minimálním počtu součástek velmi dobrou stabilizaci pracovního bodu tranzistorů a vzhledem k velmi silným záporným zpětným vazbám se dosáhlo vstupní a výstupní impedance  $60 \Omega$  v širokém kmitočtovém pásmu. Celý zesilovač lze konstruovat na desce s plošnými spoji velmi malých rozměrů ( $55 \times 90$  mm).

Relativně malá kapacita vazebního kondenzátoru  $C_4$  určuje spodní mezní kmitočet zesilovače (přibližně 40 MHz).

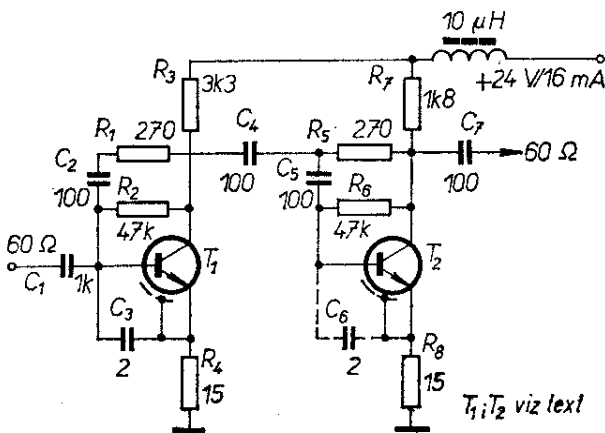
Při napájecím napětí 24 V protéká tranzistorem  $T_2$  kolektorový proud 10 mA. Tento pracovní bod dovoluje dosáhnout maximálního přípustného výstupního napětí 60 mV na zátěži  $60 \Omega$  (při současném příjmu dvou vysílačů je odstup rušícího intermodulačního zkreslení lepší než 40 dB).

Výkonový zisk tohoto dvojestupňového zesilovače je 12 dB (to odpovídá čtyřnásobnému napěťovému zesílení) při impedanci zátěže i zdroje  $60 \Omega$ . Oba tranzistory musí mít tedy při stejné impedanci zátěží zesílení dvě. To odpovídá též i proudovému zesílení, rovnému  $h_{21e} = 2$ . Tranzitní kmitočet obou tranzistorů při zachování podmínky, že

$$f_T = h_{21e}f$$

musí být tedy minimálně

$$f_T = 2 \cdot 800 \text{ MHz} = 1,6 \text{ GHz.}$$



Obr. 55. Dvojestupňový anténní předzesilovač

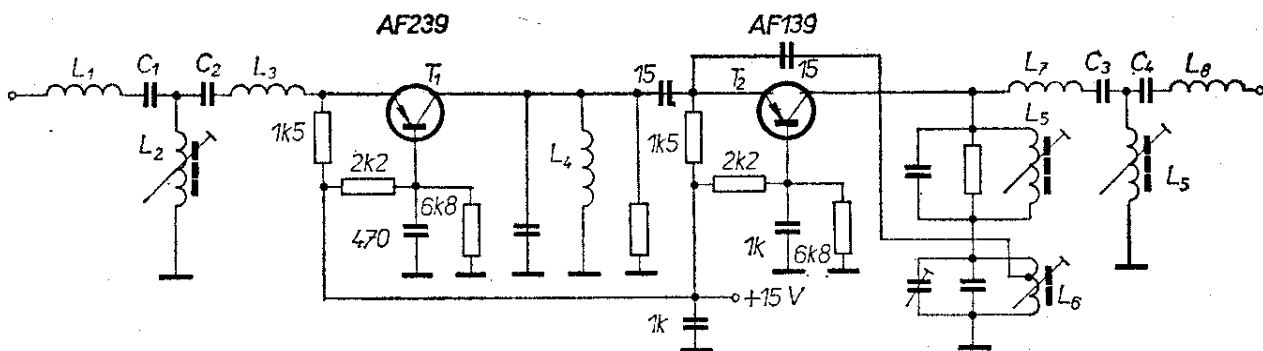
Podmínku vysokého mezního kmitočtu prakticky splňují všechny tranzistory, uvedené v úvodu této statě.

Pro zajímavost si ještě uvedeme, že vhodnou volbou délky přívodů kondenzátorů  $C_4$ ,  $C_1$  a  $C_7$  získáme též vazební „indukčnost“, která s kapacitami zapojení a tranzistorů tvoří vazební články  $\Pi$ , které rozšíří horní mezní kmitočet zesilovače na 900 až 1 000 MHz. Stejným způsobem pak působí i indukčnost přívodů kondenzátorů  $C_2$  a  $C_5$ , u nichž tato indukčnost zmenšuje při vysokých kmitočtech stupeň zpětné vazby a opět částečně zvětšuje zesílení. Vhodná délka přívodů uvedených součástek je asi 6 až 12 mm.

### Konvertor pro převod rozhlasových pásem

Na obr. 56 je zapojení širokopásmového konvertoru pro převod kmitočtového pásma z normy OIRT na CCIR, popř. obráceně. Konvertor využívá ke své funkci součtového kmitočtu, tzn., že se vstupní kmitočet sčítá s kmitočtem oscilátoru. Tato koncepce konvertoru je poměrně nejjednodušší a kmitočtově nejstabilnější. Oscilátor konvertoru kmitá v oblasti relativně nízkých kmitočtů. Pro konverzi z pásma OIRT na CCIR pracuje oscilátor na kmitočtu (přibližně) 25 MHz. Při konverzi z pásma CCIR na pásmo OIRT je situace poněkud složitější proto, že pásmo CCIR má větší kmitočtový rozsah ( $f = 16,5$  MHz), proto je třeba „přeladovat“ oscilátor z kmitočtu 22 MHz asi na 31 MHz a naopak a přijímat zvlášť horní a zvlášť spodní část pásma CCIR.

Vstupní anténní napětí je přiváděno na vstupní článek T, který je navržen jako pásmová propust. To znamená, že zamezuje signálům o nižších i vyšších kmitočtech pronikat na vstup tranzistoru  $T_1$ , čímž se vyloučí možnost případné vzájemné intermodulace těchto signálů. Zde je nutno podotknout, že tento článek u konvertoru s menšími nároky na jakost je možno realizovat jako paralelní rezonanční obvod se symetrickou



Obr. 56. Konvertor pro převod norem VKV

vazbou na anténu. Tranzistor  $T_1$  pracuje jako oddělovací zesilovač, který kromě zesilování vstupního signálu má za úkol zamezit vyzařování signálu oscilátoru do antény. V kolektoru  $T_1$  je zapojen širokopásmový obvod, nalaďený na střed přijímaných kmitočtů. Výstupní napětí z tohoto obvodu je navázáno na vstup kmitajícího směšovače. V kolektoru  $T_2$  je zapojen výstupní širokopásmový obvod a s ním v sérii paralelní rezonanční obvod oscilátoru. Zpětnovazební napětí se odebírá z odbočky vinutí oscilátoru. Oscilátor kmitá, jak již bylo řečeno, na relativně nízkém kmitočtu. Aby výstupní napětí mělo pouze žádaný kmitočet, je v sérii s výstupem opět zařazena pásmová propust tvaru T (zamezuje pronikání signálu o kmitočtu oscilátoru a harmonických kmitočtů vstupního a oscilačního signálu na výstupní svorky konvertoru). Pro úplnost je třeba poznamenat, že tehdy, bude-li přijímač mít citlivost asi  $2 \mu\text{V}$  pro určitý odstup s/š, bude mít s použitím konvertoru citlivost zhruba desetkrát menší, tj. 10 až  $20 \mu\text{V}$ . Proto se

konvertory tohoto typu hodí pouze pro příjem místních silných vysílačů.

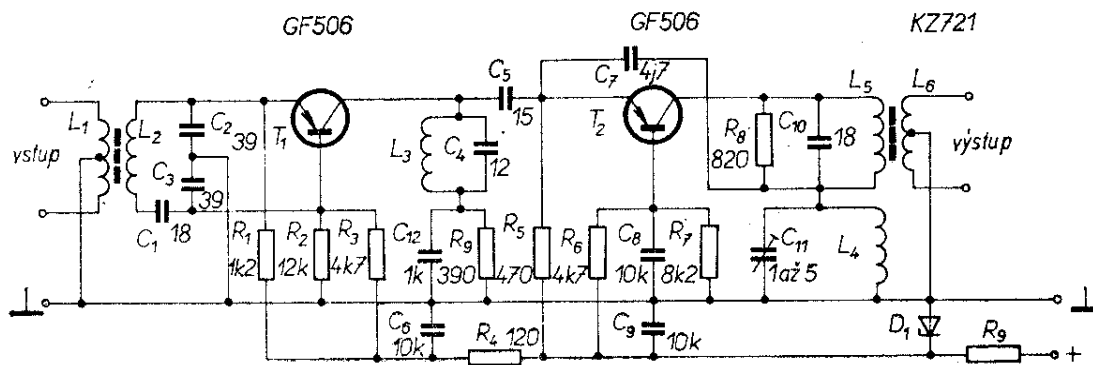
Dalším typem konvertoru pro rozhlasové přijímače VKV je konvertor, jehož oscilátor kmitá na poměrně vysokém kmitočtu. Tento konvertor má proti předchozímu typu podstatně lepší vlastnosti. Hlavním zlepšením je to, že harmonické signály oscilátoru jsou mimo přijímaná pásma (na rozdíl od dříve uvedeného konvertoru). Úplné zapojení tohoto konvertoru je na obr. 57.

Zajímavé na tomto konvertoru je to, že může beze změny jakýchkoli součástek pracovat jako konvertor z pásma OIRT na CCIR a opačně.

Vstupní napětí se přivádí na vstupní širokopásmový transformátor se symetrickým vstupem  $300 \Omega$ . Vstupní předzesilovací tranzistor pracuje v mezielektrodově uzemněném zapojení.

V kolektoru tohoto tranzistoru je zapojen paralelní širokopásmový obvod, laděný na střed mezi oběma pásmy. Z tohoto obvodu je přes kapacitu  $15 \text{ pF}$  napájen emitor kmitajícího směšovače.

V kolektorovém obvodu kmitajícího



Obr. 57. Modifikace zapojení konvertoru z obr. 56

směšovače je zapojen výstupní širokopásmový transformátor, na jehož výstupu je opět symetrické vinutí. Vlastní obvod oscilátoru je zapojen v sérii s tímto výstupním obvodem. Zpětná vazba je zavedena shodně jako u předešlého zapojení.

Ke zlepšení kmitočtové stability oscilátoru (která je udávána v procentech a musí být u tohoto zapojení mnohem větší než u zapojení předešlého), je napájecí napětí stabilizováno Zenerovou diodou.

Při uvádění do chodu připojíme konvertor co nejkratšími přívody ke vstupu přijímače. Má-li přijímač pásmo CCIR, měly by se při přeladování ozvat silné stanice našeho pásma OIRT. Otáčením kapacitního trimru  $C_{11}$  „posuneme“ naše stanice na stupnici přijímače do míst, kde nebudou rušit příjem zahraničních stanic, tj. do pásma 100 až 108 MHz. Při tomto nastavování je anténa připojena přes kondenzátor přímo na emitor směšovacího tranzistoru. Při dalším nastavování připojíme anténu na vstup konvertoru a změnou indukčnosti cívky  $L_3$  nastavíme na žádaných stanicích maximální citlivost.

Pro konvertor s konverzí pásma CCIR do pásma OIRT musíme „převést“ stanice opět vhodně „umístit“ trimrem  $C_{11}$ .

Stejně jako u předchozího typu konvertoru není ani u tohoto typu převod z pásma CCIR na pásmo OIRT příliš výhodný a platí zde i další omezení, dané šířkou přenášených pásem.

### Koncepce přijímače pro dálkový příjem

V této stati si uvedeme souhrn základních požadavků, kladených na přijímač, určený k dálkovému příjmu. Jednotlivé parametry a koncepce dílčích zapojení zde nebudeme podrobně rozvádět, protože již byly probrány v předešlých kapitolách.

Při volbě koncepce vstupní jednotky VKV musíme vždy vycházet z předpokladu optimalizace jejích parametrů z hlediska intermodulačních a křížových signálů. Z tohoto důvodu je bezpodmínečně nutné, aby navrhovaná jednotka VKV měla vždy vstupní laděný

obvod. Tento obvod nemusí být příliš úzkopásmový — od vstupního obvodu požadujeme především určitou vstupní selektivitu a dobré přizpůsobení k impedanci antény. Tohoto přizpůsobení lze v celém kmitočtovém pásmu dosáhnout pouze průběžně laděným obvodem.

Mezistupňový obvod je pak vhodné volit jako pásmovou propust, u níž lze dosáhnout velmi dobrého potlačení zrcadlových a ostatních parazitních signálů. Současně tento obvod lépe potlačuje i signál mezifrekvenčního kmitočtu. Protože pásmová propust má poměrně velmi značnou strmost boků přenosové charakteristiky, lze předpokládat, že parametry jednotky VKV s pásmovou propustí budou nejméně o jeden řád lepší, než parametry jednotky s jednoduchým laděným obvodem.

Pro kontrolu je vždy výhodné měřit u jednotky VKV potlačení vstupního signálu, jehož kmitočet je o polovinu mezifrekvenčního kmitočtu posunut proti kmitočtu, na který je jednotka VKV naladěna.

