

Luboš Kalousek, OK1FAC

ŘADA B
PRO KONSTRUKTÉRY
ČASOPIS
PRO RADIOTECHNIKU
A AMATÉRSKÉ VYSÍLÁNÍ
ROČNÍK XXVII/1978 ČÍSLO 1

V TOMTO SEŠITĚ

Krozvoji iniciativy a aktivity	1
Integrované obvody a jejich použití v přijímačích	2
Úvod	6
Vstupní a předzesilovací obvody	6
Modulační zesílení signálu v tranzistorovém vřezilovači	8
Použití MOSFET ve vstupních obvodech	8
Vstupní jednotka se dvěma dvoubázovými MOSFET	10
Jednoduchá vstupní jednotka se dvěma IO	11
Demodulace signálu AM	13
Samostatná regulace zesílení	14
Přijímače AM	15
Jednoduchý středofonní tuner bez cívek	17
Obvody superhetu	18
Mřezilovač	20
Piezoelektrické filtry	22
Soustředěná selektivita pro 10,7 MHz	23
Mřezilovač 465 kHz	24
Mřezilovač 10,7 MHz	25
Stereofonní dekodéry	27
Tuner VKV-SV	33
Vstupní jednotky	34
Mřezilovač AM, FM	35
Nastavení	37
Stereofonní zesilovač 2 x 4 W	38

AMATÉRSKÉ RADIO ŘADA B

Vydává ÚV Svazarmu ve vydavatelsví Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 57-1. Šéfredaktor ing. F. Smolík, zástupce Luboš Kalousek. Redakční rada: K. Bartoš, V. Brzák, K. Donát, A. Glanc, I. Harminec, L. Hilinský, P. Horák, Z. Hradiský, ing. J. T. Hyan, ing. J. Jaroš, doc. ing. dr. M. Joachim, ing. Jan Klabal, ing. F. Králík, RNDr. L. Kryška, PhDr. E. Křížek, ing. I. Lubomirský, K. Novák, ing. O. Petráček, ing. J. Vackář, CSc., laureát st. ceny KG, ing. J. Zima, J. Ženíšek, laureát st. ceny KG. Redakce Jungmannova 24, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, šéfred. linka 354, redaktor I. 353. Ročně vyjde 6 čísel. Cena výtisku 5 Kčs, celoroční předplatné 30 Kčs. Rozšiřuje PNS, v jednotkách ozbrojených sil vydavatelsví Magnet, administrace Vladislavova 26, Praha 1. Objednávky přijímá - každá pošta i doručovatel. Dohledací pošta Praha 07. Objednávky do zahraničí vřizuje PNS, vývoz tisku, Jindřišská 14, Praha 1. Tiskne Naše vojsko, n. p., závod 08, 162 00 Praha 6-Liboc, Vlastina 710. Inzerce přijímá vydavatelsví Magnet, Vladislavova 26, PSČ 113 66 Praha 1, telefon 26 06 51-7, linka 294. Za původnost a správnost příspěvku ručí autor. Návštěvy v redakci a telefonické dotazy pouze po 14 hodině. Číslo indexu 46044. Materiály pro toto číslo předány tiskárně 18. 11. 1977. Toto číslo má podle plánu vyjít 25. 1. 1978. © Vydavatelství MAGNET, Praha

Svaz pro spolupráci s armádou vstoupil v druhé polovině loňského roku do období příprav svého VI. sjezdu. Sjezd se v souladu se stanovami Svazarmu uskuteční v prosinci letošního roku a budou mu předcházet výroční členské schůze základních organizací, okresní a krajské konference a sjezdy republikových organizací Svazarmu.

Příprava a uskutečnění výročních členských schůzí základních organizací, okresních a krajských konferencí a sjezdů Svazarmu bude probíhat pod heslem „Pod vedením KSC za další úspěchy Svazarmu při budování a obraně socialistické vlasti“.