Dobrá jednotka VKV má mít zhruba následující parametry:

*potlačení zrcadlového kmitočtu:*  
asi 50 až 70 dB;

*potlačení kmitočtu  $f_p + 1/2f_{mt}$ :*  
asi 70 dB;

*potlačení signálu  $mf$  kmitočtu:*  
asi 80 až 90 dB;

*PSV (nepřizpůsobení antény PSV =*

$$= \left| \frac{Z_{vst}}{Z_{ant}} \right| : \text{max. } 1,5.$$

Úmyslně jsme si zde v první řadě uvedli odolnost vůči parazitním příjmům. Jak již bylo v dříve uvedených kapitolách řečeno, nemá cenu konstruovat jednotku VKV s velkou citlivostí pro daný odstup signálového výkonu od výkonu šumového, když se do přijímaných stanic budou „plést“ silné místní vysílače. Na druhém místě musí jednotka splňovat i určité požadavky na citlivost a výkonové zesílení.

Výkonové zesílení jednotky VKV musí být v naprostém souladu s citlivostí následujícího mf zesilovače. Zhruba lze odhadnout, že dobrý mf zesilovač má citlivost pro odstup signál/šum  $-26$  dB asi až  $1,5 \mu\text{V}$ . Lze-li při dané šířce propouštěného pásma dosáhnout s danou jednotkou VKV citlivosti  $1 \mu\text{V}$ , musí mít tato jednotka zesílení minimálně asi 20 dB. Při použití horšího mf zesilovače, nebo jednotky s menší dosažitelnou citlivostí pro předepsaný poměr signál/šum, může být zesílení menší. V zásadě se zde snažíme o to, aby při mezní citlivosti pro předepsaný odstup signálu od šumu ( $-26$  dB) bylo již výstupní nf napětí dokonale omezeno.

U dobré jednotky VKV mají být splněny minimálně následující parametry:

*citlivost pro odstup výkonu signálového od šumového  $-26$  dB:* asi 1 až  $1,5 \mu\text{V}$ ;  
*šumové číslo:* asi 5 až  $7 kT_0$ ;  
*výkonový zisk:* asi 20 dB;  
*potlačení AM* (měřeno při modulaci 1 kHz; zdvih 22,5 kHz, 30% mod., a vstupním napětí 1 mV): lepší než 60 dB.

Pro úplnost je zde ještě třeba poznamenat, že šířka pásma, propouštěného vstupním anténním obvodem, bývá asi 4 až 6 MHz a šířka pásma, propouštěného mezistupňovým obvodem, je asi 1 až 1,5 MHz. Šířku pásma, propouštěného celou jednotkou, zde nemá cenu uvádět, protože se již vztahuje k mf zesilovači.

U mezifrekvenčního zesilovače je nutné dbát na správnou šířku propouštěného pásma. Je-li šířka propouštěného pásma značná, je sice možno dosáhnout velmi dobrého průběhu skupinového zpoždění, při použití běžného kmitočtového detektoru jsou však „poměry“ velmi špatné. Je-li šířka pásma mf zesilovače příliš malá, je naopak průběh skupinového zpoždění velmi nepříznivý, což se může (u nekompensovaného zesilovače) projevit při příjmu stereofonního vysílání, pro monofonní příjem jsou však v tomto případě „poměry“ velmi příznivé.

Dalším zvláštním požadavkem, který je převážně určován i typem použitého

kmitočtového detektoru, je příjem dvou stanic na stejném kmitočtu (Capture ratio). Velmi výhodné je použít tak zvaný synchronizovaný detektor, který je schopen zpracovat pouze signál jednoho kmitočtu. Tyto detektory obvykle nezpracovávají přímo signál mezifrekvenčního kmitočtu, avšak vždy signál, který je řízen mezifrekvenčním signálem – to znamená, že jde o jakýkoli synchronizovaný oscilátor, který je schopen pracovat pouze na jediném kmitočtu.

Celá přijímací soustava musí ještě splňovat další požadavky. Jedním z hlavních požadavků je bod nasazení omezení. Toto omezení se udává buď pro zmenšení výstupního napětí o 3 dB, nebo u některých zahraničních přijímačů pro zmenšení výstupního napětí o 1 dB. Obě hodnoty jsou postačující, z hlediska přesnosti určení tohoto bodu je však lépe udávat omezení pro zmenšení výstupního napětí o 3 dB.

Bod nasazení omezení (limitace) určuje velikost vstupního napětí, od které již dále nebude nf výstupní napětí ovlivňováno velikostí vstupního napětí. Dále pak jsou od tohoto napětí lépe potlačovány poruchy amplitudového charakteru.

#### Seznam literatury

- Klank, O.:* Der neue UKW-Transistor-Tuner mit verbessertem Grosssignalverhalten. Telefunken Zeitung 1965, č. 3/4.
- Recklinghausen, D.:* Die Eigenschaften eines UKW Empfangsteiles. Funkschau 1965, č. 6 a 8.
- Kolody, O. A.:* Transistor Cascade Amplifier. General Electric Co.
- Haak, W.:* Schaltungsvorschläge zur Verbesserung der Empfangseigenschaften vor UKW-Tuner. Funk-Technik 1969, č. 12.
- Rohde, U. L.; Burgtorf, M. G.:* Ein Hi-Fi Stereo-Tuner. Funk-Technik 1968, č. 22.
- Valvo Technische Informationen für die Industrie (1967), č. 113, (1963) č. 113, (1966) č. 85, (1963) č. 131.
- Gassman, G. G.:* Ein neues FM – Empfangsverfahren. Funk-Technik 1966, č. 12.

Grundig Technische Informationen červen 1966.

Hibler, R.: Anwendung Integrierter Halbleiterschaltkreise in der Unterhaltungselektronik. Funk-Technik 1967, č. 15.

UKW-Stereo-Tuner „312-D“. Funk-Technik 1969, č. 19.

Nový stereofonní tranzistorový přijímač T632A Tesly Pardubice. Hudba a zvuk 1971, č. 9.

Kristofovič, G. ; Kryška, L.: Mezifrekvenční zesilovač 10,7 MHz P001a. Hudba a zvuk 1971, č. 9.

Siemens Halbleiter-Schaltbeispiele 1971/72 a 1972/73.

### Dvě zajímavá zapojení tunerů VKV

V této kapitole chceme na dvou příkladech ukázat zajímavá zapojení ze zahraniční literatury, která jsou určena pro domácí konstruktéry. Uvedená zapojení byla zvolena vzhledem ke své zajímavosti a možnosti aplikace. V prvním případě se jedná o tuner VKV, určený pro poslech místních stanic. Jeho parametry jsou voleny tak, aby tuner vyhovoval především po stránce kvalitního příjmu stereofonního vysílání. Tento tuner byl volen také proto, že je v něm využito integrovaného obvodu TAA661, jehož ekvivalent bude vyráběn n. p. TESLA Rožnov.

#### Technické parametry tunerů

##### Citlivost:

lepší než  $15 \mu\text{V}$  pro odstup signál/šum 30 dB ( $\pm 25 \text{ kHz}$  zdvih).

Nasazení limitace:  $3 \mu\text{V}$ .

Potlačení AM: 40 dB.

Potlačení zrcadlového kmitočtu: 45 dB.

Harmonické zkreslení: 0,4 % při zdvihu  $\pm 25 \text{ kHz}$ .

Nf výstup: 200 mV při zdvihu  $\pm 75 \text{ kHz}$  na zátěži 100 k $\Omega$ .

Separace kanálů: 100 Hz —35 dB; 1 kHz —45 dB; 10 kHz —30 dB.

Potlačení: 19 kHz 25 dB, 38 kHz 20 dB.

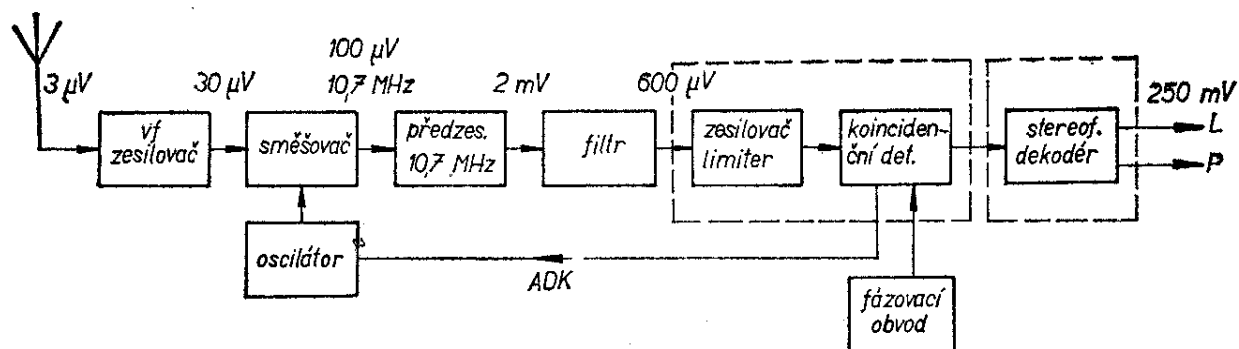
Blokové zapojení tuneru je na obr. 58, jsou uvedeny i úrovně signálu na jednotlivých stupních, nutné ke spolehlivé limitaci. Vf obvody jsou širokopásmové a pevně laděné. Místní oscilátor je laděn varikapem. Není zde spojitě ladění přes celé pásmo, ale je použito pouze systému předvolby. Vzhledem k tomu, že tuner je určen pro místní příjem, je tento způsob ladění zcela vyhovující.

Filtr soustředěné selektivity je pěti-obvodový Butterworthův filtr. Všechny cívky filtru jsou jednotlivě stíněny. Zesilovač 60 dB a koincidenční detektor jsou obsaženy v integrovaném obvodu TAA661B. Čs. ekvivalentem je obvod TESLA MAA661.

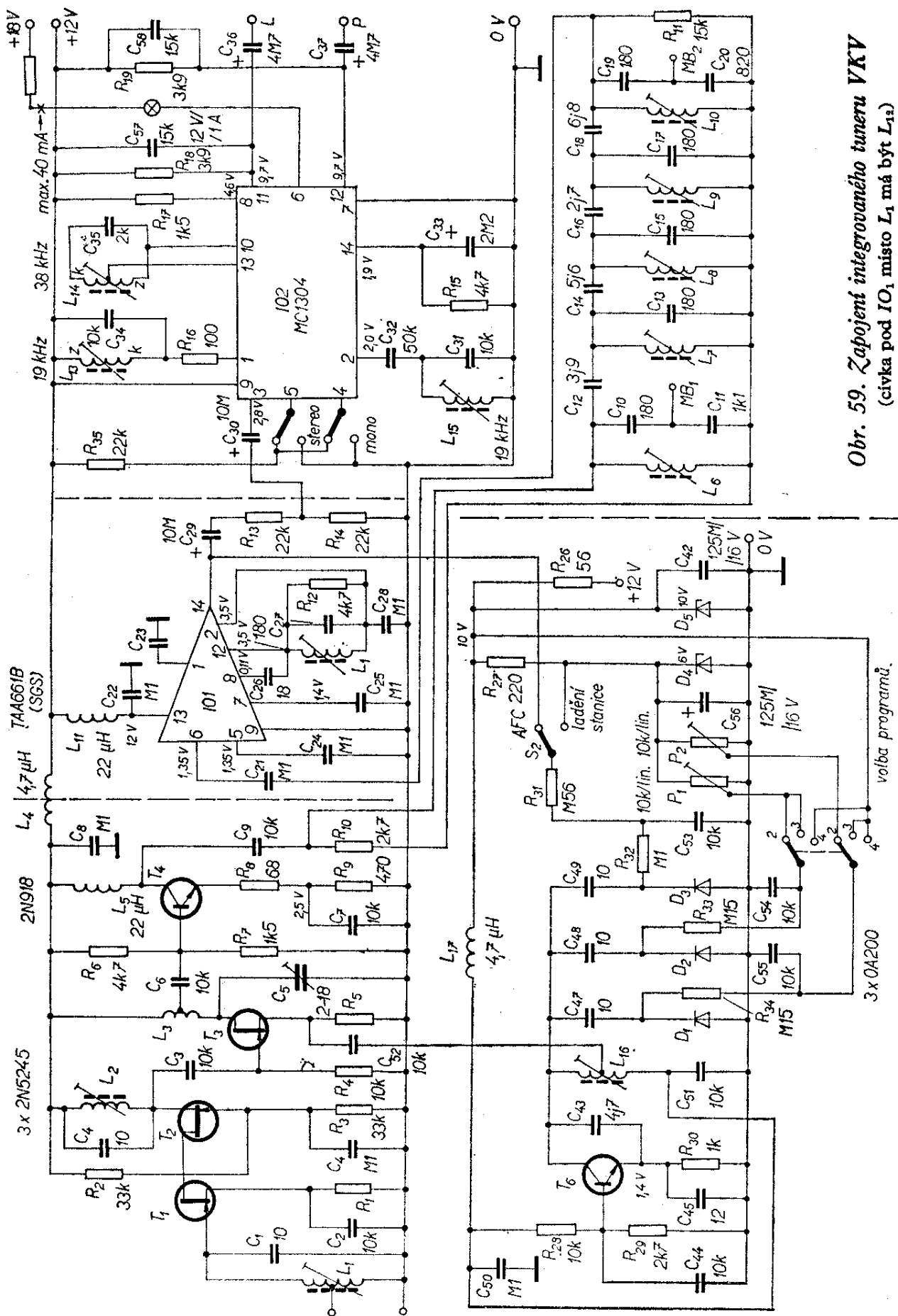
Také stereofonní dekodér je integrovaný obvod. Tento obvod v sobě zahrnuje obvod pro indikaci pilotního signálu, automatické nebo ruční přepínání mono-stereo a šumovou bránu.