Svaz pro spolupráci s armádou dosáhl v průběhu uplynulých let - od svého V. sjezdu - pod vedením Komunistické strany Československa řady cenných úspěchů. Cílevědomě se vypořádal s úkoly, stanovenými XIV. sjezdem KSC, usnesením PUV KSC o Jednotném systému branné výchovy obyvatelstva a usnesením o úkolech a směrech jeho dalšího vývoje. Úspěšné je plnění ve Svazarmu i linie XV. sjezdu KSC, která byla odpovědně rozpracována. Na dosažených výsledcích se významně podílejí základní, okresní i krajské organizace Svazarmu, které svou činností přispěly k dalšímu upevnění společenské úlohy a důležitosti Svazarmu, k organizačnímu i politickému růstu celé organizace, ke zvýšení jejího vlivu na široké vrstvy obyvatelstva a mládeže.

Přesto jsou v práci základních, okresních i krajských organizací rezervy - bylo by možno dosáhnout větší kvality a účinnosti branné výchovných činností, zejména v ideově výchovné a organizátorské práci.

Aby bylo dosaženo v předsjezdovém období výraznějšího podílu základních organizací při upevňování a prohlubování společenské úlohy Svazarmu, při zkvalitňování politickovýchovného působení na členy i na širší veřejnost, při zvyšování jejich akceschopnosti, při plnění volebních programů Národní fronty a úkolů 6. pětiletky, schválilo předsednictvo ÚV Svazarmu dne 6. září 1977 „Pokyny k rozvoji iniciativy a aktivity před VI. sjezdem Svazarmu“ a současně dalo souhlas k vyhlášení socialistické soutěže o čestný název „Základní organizace VI. sjezdu Svazarmu“.

O získání čestného názvu „Základní organizace VI. sjezdu Svazarmu“ mohou soutěžit pouze ty základní organizace, které jsou zapojeny do soutěže o titul „Vzorná základní organizace“.

Soutěž o čestný název „Základní organizace VI. sjezdu Svazarmu“ je založena na iniciativě a aktivitě výborů a členů základních organizací. Předsednictvo ÚV Svazarmu pro ni nestanoví přesný počet dílčích kritérií (ukazatelů) s pevně určenými bodovými hodnotami (koeficienty), nýbrž pouze určuje obsahové zaměření soutěže.

Okresní výbory v součinnosti s okresními radami odbornosti stanoví na základě tohoto obsahového zaměření diferencovaná kritéria pro základní organizace, které se do soutěže přihlásí. Základní organizace mohou vlastními závazky stanovená kritéria rozšířit. V každém případě mají být tato kritéria náročnější, než ta, která byla stanovena pro soutěž o získání titulu „Vzorná základní organizace“.

Obsahové zaměření soutěže

- Účast a angažovanost členů na společenském životě v místě působení základní organizace
 - Spolupráce ZO při akcích k významným výročním roce 1978; organizovaných Národní frontou.
 - Akce, které k těmto či k jiným politickým událostem organizuje sama ZO Svazarmu (včetně výstavek, promítání filmů apod.).
 - Podíl ZO na plnění volebních programů a úkolů 6. pětiletky v předsjezdovém roce (uvést druh pomoci, její výsledky).
 - Jak je tato aktivita základní organizace hodnocena stranickou organizací v místě (na závodě, ve škole, v JZD), národním výborem?
- Podíl ZO na přípravě branců, branné přípravě záloh, obyvatelstva k civilní obraně
 - Jak se výbor ZO podílí na řízení výcvikového střediska branců (je-li při ZO zřízeno).
 - Jak výbor pečuje o přípravu cvičitelů branců; jak pomáhá při získávání lektorů pro přípravu CO obyvatelstva.
 - Péče ZO o materiálně technické vybavení výcvikového střediska.
 - Celkové výsledky v přípravě branců za výcvikové období.
- Spolupráce ZO Svazarmu s organizacemi Národní fronty v místě (na závodě, na vysoké škole apod.)
 - Způsob spolupráce, její výsledky.
 - Výsledky pomoci základní organizace organizátorům letních (zimních) táborů PO SSM (kádrové, obsahové, materiální).
 - Podíl ZO Svazarmu na celostátní branné hře „Vždy připraven“.
- Výsledky činnosti ZO Svazarmu v úsilí za masový rozvoj branné výchovy mezi pracujícími
 - Jakých výsledků základní organizace dosahuje při zapojování občanů nečlenů do branné sportovních akcí (jako účastníků i organizátorů - zejména v místních kolech DZBZ a SZBZ).
 - Získávání mládeže do zájmových branných činností v místě (výsledky).
 - Co se v průběhu roku 1978 zlepšilo po stránce materiálně technického zabezpečení masového rozvoje branných činností v ZO, jak toho bylo dosaženo.
- Péče výboru ZO o růst členské základny
 - Výsledky náboru nových členů v roce 1978, zejména z řad mládeže.
 - Jak jsou noví členové zapojováni do jednotlivých činností v ZO.
 - Jak výbor ZO pečuje o jejich politický a odborný růst.
 - Péče výboru o výchovu budoucích funkcionářů ZO.
 - Jak je výborem zabezpečování školení funkcionářů rad klubů ZO a výboru základní organizace.
- Rozvoj vnitřního života základní organizace