Úplné zapojení tuneru je na obr. 59. Vf selektivita je tvořena laděnými obvody s indukčnostmi  $L_1$  a  $L_2$ . Cívka  $L_1$  je zatížena impedancí antény tak, aby impedance na vstupu tranzistoru  $T_1$  byla 1 k $\Omega$ . V tomto případě dojde k optimálnímu šumovému přizpůsobení.

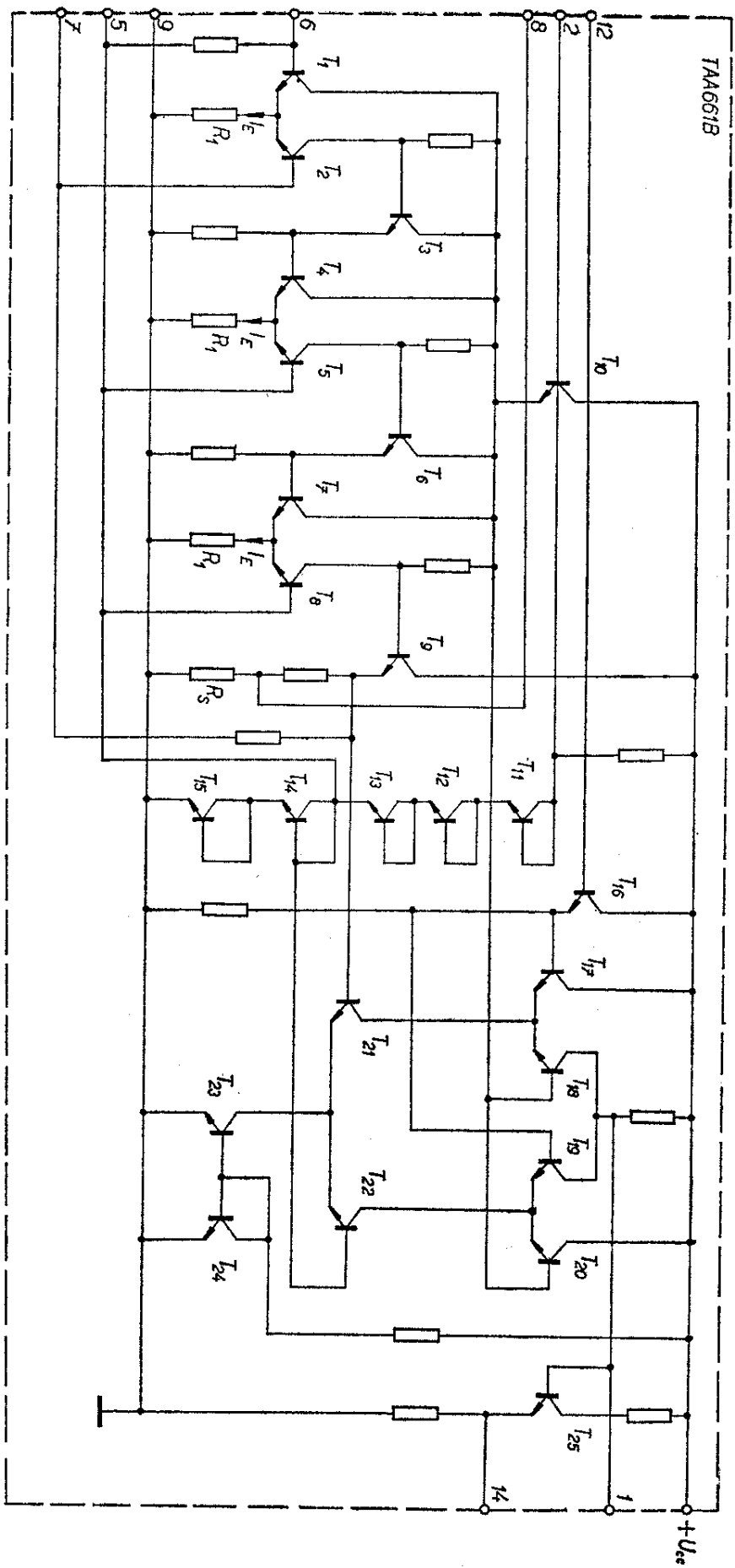
Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  pracují jako vf zesilovač v kaskádovém zapojení. Odpor  $R_1$  se nastaví proud kaskódy na 2 mA.



Obr. 58. Blokové zapojení tuneru VKV s integrovanými obvody



Obr. 59. Zapojení integrovaného tuneru VKV  
(cívka pod IO<sub>1</sub> místo L<sub>1</sub> má být L<sub>1a</sub>)



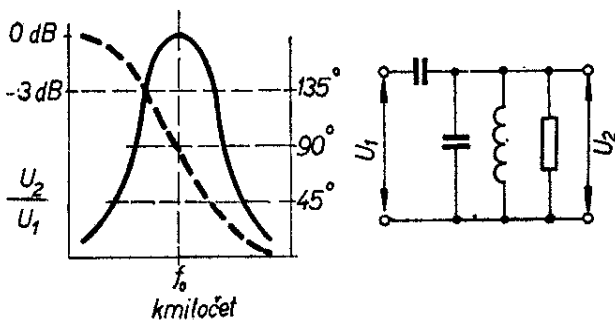
Obr. 60. Zpřojení integrovaného obvodu TAA661

Místní oscilátor, osazený tranzistorem  $T_6$ , pracuje v Collpitsově zapojení. Jako kapacitní diody (AFC a ladění) jsou použity běžné křemíkové diody v závěrném směru. Zde bude pochopitelně lepší použít kapacitní diody, k tomuto účelu určené.

Širokopásmový laděný obvod na výstupu směšovače (tranzistor  $T_3$ ) je zatížen impedancí mf předzesilovače s tranzistorem  $T_4$  tak, že jeho pracovní  $Q$  je 7. Napěťový zisk tranzistoru  $T_4$  je určen velikostí neblokovaného emitorového odporu  $R_8$  a výstupní zátěží. V uvedeném případě je napěťový zisk asi 20.

Za mf předzesilovačem 10,7 MHz následuje filtr soustředěné selektivity. Tento filtr má šířku pásma 400 kHz pro pokles o 3 dB. Správná zatěžovací impedance pro filtr je 1,75 k $\Omega$  a je určena vstupní impedancí integrovaného obvodu a odporem  $R_{11}$ . Společné body kondenzátorů  $C_{10}$ ,  $C_{11}$  a  $C_{19}$ ,  $C_{20}$  jsou měřicí body 50  $\Omega$ , určené k nastavení filtru.

Na obr. 60 je zapojení integrovaného obvodu TAA661. Vlastní zesilovač-limiter je tvořen třemi širokopásmovými stejnosměrně vázanými diferenčními zesilovači:  $T_1 - T_2$ ,  $T_4 - T_5$ ,  $T_7 - T_8$ . K dokonalému oddělení jednotlivých stupňů jsou zde emitorové sledovače  $T_3$ ,  $T_6$  a  $T_9$ . V tomto provedení obdržíme velký zisk (asi 60 dB) a dokonale symetrické omezení bez parazitních fázových posuvů. Poslední emitorový sledovač má dva výstupy. Jeden je přímo připojen na vstup koincidenčního detektoru (báze  $T_{21}$ ) a druhý přes vnější fázovací obvod na vývod č. 8. Fázovací obvod (obr. 61) posouvá fázi o 90° vzhledem



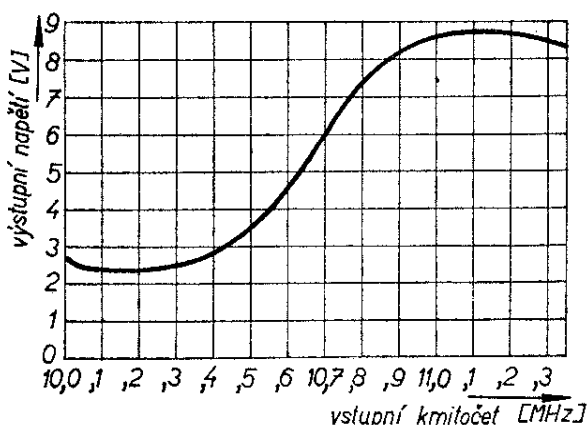
Obr. 61. Fázovací obvod

ke vstupnímu signálu. Signál z fázovacího obvodu je přiveden na druhý vstup detektoru.

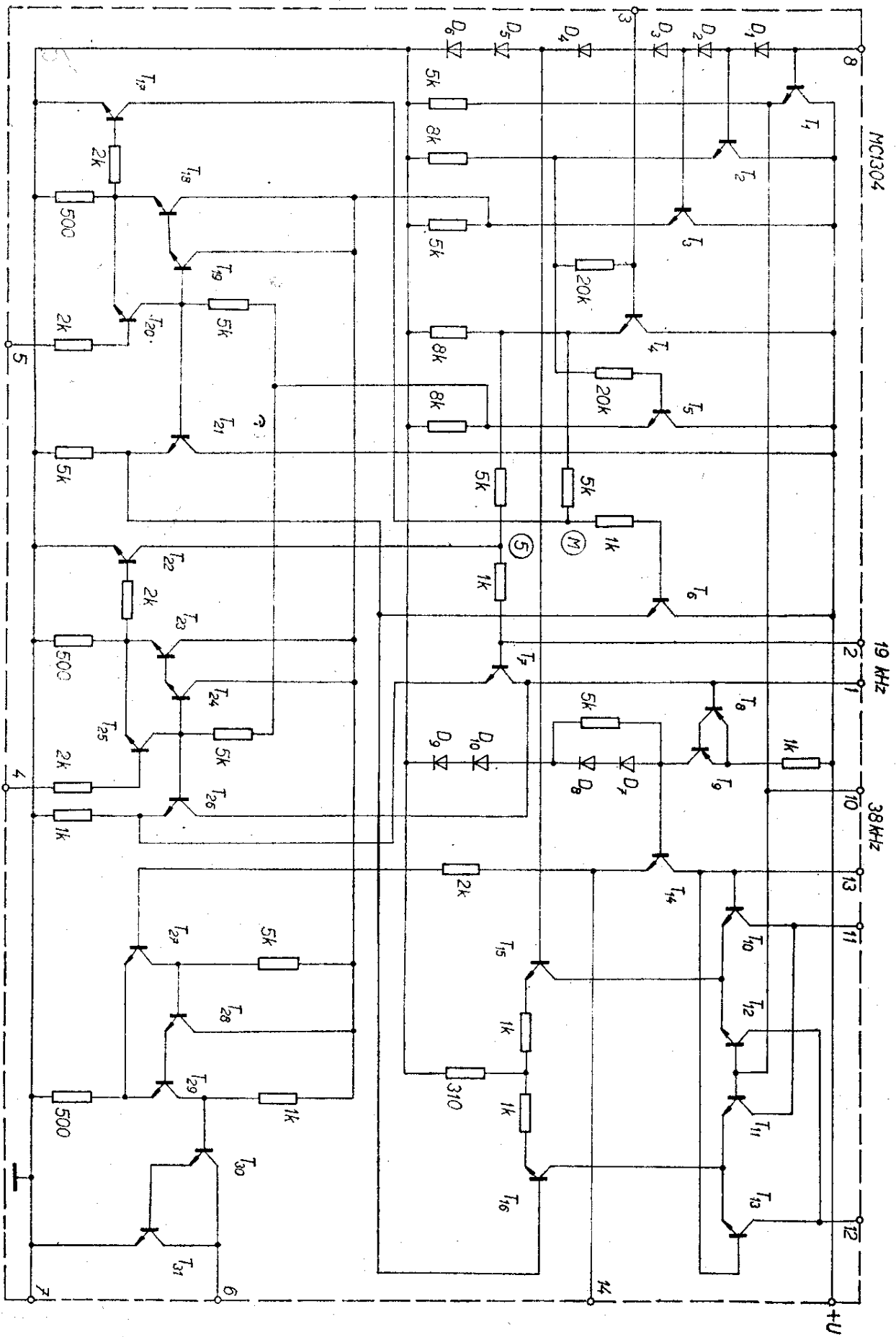
Pokud bude mf signál kmitočtově modulován, nebude fázový posuv již přesně 90°, ale bude větší nebo menší v závislosti na kmitočtovém zdvihu v daném okamžiku (obr. 61). Tímto způsobem bude amplituda výstupního signálu větší nebo menší v relaci s fázovým rozdílem. Výstupní signál z detektoru je integrován odporem  $R_a$  a vnější kapacitou  $C_{23}$  a přiveden na emitorový sledovač  $T_{25}$ . Pokud bude tuner v provozu bez dekodéru, bude kapacita kondenzátoru  $C_{23}$ , 3,3 nF. V případě použití se stereofonním dekodérem bude  $C_{23}$  asi 100 pF.

Nf výstup pro zdvih  $\pm 75$  kHz je 2 V (šš) na impedanci 10 k $\Omega$ . Pro správné přizpůsobení dekodéru je nutno použít na výstupu odporový dělič  $R_{13}$ ,  $R_{14}$ . Na obr. 62 je závislost stejnosměrné složky výstupního signálu dekodéru na vstupním mf kmitočtu.