- Jak jsou plněna usnesení vyšších orgánů, jak se to projevilo v přípravě a provedení výročních besed klubů, výročních členských schůzí (konferencí) základních organizací.
- Jak zabezpečuje výbor pravidelnou činnost ZO.
- Které otázky řeší v současné době členské schůze, účast a aktivita na členských schůzích.
- Čím přispěly výroční členské schůze (konference) ke zvýšení akceschopnosti základní organizace; jak jsou plněny závazky přijaté v ZO na počest VI. sjezdu Svazarmu (uvést konkrétní výsledky).

Hodnocení soutěže

- Soutěž je hodnocena průběžně komisí ustavenou předsednictvem okresního výboru

Svazarmu. Průběžné hodnocení je prováděno nejméně 2× za soutěžní období, které trvá od 1. 12. 1977 do 30. 11. 1978.

2. Ke 30. 11. 1978 provede komise celkové závěrečné vyhodnocení, jemuž je přítomen člen výboru ZO, která soutěží o čestný název. Rozhodujícím ukazatelem při hodnocení bude aktivita a iniciativa výboru ZO, i členů ZO při dosahování nové kvality v činnosti ZO, při řízení ZO a konkrétní výsledky činnosti.

3. Komise musí pečlivě posoudit, zda úsilí základní organizace o upevňování společenské autority Svazarmu v místě působení má trvalejší charakter. Proto by měla znát názory stranické organizace, národního výboru, Národní fronty v místě (na závodě, v JZD apod.), jak z tohoto hlediska hodnotí činnost ZO.

4. Na základě doporučení komise, která provede závěrečné vyhodnocení soutěžících

ZO, schválí předsednictvo OV Svazarmu celkový návrh na udělení čestných názvů a postoupí jej KV Svazarmu.

Termín: do 15. 12. 1978

5. KV Svazarmu soustředí návrhy okresních výborů a souhrnně je předají se svým doporučením příslušnému republikovému ÚV Svazarmu.

Termín: do 30. 12. 1978

6. Republikové ÚV Svazarmu posoudí návrhy z hlediska uplatnění obsahového zaměření soutěže, stanoveného předsednictvem ÚV Svazarmu a souhrnný návrh se svým stanoviskem předloží PÚV Svazarmu.

Termín: do 30. 1. 1979

7. Předsednictvo ÚV Svazarmu udělí čestné názvy „Základní organizace VI. sjezdu Svazarmu“ na základě návrhu republikových ÚV Svazarmu.