Na obr. 63 je nakresleno zapojení integrovaného dekodéru. Vstupní tranzistor pracuje jako emitorový sledovač se vstupním odporem 20 k $\Omega$ . Část výstupního signálu z tranzistoru  $T_4$  je přivedena přes emitorový sledovač  $T_6$  k synchronnímu detektoru (báze  $T_{16}$ ) a část k tranzistoru  $T_7$ , který zesiluje signál pilotního kmitočtu 19 kHz. Vlastní laděný obvod 19 kHz je vně integrovaného obvodu.  $T_8$  a  $T_9$  tvoří předzesilovač pro kmitočtový zdvojovač



Obr. 62. Kmitočtová závislost koincidenčního detektoru



Obr. 63. Zapojení integrovaného dekodéru MC1304

$T_{14}$ . Na kolektor zdvojovače je připojen laděný zesilovač 38 kHz.

Synchronní detektor je tvořen tranzistory  $T_{10}$  až  $T_{16}$ . Tranzistory  $T_{10}$ ,  $T_{12}$  a  $T_{11}$ ,  $T_{13}$  budou střídavě spínány podle polaroty přepínacího signálu 38 kHz. Na výstupu synchronního detektoru je pak odebrán signál pro levý a pravý akustický kanál.

Tranzistory  $T_{27}$  až  $T_{31}$  tvoří obvod k indikaci mono-stereo. Tento obvod má hysterézi, takže stereofonní signál může být naladěn bez blikání indikační žárovky. Proud indikační žárovkou je maximálně 40 mA. Zbývající tranzistory slouží k získání potřebných stejnosměrných úrovní.

Nastavení filtru soustředěné selektivity je obdobné jako u filtru uvedeného dříve. Připojíme střídavý milivoltmetr na měřicí bod  $MB_1$ , tvořený společným bodem kondenzátorů  $C_{10}$  a  $C_{11}$ . Odpojíme kondenzátor  $C_{21}$  a přes oddělovací kondenzátor 0,1  $\mu\text{F}$  přivedeme signál 10,7 MHz s malou úrovní na bázi tranzistoru  $T_4$ . Jádra cívek  $L_6$  až  $L_{10}$  vytočíme úplně ven. Nyní otáčíme jádrem cívky  $L_6$ , až obdržíme maximum výchylky milivoltmetru. Jádrem cívky  $L_7$  otáčíme tak dlouho, až obdržíme minimum výchylky milivoltmetru. Toto minimum má být o 7 dB nižší než maximum při nastavení cívky  $L_6$ . Podobně ladíme na maximum  $L_8$  (pokles 3 dB),  $L_9$  na minimum (pokles 1 dB) a konečně  $L_{10}$  na maximum (pokles asi 0,5 dB). Maxima a minima se stávají méně výraznými, tak jak pokračuje nastavení filtru. Je to způsobeno ztrátami ve filtru.

Milivoltmetr přemístíme nyní do měřicího bodu  $MB_2$ , tvořeného společným bodem kondenzátorů  $C_{19}$  a  $C_{20}$ . Proladěním signálního generátoru kolem středního kmitočtu 10,7 MHz překontrolujeme tvar kmitočtové charakteristiky filtru. Na obr. 64 je nakreslen správný průběh této charakteristiky.

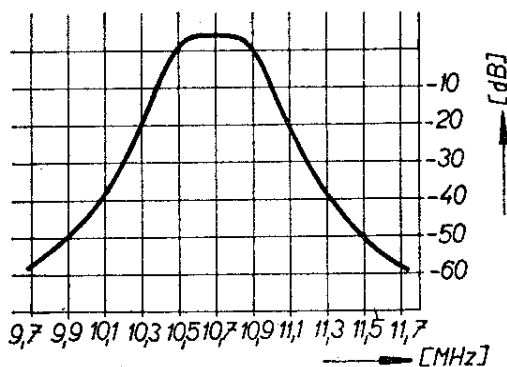
Nastavení stereofonního dekodéru je velmi jednoduché. Tuner se naladí na stanici, o níž víme, že právě vysílá stereofonní program. Na odpor  $R_{15}$  připojíme stejnosměrný voltmetr a jádry cívek  $L_{13}$  a  $L_{15}$  nastavíme maximální napětí na uvedeném odporu. Nyní by se měla

rozsvítit indikační žárovka „stereo“. Dále připojíme střídavý voltmetr mezi vývod 13 obvodu MC1304 a zem. Jádrem cívky  $L_{14}$  nastavíme maximální výchylku měřicího přístroje. Tím je nastavení dekodéru skončeno.

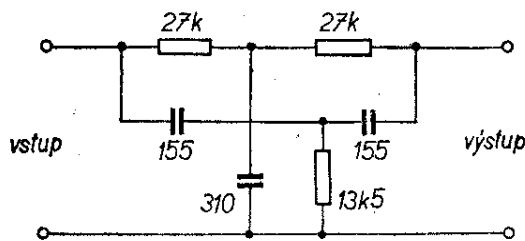
V některých případech, zvláště při nahrávání na magnetofon, je nutno lépe potlačit parazitní kmitočty, které pronikají na výstup dekodéru. Na obr. 65 je jednoduchý filtr ve tvaru dvojitého T. Se součástmi uvedenými na obrázku je vstupní impedance filtru 3,9 k $\Omega$  a výstupní 100 k $\Omega$ . Vzhledem k tomu, že filtr sleduje křivku deemfáze, je nutno potom vypustit kondenzátory  $C_{57}$  a  $C_{58}$ .

Navíjecí předpisy (pouze informativní údaje):

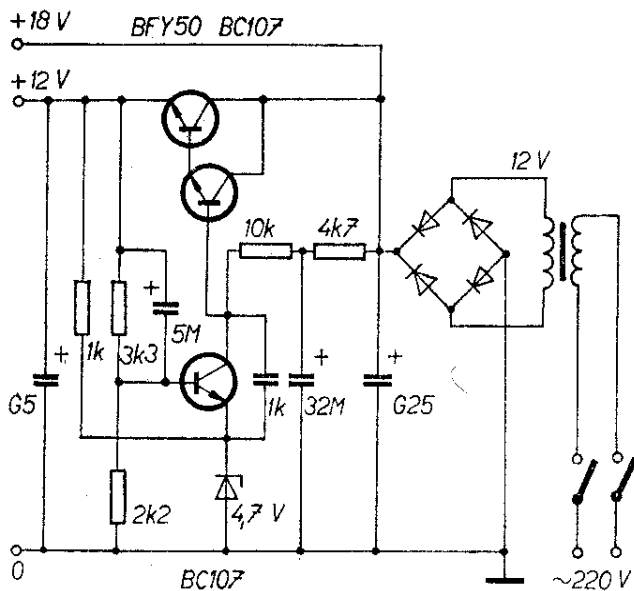
- $L_1$  5,5 z odbočka 0,5 z od studeného konce, ferit. jádro 4 x 0,5 x 10 mm
- $L_2$  5,75 z
- $L_3$  26,5 z, odb. 9,5 z od studeného konce
- $L_4$  4,7  $\mu\text{H}$ , tlumivka
- $L_5$  22  $\mu\text{H}$ , tlumivka
- $L_6$  9,5 z vinuto na  $\varnothing$  5 mm
- $L_7$  9,5 z vinuto na  $\varnothing$  5 mm
- $L_8$  9,5 z vinuto na  $\varnothing$  5 mm
- $L_9$  9,5 z vinuto na  $\varnothing$  5 mm
- $L_{10}$  9,5 z vinuto na  $\varnothing$  5 mm



Obr. 64. Útlumová charakteristika filtru soustředěné selektivity



Obr. 65. Nf filtr



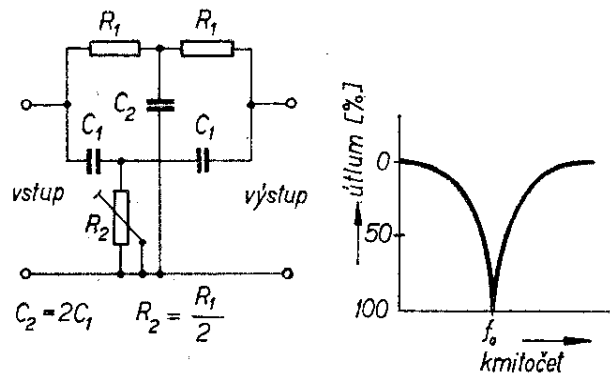
Obr. 66. Napájecí zdroj

- $L_{11}$  22  $\mu$ H, tlumivka
- $L_{12}$  21 z
- $L_{13}$  8 mH, 150 z
- $L_{14}$  8 mH, 150 z, odbočka 15 z od studeného konce
- $L_{15}$  8 mH, 150 z
- $L_{16}$  6,5 z, odbočka 1,25 z od studeného konce
- $L_{17}$  4,7  $\mu$ H, tlumivka

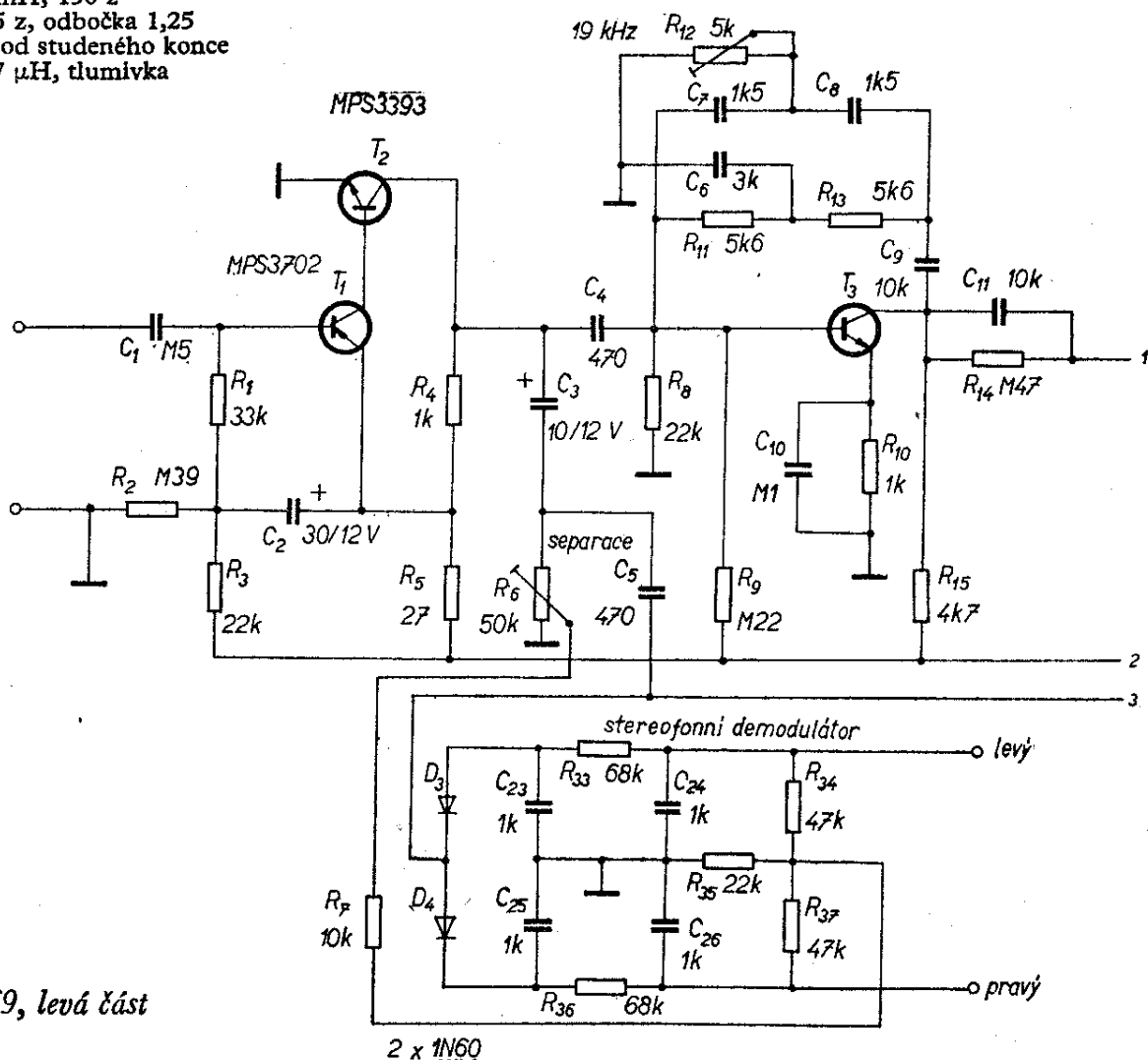
Na obr. 66 je zapojení napájecího zdroje, použitého v popisovaném tuneru

Literatura

Speake, J.: IC Based Stereo FM Tuner. Hi-Fi News Record Review, srpen 1972.



Obr. 67. Dvojitý článek T a jeho útlumová charakteristika



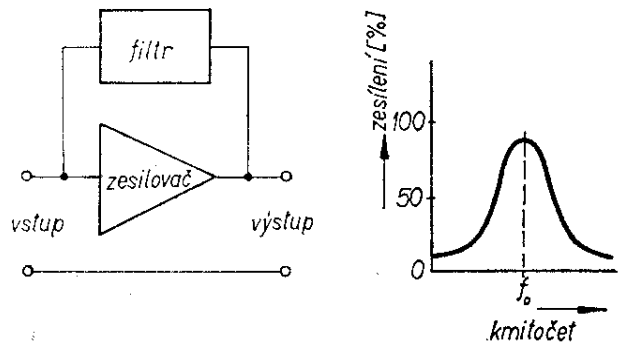
Obr. 69, levá část

Druhý příklad ukazuje vtipné řešení stereofonního dekodéru. Pro mnoho konstruktérů bude tento návod cenným podnětem, protože se jedná o levnou a jednoduchou konstrukci.