Termín: do 15. 3. 1979

Integrované obvody a jejich použití v přijímačích

Ing. Jan Klbal

Úvod

Ze schémat elektrotechnických zařízení pozvolna mizí tranzistory i další součástky klasické elektrotechniky. Ke slovu přicházejí stále ve větší míře nové elektronické prvky, schopné plnit funkci celých obvodů i celých stavebních dílů. Elektronická schémata se tak stávají podstatně jednoduššími a na konstruktéry různých zařízení se již nekládou ani tak požadavky řešit obvody plnící danou funkci, ale spíše rozhodnout, jak naložit s příslušným prvkem, který je již schopen řešit určitou funkci či dokonce soubor různých funkcí. Na druhé straně řešit systém, který plní jako nedílný celek určitou funkci, vyžaduje naprosto nový přístup k problematice elektronických obvodů, sestavených pouze z polovodičových součástek. Souhrn znalostí spojených s návrhem a realizací elektronických obvodů a sestav ve velmi malých rozměrech a na bázi nové technologie výroby se nazývá souhrnným názvem mikroelektronika.

V mikroelektronice tedy vznikly a vznikají nové prvky – funkční jednotky – z nichž každá plní určitou funkci, kterou v klasické obvodové technice řeší obvod nebo soustava obvodů. Úkolem této funkční jednotky je v první řadě optimálně realizovat určitou funkci, která je spojena s určitou přeměnou přiváděného signálu či vstupní informace. V mikroelektronické obvodové technologii lze realizovat na velmi malém prostoru – destičce či vhodném substrátu (podložce) – celé funkční sestavy, skládající se z mnoha desítek až stovek obvodů. V technicky vyspělých státech se v současné době již převážná část elektronických obvodů převádí do mikroelektronických forem. Z hlediska použitých technologií zařazujeme mikroelektronické obvody do několika technicky i technologicky se lišících skupin. Z těch starších jsou

to obvody sestavené ze sdružených součástek; ty jsou již na ústupu. Typickým představitelem těchto obvodů je výrobek národního podniku TESLA Lanškroun, nesoucí označení moduly LOGIZET. Ještě před několika lety podobné obvody vyrábělo mnoho světových firem v rozsáhlém sortimentu a ve velkých sériích.

Druhou, velmi progresivní skupinu, která se značně rozvíjí, tvoří integrované obvody. Integrované obvody (dále jen IO) lze rozdělit z technologického hlediska do tří základních skupin. Jsou to jednak monolitické IO, dále IO vrstevové a hybridní a IO s velkou integrací. U monolitických integrovaných obvodů jsou obvodové prvky vytvořeny na polovodičové destičce nebo uvnitř této destičky a vzájemně propojeny tak, aby se dosáhlo požadované funkce elektronického obvodu nebo soustavy obvodů.

První monolitické integrované obvody byly vyrobeny firmou TEXAS INSTRUMENTS ve druhé polovině padesátých let. Monolitické obvody lze podle vytváření struktur rozdělit do dvou podskupin. První, velmi rozsáhlou skupinu tvoří monolitické obvody, u nichž se používají jako aktivní prvky bipolární tranzistory. Patří sem převážná část běžně vyráběných číslicových a lineárních obvodů pro nejrůznější aplikace v elektronice. Druhou, prudký rozvoj prodávající podskupinu, tvoří monolitické obvody s unipolárními tranzistory MOS.

Vrstvové integrované obvody jsou takové obvody, u nichž jsou jednotlivá obvodová seskupení vytvořena ve formě vrstev, nanášených v určitém vzájemném vztahu na hmotnou podložku. Tloušťka jedné vrstvy nepřesahuje obvykle několik setin až desetin mikromilimetru u obvodů v tenkých vrstvách a 25 µm u obvodů ve vrstvách tlustých. Sestavením a propojením i několika vrstev těchto obvodů na jedné izolační podložce (keramika, safír aj), případně ještě jejich propojováním s obvody vyrobenými jinou technologií, vznikají obvody hybridní.

Původní IO představovaly obvykle soubor nejvýše deseti až patnácti základních logických či obdobných obvodů, sestavených na jednom čipu – jeden uzavřený obvodový celek. Později se přelo na seskupení 50 až 100 obvodů na jednom čipu, což představuje obvody se střední hustotou prvků – obvody střední hustoty integrace. V současné době se ve světě velmi rozšiřuje technologie IO s velkou hustotou integrace, představující seskupení několika set až tisíců obvodů na jednom substrátu či izolační destičce. Využívá se přitom obou základních polovodičových technologií – jak bipolární, tak také MOS.

Pro snazší pochopení technologie výroby i činnosti IO je třeba přihlídnout k principu polovodičové techniky jako základu pro řešení obvodů v integrované technice.

Fyzikální vlastnosti polovodičů jsou známy velmi dávno. Již v začátcích rozhlasového vysílání byly známy usměrňovací vlastnosti některých polovodičů, hlavně kyslíků kovů. Teprve však po roce 1948, kdy došlo k objevu tranzistoru, nastává prudký rozmach fyziky polovodičů. Po počátečních obtížích se během asi osmi let dostaly tranzistory na takovou úroveň, že začaly značně konkurovat elektronkám. Postupem doby byly elektronky tranzistory ve všech oborech elektroniky téměř úplně vytlačeny.

Ke značnému rozšíření aplikací polovodičových prvků přispěl především značný pokrok ve znalosti polovodičových materiálů a v rozvoji technologií, používaných při výrobě polovodičových prvků. Právě v oboru polovodičů se během krátké doby potvrdila přímá závislost mezi kvalitou výrobků (tj. polovodičovým materiálem) a stupněm výrobní technologie.

Proč vlastně nebyl objeven tranzistor již dříve, když polovodiče a některé jejich elektrické vlastnosti byly již známy a jejich usměrňovací účinku se využívalo již v raných dobách rozhlasové techniky? V polovodičích jsou nositelem elektrické vodivosti

volné dvojice – elektron, díra – které jsou vytvářeny v polovodičovém materiálu příměsí vhodných chemických prvků – donorů a akceptorů. Množstvím těchto příměsí je pak určována vodivost polovodičového materiálu. Vodivost typu p zajišťují např. příměsí bór, vodivost typu n příměsí fosfor. Podle principu činnosti se pak rozlišují polovodičové prvky na součástky, u nichž se při zpracování signálu uplatňuje injekce nosičů a součástky, u nichž se zpracování signálu řídí účinkem elektrického pole. Aby měl polovodič vlastní vodivost při pokojové teplotě, je třeba, aby na $1,8 \cdot 10^9$ atomů germania připadal nejvýše jeden atom cizí příměsí. Je to tak nepředstavitelná čistota základního materiálu, že ji lze dosáhnout pouze vynaložením neúčinnějších chemických a fyzikálních čisticích metod. To je důvod, proč nebyla vlastní vodivost, potřebná pro činnost tranzistorů (malý měrný odpor), pozorována již dříve, dokud nebyly technologické postupy vypracovány tak, aby bylo možno dosáhnout této čistoty. Dalším zlepšováním čistoty se zmenšuje měrný odpor polovodičů a tím se zlepšují i jeho vlastnosti přenosové a kmitočtové. U prvních germaniových n tranzistorů se měrný odpor pohyboval v rozmezí od stovek k desítkám ohmů, křemíkové tranzistory mají měrný odpor řádu desítek až jednotek ohmů, ale i menší než jeden ohm.

Správná funkce polovodičové součástky závisí na přesném „dotování“ aktivními chemickými prvky. Když se rozměry součástky budou stále zmenšovat, bude se také zmenšovat celkový počet atomů těchto aktivních prvků v každé součástce a jejich statický obsah bude jiný. Při velmi nepatrných rozměrech polovodičových součástek mohou být odchylky v koncentraci nečistot tak velké, že naruší správnou činnost těchto prvků a proto ji není možno zanedbat. Jestliže se připustí přijatelná tolerance asi 10 %, je možno vypočítat minimální rozměry jednotlivých prvků, které se nesmí překročit, mají-li prvky pracovat podle předem určených požadavků.