Konvenční dekodéry používají k získání kmitočtu pomocné nosné vlny 38 kHz laděné obvody. Výjimku tvoří dekodéry s automatickou fázovou synchronizací.

V dále popsaném zapojení je signál 38 kHz získáván klasickým způsobem, místo laděných obvodů s indukčnostmi jsou však použity filtry RC.

Vlastní selektivní člen tvoří dvojitý člunek T, který je zapojen ve zpětnovazební smyčce zesilovače (obr. 67 a 68). Na obr. 69 je úplné zapojení dekodéru. Vstupní multiplexní signál je přiveden na vstup dvojestupňového širokopásmového zesilovače ( $T_1, T_2$ ). Tento zesilovač má vstupní odpor asi 100 k $\Omega$  a zisk zesilovače je tak velký, že dekodér může pracovat se vstupním

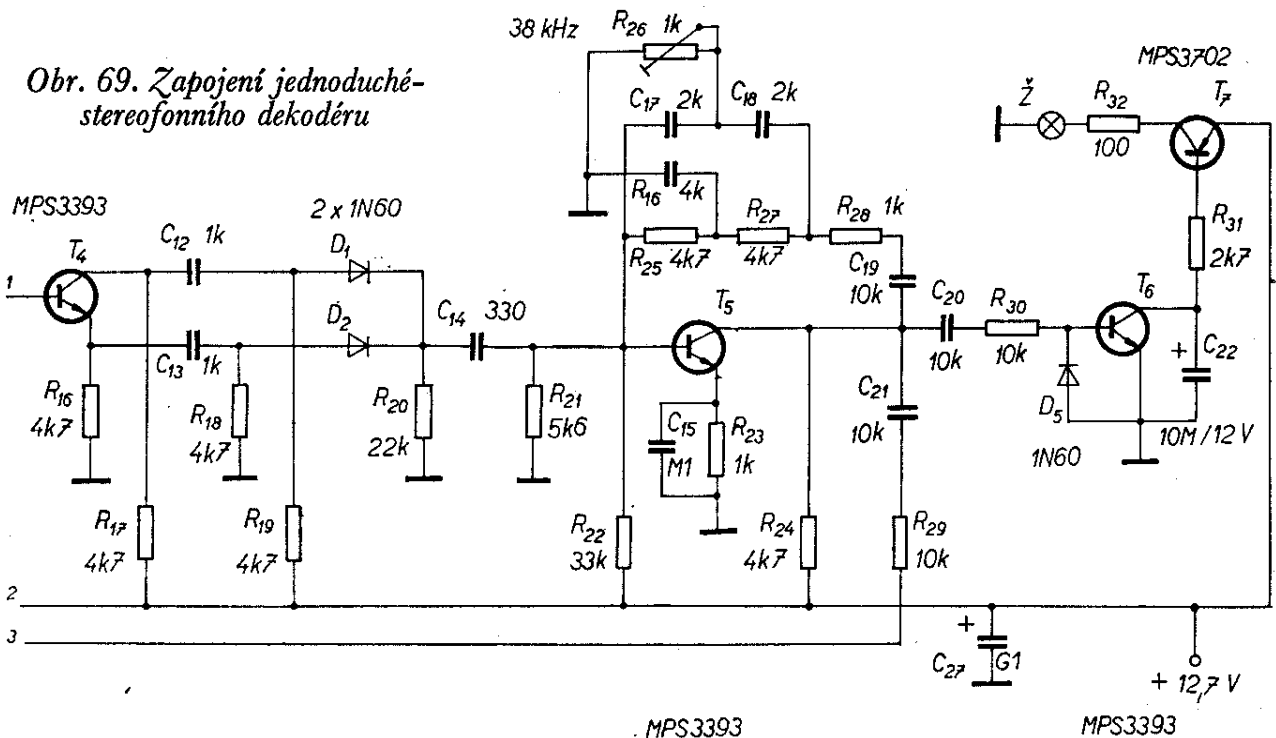


Obr. 68. Zesilovač s dvojitým člunkem T ve zpětné vazbě

signál 38 kHz ( $T_5$ ). Zesílený signál je pak přiveden do vlastního demodulátoru ( $D_3, D_4$ ). Signál 38 kHz z výstupu zesilovače 38 kHz je veden na diodu  $D_5$ , kde je usměrněn. Stejnosečná složka je zesílena tranzistory  $T_6$  a  $T_7$ . V kolektoru tranzistoru  $T_7$  je zapojena indikační žárovka mono-stereo.

Na obr. 70 je zapojení jednoduchého stabilizovaného zdroje, vhodného pro napájení dekodéru.

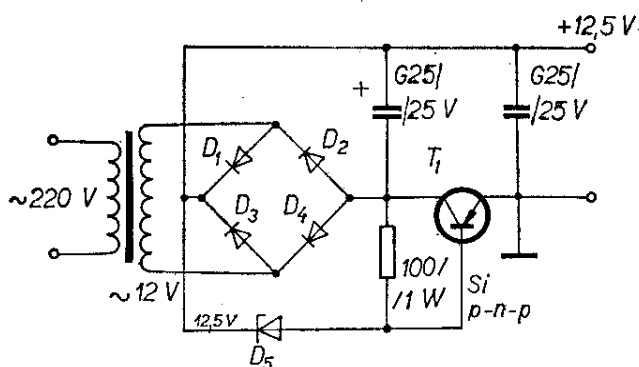
Obr. 69. Zapojení jednoduchého stereofonního dekodéru



napětím 5 mV. Po zesílení je signál přiveden na selektivní zesilovač 19 kHz ( $T_3$ ).

Signál 19 kHz je dále přiveden na fázový invertor ( $T_4$ ) a kmitočtový zdvojovač s diodami  $D_1$  a  $D_2$ . Získaný signál 38 kHz je dále zesílen selektivním ze-

Při oživení dekodéru budeme postupovat následujícím způsobem. Připojíme napájecí napětí a překontrolujeme odběr. Správná hodnota je asi 8 mA (při rozsvícené žárovce „stereo“ se odběr zvětší přibližně na 80 mA). Na vstup dekodéru připojíme signál 19 kHz



Obr. 70. Napájecí zdroj k dekodéru

s úrovní 5 mV. Na kolektor  $T_2$  připojíme osciloskop a překontrolujeme, zda signál není zkreslený a zesiluje-li zesilovač. Dále připojíme osciloskop na kolektor  $T_3$  a potenciometrem  $R_{12}$  nastavíme maximální amplitudu signálu 19 kHz. Nyní přepojíme osciloskop na výstup zdvojovače kmitočtu. Pokud bude vše v pořádku, uvidíme na osciloskopu pulsující napětí s kmitočtem 38 kHz. Podobně jako v případě zesilovače 19 kHz překontrolujeme zesilovač 38 kHz. To znamená, že potenciometrem  $R_{26}$  nastavíme maximální amplitudu signálu 38 kHz na kolektoru tranzistoru  $T_5$ .

Pro nastavení dekodéru použijeme silnou místní stanici, která vysílá ste-

reofonní program. Dekodér připojíme na výstup detektoru tuneru, který vy-  
ladíme přesně na stereofonní stanici. Na kolektor tranzistoru  $T_3$  připojíme osciloskop a potenciometrem  $R_{12}$  nastavíme maximální napětí 19 kHz. Dále připojíme osciloskop na kolektor  $T_5$  a potenciometrem  $R_{26}$  nastavíme maximální napětí 38 kHz. Toto maximum by mělo být přibližně dvakrát větší než v předešlém případě. Zároveň s nastavením zesilovače 38 kHz by se měla rozsvítit i indikační žárovka „stereo“.

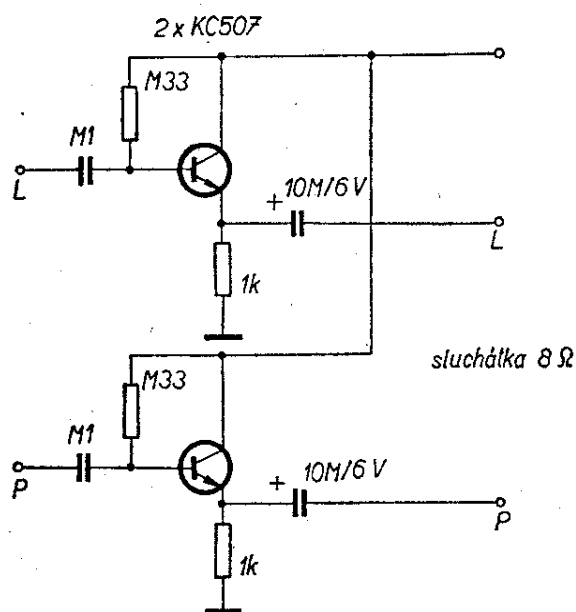
Zbývá nastavit potenciometrem  $R_6$  maximální separaci kanálů. K tomuto účelu můžeme použít stereofonní test. Počkáme, až bude signál vysílán jen v levém kanálu, tento kanál odpojíme a posloucháme přeslechy v pravém kanálu. Změnou nastavení potenciometru  $R_6$  se snažíme dosáhnout minimální hlasitosti. Podobně můžeme postupovat, je-li signál vysílán v pravém kanálu. Nastavením přeslechů je dekodér nastaven. Při správném nastavení budou přeslechy v pásmu 50 Hz až 15 kHz lepší než  $-30$  dB, v pásmu 100 Hz až 10 kHz lepší než  $-40$  dB.

Pokud budeme chtít poslouchat pouze na sluchátka, je vhodné použít jednoduchý výkonový zesilovač, jehož zapojení je na obr. 71.

Závěrem je nutno podotknout, že veškeré zahraniční tranzistory lze nahradit tranzistory TESLA. Typ n-p-n lze nahradit typem KC507 až 509, typ p-n-p typem KF517.

#### Literatura

D'airo, L.: FM Stereo Adapter. Radio-Electronics, březen 1971.



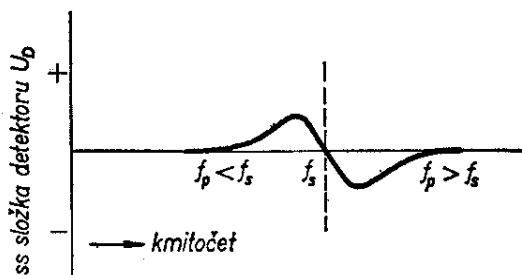
Obr. 71. Jednoduchý zesilovač pro stereofonní sluchátka.

#### Doplňky tunerů VKV

Následujícím návodem se snažíme čtenářům ukázat, jak lze jednoduchým způsobem realizovat automatické ladění.

Popisované zařízení bylo použito ve spojení s následujícími díly:

1. Vstupní jednotka laděná čtyřmi varikapy KA213. Ladicí napětí:  $-3$  až  $-15$  V (pásmo CCIR).
2. Vstupní jednotka laděná dvěma va-



Obr. 72. Správný průběh křivky S detektoru

rikapy KA213. Ladicí napětí: —3 až —15 V (pásmo OIRT).

3. Mf zesilovač, vybavený synchrodetektorem (AR 3,4/1972).

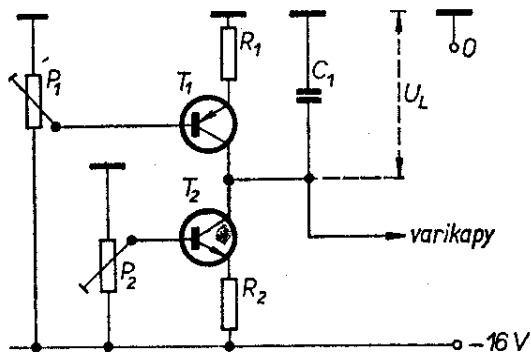
Pro správnou funkci automatiky jsou důležité dvě věci:

a) polarita ladicího napětí pro napájení varikapů,

b) polarita stejnosměrné složky kmitočtového detektoru v mf zesilovači, v závislosti na ladění přijímače. Na obr. 72 je správný tvar křivky S detektoru.

Je-li přijímač naladěn na kmitočet nižší, než je kmitočet přijímané stanice, je stejnosměrné napětí na výstupu detektoru kladné, a naopak, je-li přijímač naladěn na kmitočet vyšší, je na výstupu detektoru napětí o záporné polaritě. Pochopitelně, při správném naladění je uvažované napětí nulové.