Prakticky lze stanovit, že u polovodiče s měrným odporem $10 \text{ k}\Omega/\text{cm}^2$ nemůže být základní prvek menší než $100 \mu\text{m}$. Aby bylo možno zmenšit rozměry prvků, musí se použít materiál s menším měrným odporem (menší obsah příměsí) a podle toho volit vlastnosti součástky. Tak je možno při měrném odporu $1 \Omega/\text{cm}^2$ zmenšit lineární rozměry součástky ještě asi dvacetkrát.

Ovšem omezení rozměrů je diktováno také nežádoucími rozdíly ve velikosti jednotlivých prvků, jež jsou zavínány nepřesnostmi při výrobě. Totiž i velmi dokonalá fotografická technika při jejich výrobě (viz dále) má konečné meze dané délkou vlny světla. Vzhledem k ní musí být rozměry součástek řádu nejméně desítek mikronů. Rozlišovací schopnost lze však i v tomto směru poněkud zvětšit, nahradí-li se světelný paprsek proudem elektronů. Takto lze zmenšit rozměry základních prvků až na jednotky mikronů.

Dále působí na rozměrovou velikost polovodičové součástky vlivy, které rozrušují strukturu těchto nepatrných částíček (polovodičového materiálu a zkracují dobu života celého zařízení pod přijatelnou mez. Z nich jsou nejobávější:

- působení kosmického záření,
 - radioaktivní vyzařování země,
 - vznik tepla v přístroji při jeho provozu.
- Ačkoli to vypadá na první pohled dosti neočekávaně, je nutno přiznat, že hlavním omezovacím činitelem, který nedovolí ani v budoucnu trvale zmenšovat rozměry elektronických prvků pod určitou hranici, je právě kosmické záření, které k nám proniká z vesmírných dálek s velkou kinetickou energií. Účinná únosná ochrana proti tomuto záření není současnou technikou realizovatelná. Působení kosmických paprsků na polo-

vodiče vytváří dočasný přebytek párů elektron – díra a tím se mění běžná doba života minoritních nositelů (přemisťují se atomy v krystalové mřížce polovodiče a vytvářejí se tak přidavné hladiny, působící zachytě pro nositele elektrického potenciálu). Někdy mohou dokonce způsobit rozpad jádra v atomu polovodiče a změnit jeho vlastnosti. V dostatečně velkém objemu nejsou jejich účinky vážné a pro život polovodičového prvku mají nepatrný význam. Jestliže se však rozměry prvků zmenší tak, že částice kosmického záření při nárazu rozruší velkou část příslušného objemu, může se snadno stát, že celý prvek přestane správně pracovat a činnost elektronického zařízení se naruší. Aby se tyto škody udržely v přijatelných mezích, musí mít základní polovodičový prvek určité minimální rozměry. Pak je pravděpodobnost poruchy malá a doba života se prodlouží. Z uvedeného vyplývá, že doba života mikro-součástky je i v tomto případě dána měrným odporem polovodiče. Při velkých měrných odporech, řádu $0,1 \text{ M}\Omega/\text{cm}^3$ by musel být prvek značně větší než 1 mm^3 , aby průměrná doba života při běžných dávkách kosmického záření byla alespoň 1 měsíc. Zmenší-li se měrný odpor v přechodové vrstvě polovodiče, lze zmenšit rozměry prvků i o několik řádů.

Vliv radioaktivního záření země lze v úvaze o zmenšování rozměru zanedbat, neboť toto záření je ve srovnání s ostatními vlivy velmi malé. Není však zanedbatelná tepelná odolnost polovodičových součástek. Má-li se teplota součástky pohybovat v okolí 20°C , je nutné, aby přebytké teplo, vzniklé při průchodu jmenovitého proudu součástkou, bylo odváděno jejím povrchem. Velikost povrchu a tedy i rozměry součástky jsou proto určeny tepelnými požadavky. Teplotní poměry jsou horší u polovodičů s malým měrným odporem a s většími proudy.