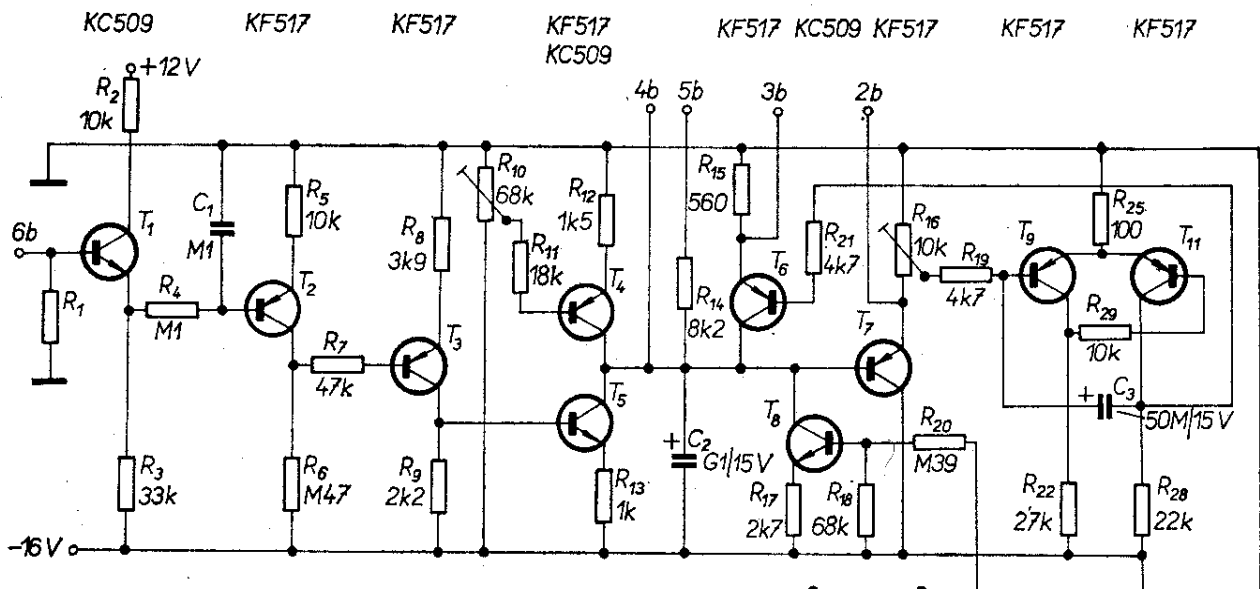
Na obr. 73 je základní zapojení obvodu, který tvoří základ automatického ladění. Tranzistory  $T_1$  a  $T_2$  jsou zde použity jako zdroje konstantního proudu, které nabíjejí (popř. vybíjejí) kondenzátor  $C_1$ . Předpokládejme nyní, že kolektorový proud  $I_2$  tranzistoru  $T_2$



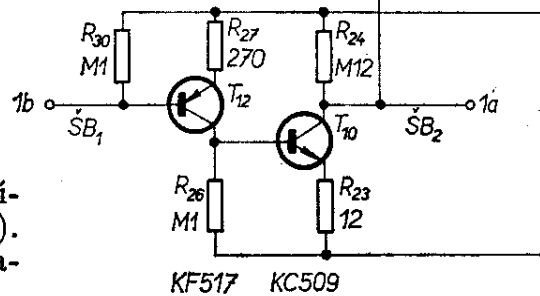
Obr. 73. Základní zapojení obvodu automatického ladění

je o málo větší než kolektorový proud  $I_1$  tranzistoru  $T_1$ . Rozdíl proudů  $I_2 - I_1$  bude nabíjet kondenzátor  $C_1$ . To znamená, že napětí na kondenzátoru  $C_1$  se bude pomalu zvětšovat. Vzhledem k tomu, že napětí na kondenzátoru  $C_1$  je použito k napájení varikapů ve vstupní jednotce (tedy k ladění přijímače), bude se přijímač automaticky přeladovat od spodního konce přijímaného pásma k hornímu. (Se zvětšujícím se napětím na varikapech se zvyšuje kmitočet, na který je přijímač naladěn.) Pokud v přijímaném pásmu pracuje nějaká stanice, bude se kmitočet, na nějž je přijímač naladěn, pomalu přibližovat ke kmitočtu přijímané stanice. Přibližování se děje ze strany nižších kmitočtů, než je kmitočet přijímané stanice. Při dostatečné blízkosti (určené šířkou pásma mf zesilovače) se na výstupu detektoru objeví kladné stejnosměrné napětí, které při přeladování projde křivku S, znázorněnou na obr. 72. Předpokládejme, že nějakým způsobem můžeme přičíst stejnosměrnou složku výstupního napětí kmitočtového detektoru k napětí báze tranzistoru  $T_2$ , které určuje i jeho kolektorový proud.

Pokud tedy na výstupu detektoru bude kladné napětí, tranzistor  $T_2$  se více otevře a kondenzátor  $C_1$  se bude rychleji nabíjet směrem k většímu napětí. To znamená, že kmitočet (na který je naladěn přijímač)  $f_p$  se bude rychleji blížit ke kmitočtu  $f_s$  přijímané stanice. Tímto způsobem dojde až ke stavu, kdy  $f_p = f_s$  a napětí  $U_D$  na výstupu detektoru bude nulové. Vzhledem k tomu, že  $I_2 > I_1$  i v případě, kdy  $U_D = 0$  (kde  $U_D$  je stejnosměrná složka napětí na výstupu kmitočtového detektoru) - viz počáteční předpoklad, přeladí se přijímač do oblasti, kde bude  $f_p > f_s$  a tedy i  $U_D < 0$ . Tranzistor  $T_2$  se bude nyní zavírat a pokud je napětí  $U_D$  dostatečně velké, nastane stav, kdy platí  $I_2 = I_1$ . To znamená, že napětí  $U_L$  na kondenzátoru  $C_1$  bude konstantní. Přeladování směrem k vyšším kmitočtům skončilo a kmitočet přijímače je udržován na kmitočtu, shodném s kmitočtem přijímané stanice vlivem zpětnovazební povahy celého obvodu auto-



Obr. 74. Skutečné zapojení obvodu automatického ladění



matického ladění (podobně jako v případě automatického doladění kmitočtu).

Aby stanice byla co nejpřesněji naladěna, je nutné

- 1) v dostatečné míře zesílit napětí  $U_D$ ,
- 2) rozdíl  $I_2 - I_1$  volit co nejmenší.

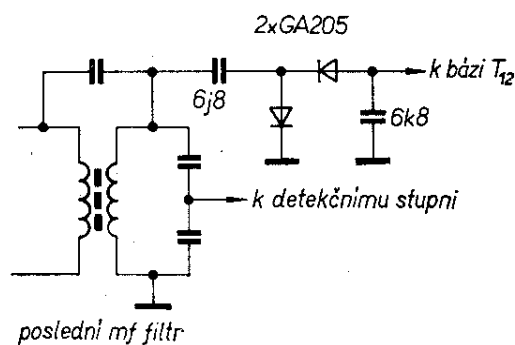
Na obr. 74 je skutečné zapojení obvodu automatického ladění. Vstupní tranzistor  $T_1$ , zapojený jako emitorový sledovač, a tranzistory  $T_2$  a  $T_3$  tvoří zesilovač stejnosměrné složky na výstupu kmitočtového detektoru (vhodný výstup detektoru je shodný s tím, kterého se používá i pro napájení obvodů automatického doladění kmitočtu). Tranzistory  $T_4$  a  $T_5$  jsou zdroje konstantního proudu. Rozdíl kolektorových proudů  $T_4$  a  $T_5$  se nastavuje trimrem  $R_{10}$ . Ladicí napětí se odebírá z kondenzátoru  $C_2$  a je vedeno jednak k varikapům, jednak na bázi emitorového sledovače  $T_7$ . Napětí na emitoru  $T_7$  je použito ve spojení s vhodným měřidlem (voltmetrem) k měření ladicího napětí. Toto měřidlo tvoří tak vlastně elektronickou stupnici tuneru.

Tranzistory  $T_6$ ,  $T_9$  a  $T_{11}$  tvoří obvod zpětného vracení. Jeho úkolem je, aby ladicí napětí po dosažení  $-15$  V (vrchní konec pásma) skokem kleslo k nule (spodní konec pásma). Uvedené tři tranzistory lze ušetřit, spokojíme-li se

s ručním vracením, ke kterému je určeno tlačítko  $T_{11}$ . (Tlačítko  $T_{11}$  je zapojeno mezi vývod  $5b$  a zem.)

Funkce obvodu automatického rychlého zpětného vracení je následující. Tranzistory  $T_9$  a  $T_{10}$  tvoří monostabilní klopný obvod, který se po dosažení žádané úrovně ladicího napětí (tuto úroveň lze nastavit trimrem  $R_{16}$ ) překlápí. Záporný impuls, který tak vznikne, je přiveden na bázi tranzistoru  $T_6$ . Tento tranzistor se otevře a vybije kondenzátor  $C_2$ . Ladicí napětí se zmenší tímto způsobem skokem k nule.

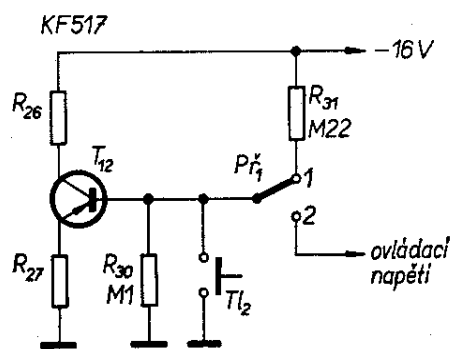
Pro ty, kteří by chtěli použít automatické ladění ve spojení se šumovou bránou, je určen obvod, jehož součástí jsou tranzistory  $T_8$ ,  $T_{10}$  a  $T_{12}$ . Pokud bude tuner pracovat se zapojenou šumovou bránou, je nutné, aby se automatika zastavila pouze na stanicích, jejichž úroveň je určena nastavením šumové brány. Pokud je na bázi tranzistoru  $T_{12}$  nulové napětí, je  $T_{12}$  a tedy i  $T_{10}$  uzavřen. To znamená, že tranzistor  $T_8$  je otevřen (velikost otevření je dána poměrem odporů  $R_{18}$ ,  $R_{20}$



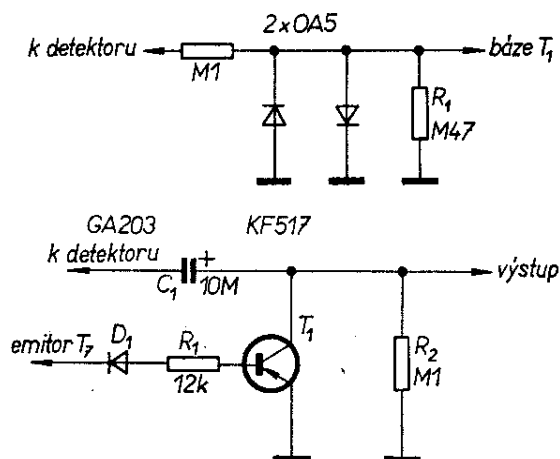
Obr. 75. Získání ovládacího záporného napětí

a  $R_{24}$ ).  $T_8$  je zde ve funkci pomocného zdroje konstantního proudu, zapojeného paralelně k  $T_5$ . Proto bude kondenzátor  $C_2$  rychleji nabíjen směrem k většímu napětí. Toto zrychlené ladění jednak zkracuje dobu nutnou k přeladění mezi stanicemi, jednak zaručuje, že ladění se zastaví pouze na silných stanicích. Při naladění na silnou stanicí se totiž na bázi  $T_{12}$  objeví záporné napětí. Důsledkem toho se tranzistor  $T_8$  uzavře.

Ovládací záporné napětí získáme usměrněním mf signálu. Nejvhodnějším místem je poslední mf filtr před detekčním stupněm (obr. 75). Povel k přeladění na další stanicí se děje stisknutím tlačítka  $Tl_2$  v bázi tranzistoru  $T_{12}$  (obr. 76). V poloze 1 pracuje automaticka bez šumové brány, v poloze 2 pak se zapnutou šumovou bránou. Je nutno podotknout, že zde nejsou popsány obvody vlastní šumové brány, ale je žádoucí, aby uváděné ovládací napětí (obr. 75) ovládalo zároveň šumovou bránu a obvody automatického ladění (pochopitelně jen v případě, je-li přijímač obvody šumové brány vybaven).



Obr. 76. Přepínání šumové brány



Obr. 77. Napěťový limiter (a) a obvod umlčující nf signál (b)

Báze vstupního tranzistoru  $T_1$  je ke kmitočtovému detektoru připojena přes oddělovací odpor a jednoduchý oboustranný napěťový limiter (obr. 77a). Napěťový limiter je zde nutný z toho důvodu, aby nedocházelo k vzájemnému „přetahování“ dvou sousedních stanic, které jsou kmitočtově blízko sebe.

Jak bylo již řečeno, obvod automatického ladění obsahuje i obvod rychlého zpětného vracení. Je nutno upozornit, že při zpětném vracení proladí automaticka během velmi krátké doby celé kmitočtové pásmo a na žádné ze stanic se nezastaví. (Zastaví se až na spodním konci pásma.) Je proto nutno zablokovat signál z tuneru, jinak by během zpětného vracení byly z reproduktorů slyšet nepříjemné zvuky. Obvod umlčující nf signál během zpětného vracení je znázorněn na obr. 77b. Jedná se o zkratovací obvod, který zkratuje nf signál z kmitočtového detektoru na zem. Tranzistor se otevře záporným impulsem, který vznikne právě při zpětném vracení. Záporný impuls je odebíráán z emitorového odporu tranzistoru  $T_6$ .

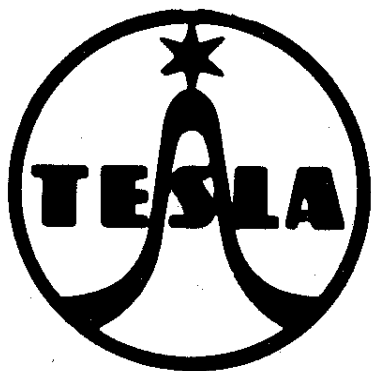
Tranzistor v umlčovacím obvodu můžeme využít i pro šumovou bránu. V tomto případě připojíme jeho bázi také na kolektor tranzistoru  $T_{10}$ . To znamená, že nf výstup bude zkratován tak dlouho, pokud se na bázi tranzistoru  $T_{12}$  neobjeví záporné ovládací napětí. Toto napětí, jak již bylo řečeno, se získává usměrněním signálu v mezifrekvenčním zesilovači.

## OBSAH

<b>Pověry a skutečnost . . . . .</b>	<b>1</b>
<b>Návrh a konstrukce tunerů VKV</b>	
<b>Úvod . . . . .</b>	<b>2</b>
<b>Postup při návrhu tuneru VKV . . . . .</b>	<b>2</b>
Energetická rozvaha . . . . .	3
<b>Antény . . . . .</b>	<b>4</b>
<b>Kmitočtová modulace . . . . .</b>	<b>5</b>
<b>Rozbor hlavních parametrů . . . . .</b>	<b>7</b>
<b>Vstupní jednotky . . . . .</b>	<b>12</b>
Vstupní obvod . . . . .	12
Směšovací stupně . . . . .	16
Oscilátor . . . . .	19
Ladění jednotek VKV . . . . .	20
<b>Mezifrekvenční zesilovače . . . . .</b>	<b>23</b>
<b>Demodulátory pro kmitočtovou modulaci . . . . .</b>	<b>27</b>
<b>Tiché ladění . . . . .</b>	<b>30</b>
<b>Příklady zapojení . . . . .</b>	<b>30</b>
vstupních jednotek . . . . .	30
mf zesilovačů . . . . .	33
<b>Soustředěná selektivita . . . . .</b>	<b>36</b>
<b>Mf stupeň se soustředěnou selektivitou . . . . .</b>	<b>38</b>
Nastavení filtru soustředěné selektivity . . . . .	40
<b>Anténní zesilovače a konvertory . . . . .</b>	<b>43</b>
Anténní průběžně laděný zesilovač . . . . .	44
Širokopásmový kabelový zesilovač . . . . .	45
Konvertor pro převod rozhlasových pásem . . . . .	46
<b>Koncepce přijímače pro dálkový příjem . . . . .</b>	<b>48</b>
<b>Literatura . . . . .</b>	<b>49</b>
<b>Dvě zajímavá zapojení tunerů VKV . . . . .</b>	<b>50</b>
<b>Doplňky tunerů VKV . . . . .</b>	<b>58</b>

**RADIOVÝ KONSTRUKTÉR** – vydává vydavatelství MAGNET, Praha 1, Vladislavova 26, telefon 260651-9 ● Šéfredaktor ing. František Smolík ● Redakce Praha 2, Lublaňská 57, tel. 296930 PSČ 120 00 ● Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, ing. J. Čermák, CSc., J. Dlouhý, K. Donát, I. Harminc, L. Hlinský, ing. L. Hloušek, A. Hofhans, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, ing. F. Králík, ing. J. Navrátil, K. Novák, ing. O. Petráček, A. Pospíšil, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, J. Ženíšek ● Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 4,50 Kčs, pololetní předplatné 13,50 Kčs, roční předplatné 27,— Kčs ● Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil MAGNET – administrace, Praha 1, Vladislavova 26, PSČ 113 66. Objednávky přijímá každá pošta i doručovatel. Objednávky do zahraničí vyřizuje PNS – vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1 ● Dohlédací pošta 07 ● Tiskne Polygrafia, závod 01, Svobodova 1, 128 17 Praha – Vyšehrad ● Za původnost příspěvku ručí autor. Redakce rukopis vrátí, bude-li vyžádán a bude-li připojena frankovaná obálka se zpětnou adresou ● Toto číslo vyšlo 22. září 1973.  
© Vydavatelství Magnet Praha

**VYUŽIJTE VÝHOD**  
které pro vaše pohodlí nabízí  
**ZÁSILKOVÁ SLUŽBA**



**TESLA**

**UHERSKÝ BROD**

**PSČ 68801 Moravská 92**

**DODÁVÁME NA DOBÍRKU:**

- **AUTOANTÉNA** výsuvná – typ I. – 75 Kčs.
- **AUTOANTÉNA** přísavná – 80 Kčs.
- **POKOJOVÁ ANTÉNA PA III** – vhodná pro místa dobrých příjmových podmínek – pro příjem buď na VKV nebo TV signálu. 180 Kčs.
- **POKOJOVÁ TV ANTÉNA GZ 0107-0111** pro příjem vysílačů na 6. až 11. kanálu. 52 Kčs.
- **TV ANTÉNY pro II. PROGRAM** – šestiprvkové, deseti-prvkové nebo dvacetiprvkové, vhodné pro zhoršené podmínky příjmu. Od 93 do 275 Kčs.
- **TV ANTÉNA MOTÝLEK** – pokojová, vhodná v oblastech dobrého signálu. II. TV programu. 40 Kčs.
- **ŠIROKOPÁSMOVÁ TV ANTÉNA pro II. program**, 21. až 60. kanál. Výrobce Kovopodnik Plzeň, 330 Kčs.
- **KONVERTORY** umožňující příjem II. TV programu
  - laditelný 4950 A, 240 Kčs,
  - laditelný 4952 A/C/D, 225 Kčs,
  - pevný 4956 A 3, 165 Kčs.
- **ANTÉNNÍ PŘEDZESILOVAČ pro II. program** – určený pro montáž přímo do individuálních TV antén pro I. až IV. pásmo v oblastech se slabým signálem. 445 Kčs.
- **SÍŤOVÝ NAPÁJEČ** pro předzesilovač. 135 Kčs.
- **UNIVERZÁLNÍ NAPÁJEČ** síťový UZ 1 – výstupní napětí 3-6-9 V. 135 Kčs.
- **VÝMĚNNÝ KŘÍŽOVÝ ŠROUBOVÁK**. 15,50 Kčs.
- **CUPREXTITOVÉ DESKY** – pro vlastní výrobu plošných spojů. 145 Kčs. (1 kg).
- **CHEMICKÁ SOUPRAVA** – pro leptání vzorců spojů. 39 Kčs.
- **SIGNÁL** – zvukové zařízení upozorňující řidiče na chod blikáče. 48 Kčs.
- **TRAFOPÁJEČKA**. 89 Kčs.
- **MIKROPÁJEČKA ZT 12** – včetně zdroje; pro pájení polovodičů. 200 Kčs.
- **RADIOPŘIJÍMAČ RENA** – střední vlny a dlouhovlnná stanice Hvězda. 350 Kčs.
- **MENUET II** – SV, KV, VKV, DV. 550 Kčs.

# K N I H Y

## pro vašeho „koníčka“

1. Kottek: **ČESKOSLOVENSKÉ ROZHLASOVÉ  
A TELEVIZNÍ PŘIJÍMAČE III (1964—  
—1970) A ZESILOVAČE.**  
Cena 60 Kčs.
2. Jánoš: **ROZHLASOVÝ PŘIJÍMAČ A JEHO  
VŠESTRANNÉ VYUŽITÍ.**  
Cena 17 Kčs.
3. Hodinár: **STEREO – STEREOFONNÍ  
ROZHLAS.**  
Cena 22 Kčs.
4. Borovička: **PŘIJÍMAČE A ADAPTORY PRO VKV.**  
Cena 13 Kčs.
5. **MALÁ TECHNICKÁ ENCYKLOPEDIE I./II.**  
Cena 75 Kčs.

..... Zde odstříhnete .....

**Knihkupectví SNK, 290 01 Poděbrady, Jiřího nám. 35/I.**

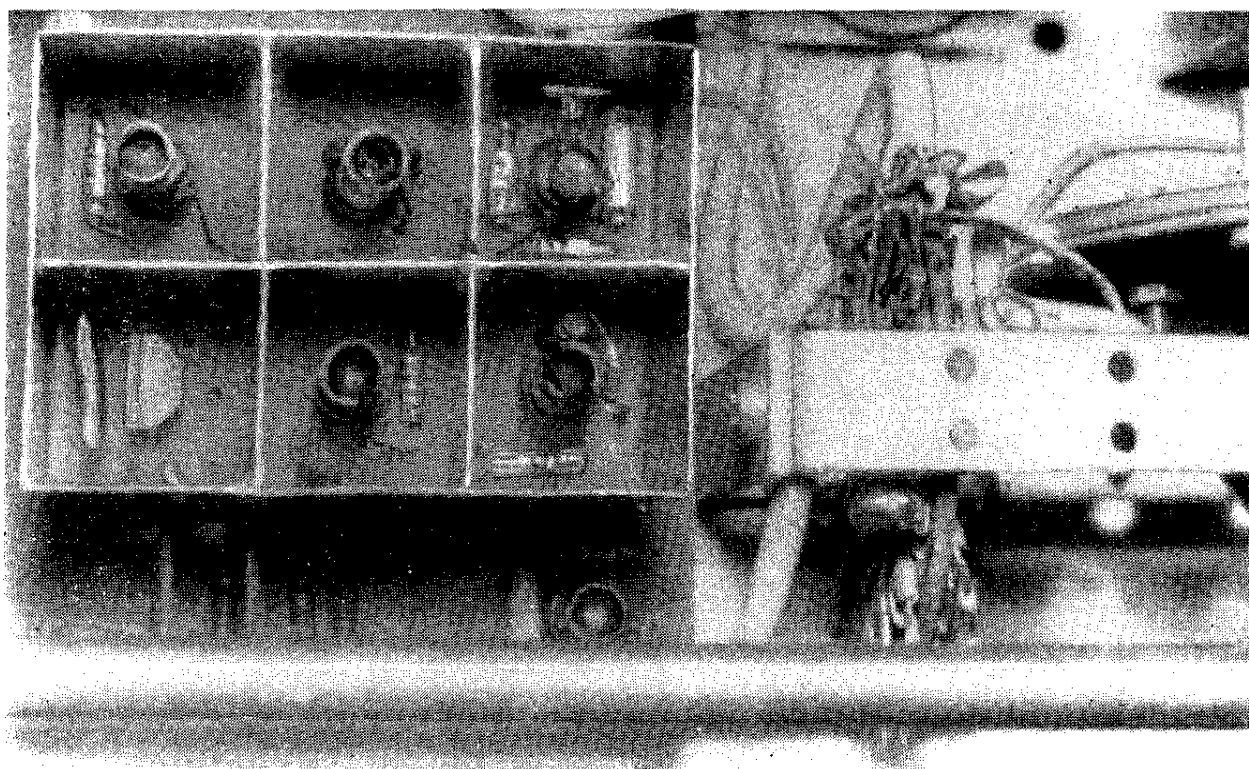
Objednávám – zašlete na dobírku: (zakroužkujte čísla knih, o které máte zájem)

1                      2                      3                      4                      5

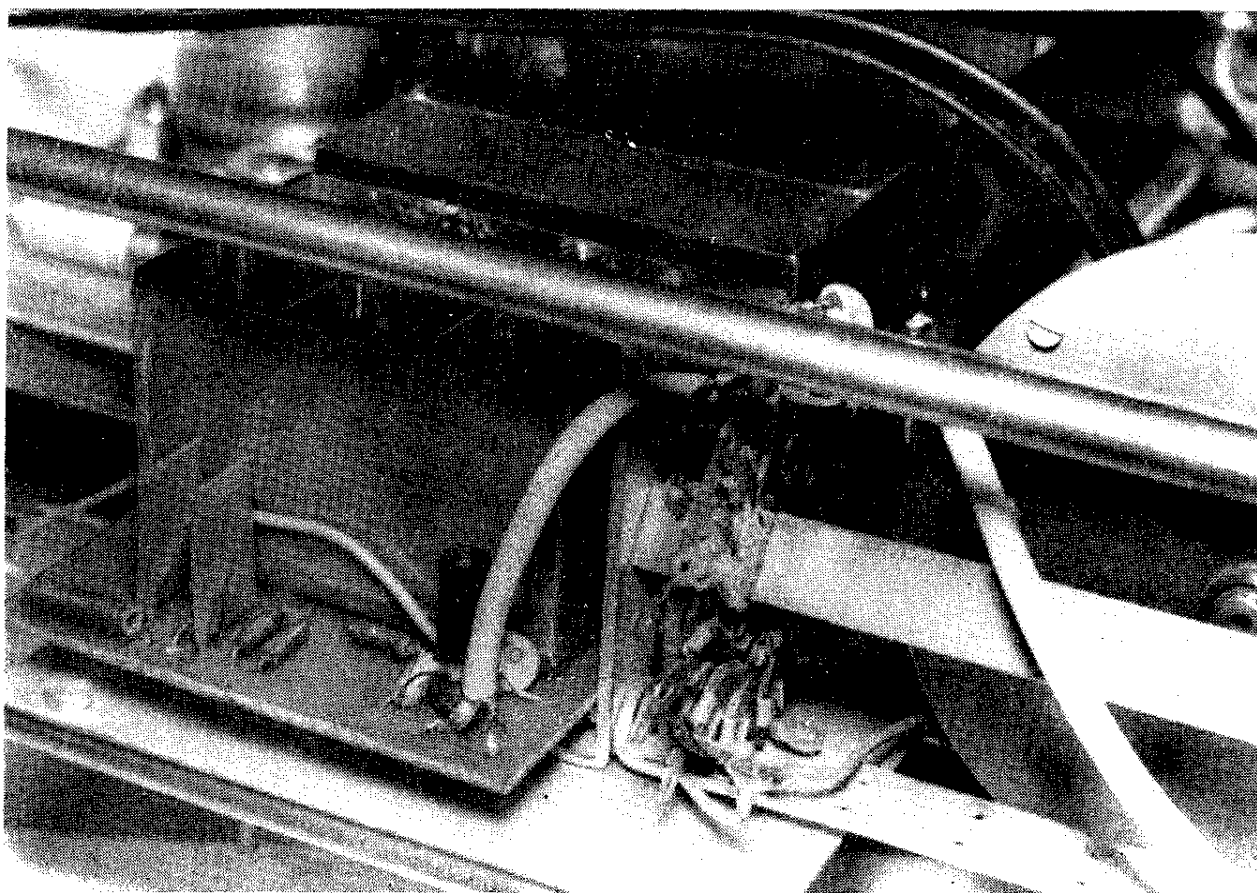
Jméno .....

Adresa a PSČ: .....

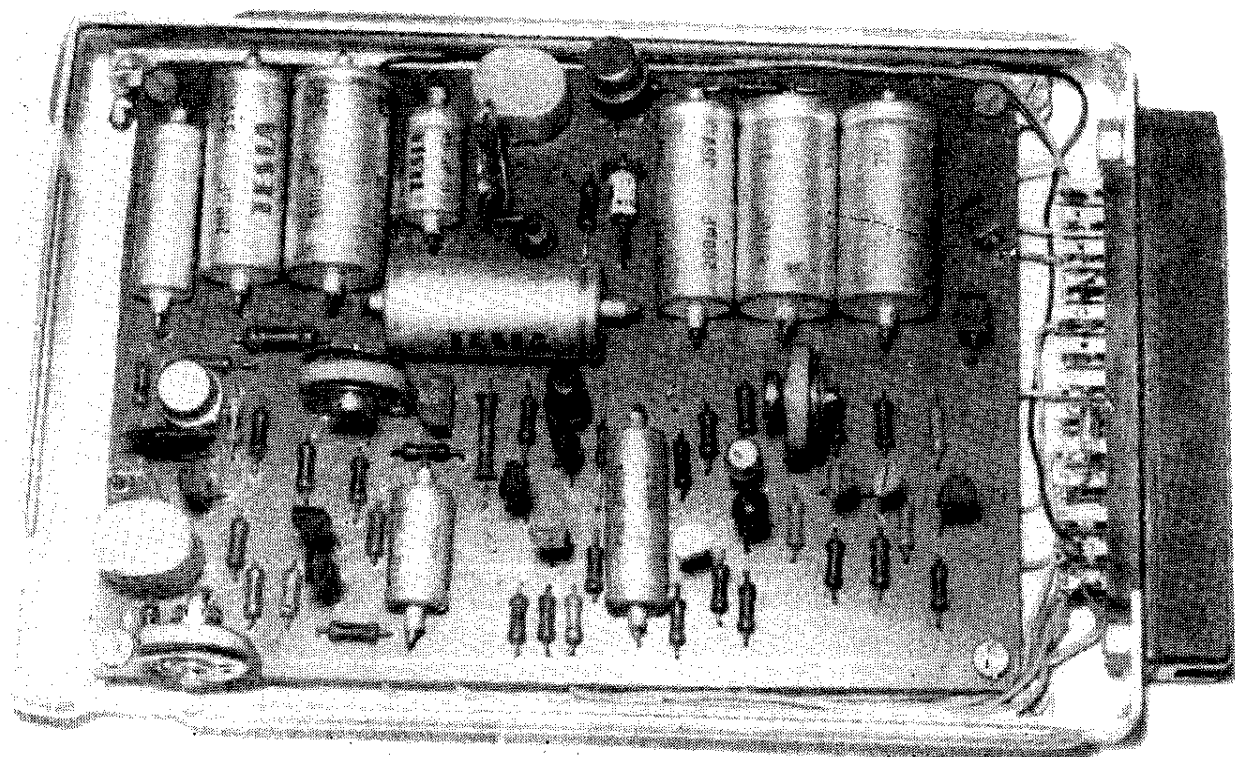
Datum: ..... Podpis: .....



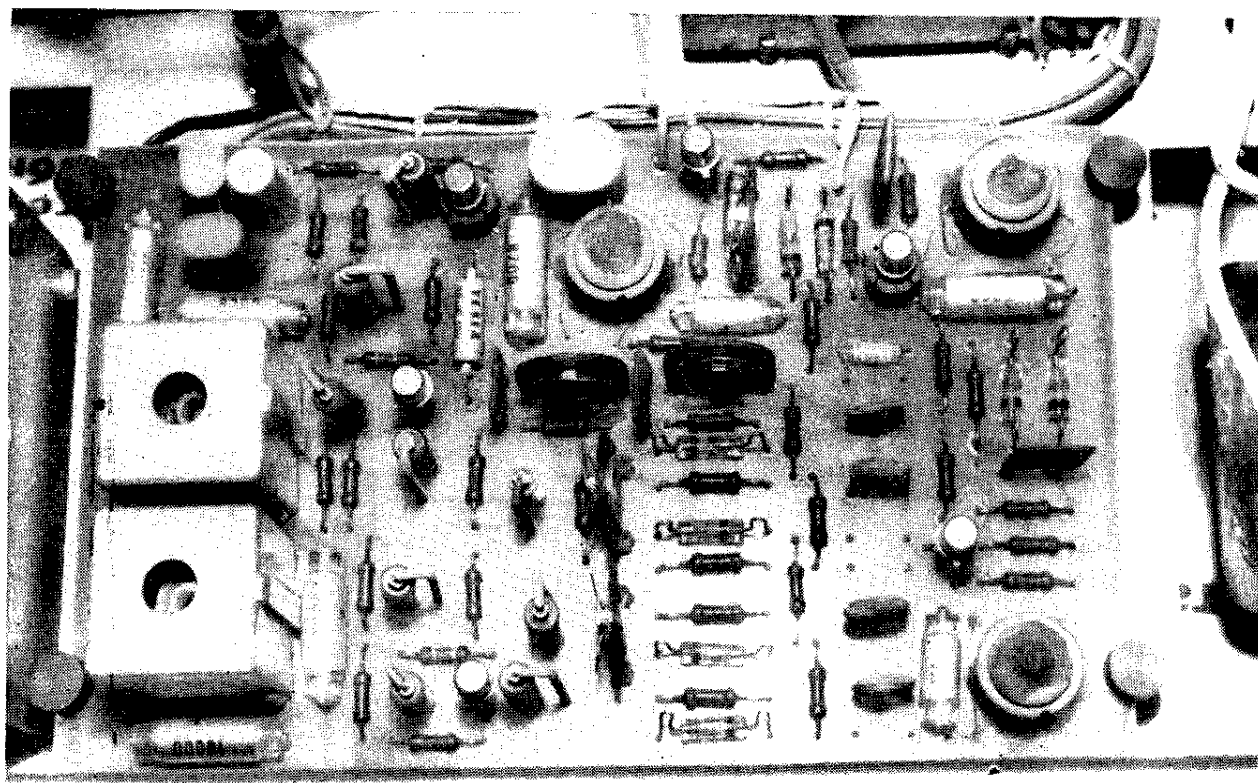
*Umístění cívek filtru se soustředěnou selektivitou v krytech*



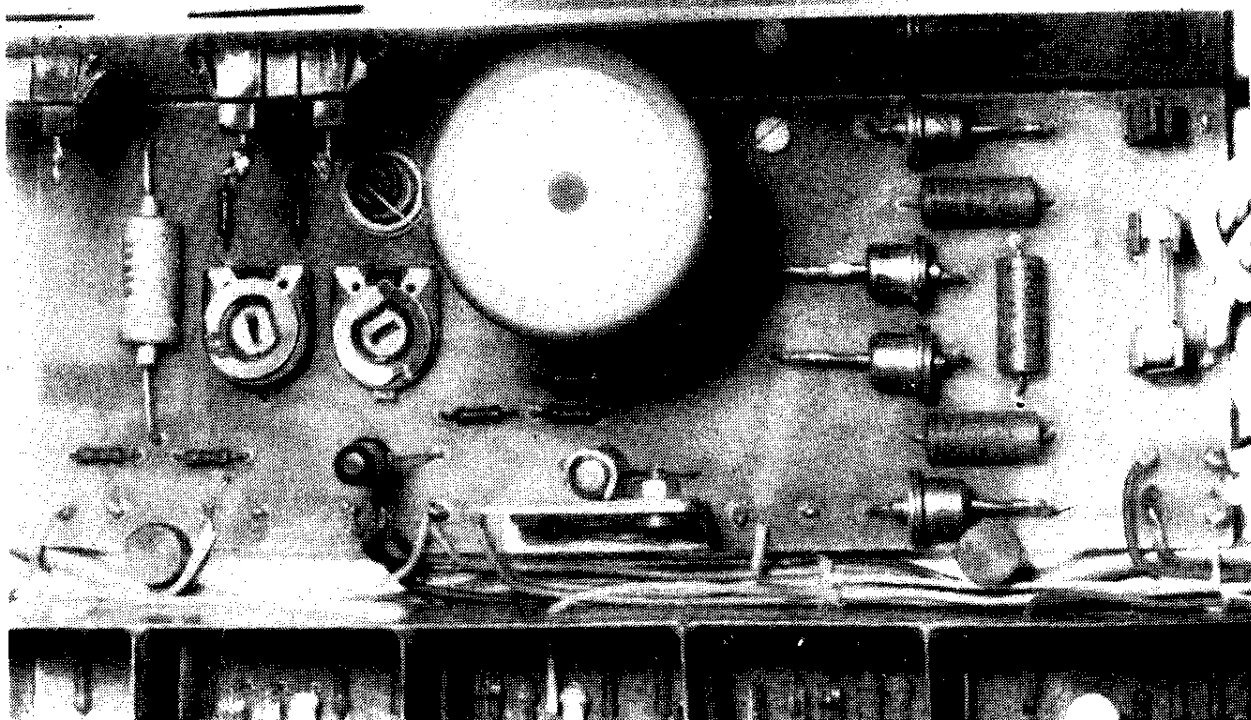
*Součástky filtru soustředěné selektivity vně krytu*



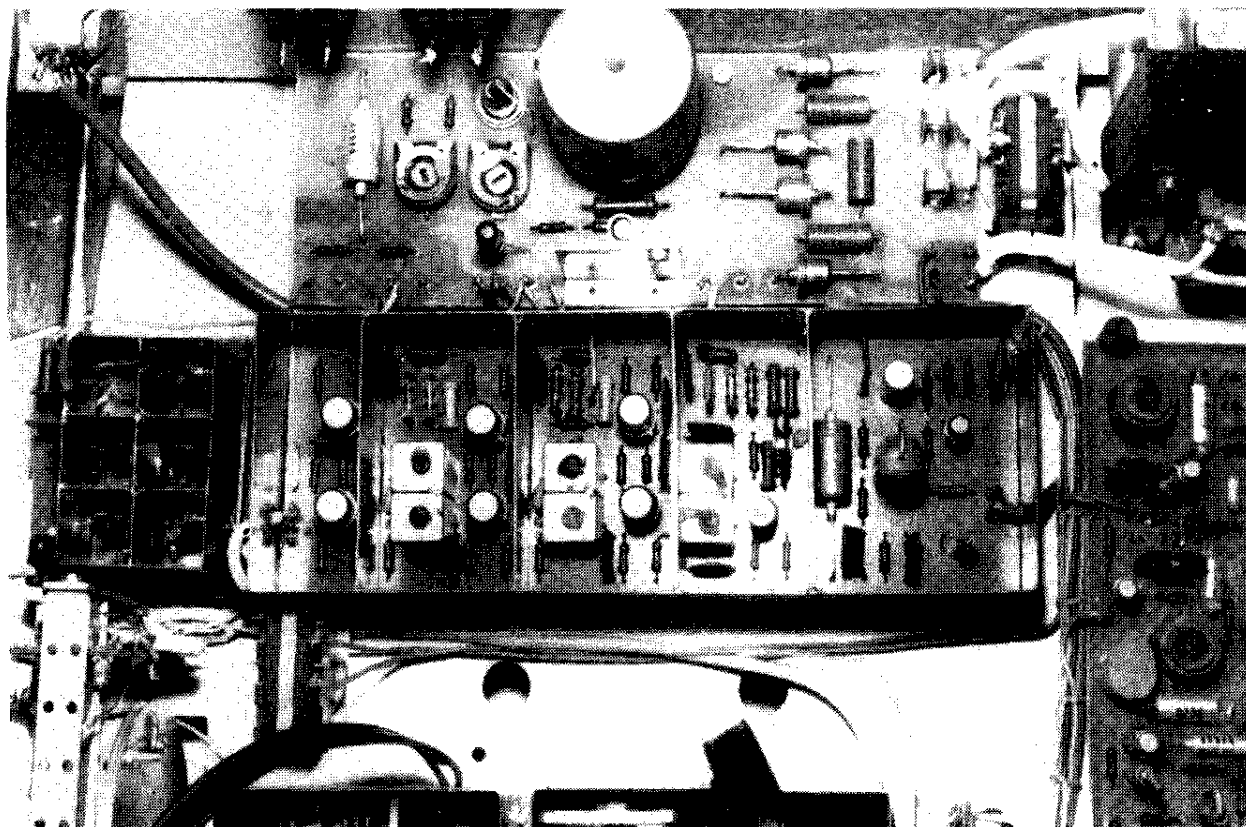
*Deska se součástkami obvodu automatického ladění (obr. 74) a část zdroje pro celý tuner*



*Deska se součástkami stereofonního dekodéru (viz HaZ č. 4. – 8/1971)*



*Část zdroje pro tuner*



*Rozmístění jednotlivých dílů tuneru. Vlevo uprostřed obvod se soustředěnou selektivitou, za ním následuje mf zesilovač (HaZ č. 4 – 8/1971), vpravo dole část desky stereofonního dekodéru*