Vhodnou volbou použitého polovodičového materiálu a správně zvoleným technologickým postupem je v současné době již téměř reálné dosáhnout při náležitém oddělení jednotlivých funkčních prvků a při jejich izolaci hustoty součástí zhruba takové, aby se jich vešla do 1 cm^3 jedna miliarda. Za optimálních podmínek splňujících výše uvedená kritéria se tedy rysuje konečná mez, kam až lze dojít při mikrominiaturizaci elektronických obvodů a tím i zařízení.

Jedním z jevů, který omezuje činnost tranzistorů v IO z hlediska jejich činnosti na vyšších kmitočtech je, akumulace nábojů v přechodové vrstvě polovodiče. Tuto nepříjemnou vlastnost se podařilo odstranit odvodem tohoto náboje. Využívá se k tomu Schottkyho diod, nazvaných podle německého fyzika, který již v r. 1930 vysvětlil usměrňovací jev na styku polovodiče s kovem. Je-li Schottkyho dioda použita ve vhodném zapojení IO, je akumulovaný náboj z tranzistorového prvku odstraněn (lépe nevytváří se) a tím lze dosáhnout velké přenosové rychlosti signálu, případně činnosti na vysokých kmitočtech či velké spínací rychlosti. Výhodou je, že tuto diodu lze vytvořit z hliníkového kontaktu na křemíku s vodivostí n, tj. na základním materiálu, používaném pro monolitické obvody. Schottkyho dioda je zapojena paralelně k přechodu p-n (báze-kolektor) příslušného tranzistoru tak, že hliníkový kontakt je spojen s bází a s kolektorovou oblastí n tvoří diodu. Tím se omezí nadbytečný bázevý proud, reguluje se proud kolektoru a zabráňuje se nasycení a tím i vzniku náboje. Takto řešený tranzistor v IO se někdy nazývá Schottkyho tranzistor. Umožňuje navíc i úsporu proudu a větší možnou hustotu prvků na jednom substrátu.

Integrovaný obvod – módní šlágr moderní techniky či nepostradatelný prvek vědeckotechnické revoluce? Je to jeden ze stěžejních prvků, určujících uskutečnitelnost přestavby současné civilizace v technicky a hospodář-

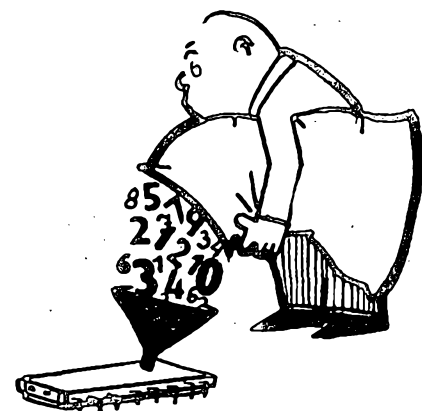
sky vyspělou, všestranně rozvinutou společností budoucnosti?

Technika mikroobvodů, dnes souhrnně nazývaných integrované obvody, se opírá o nové polovodičové technologie, které byly vyvinuty pro výrobu moderních polovodičových prvků. Na rozdíl od tranzistoru, který představoval svého času revoluční objev v elektronice, představují integrované obvody změnu v návrhu a výrobní technologii celých obvodů. V integrovaném obvodu zcela mizí jednotlivé elektronické prvky jako samostatné stavební součástky a jsou funkčně nahrazeny napářeními, leptanými, difundovanými či rostlymi oblastmi uvnitř struktury polovodičové destičky. Zásadní rozdíl proti minulému pojetí součástky jako aktivního či pasivního stavebního prvku v elektronice (tranzistor, odpor, kondenzátor, cívka) je v tom, že se v současně i budoucí době jeví jako základní prvek nejen celý obvod, ale celý funkční elektronický celek, případně „srdce“ složitějšího elektronického systému, zaznamenávající, řídící a vyhodnocující celou jeho složitou činnost. Přitom tato „srdce“ jsou tvořena jediným monolitickým prvkem, nerozzebíratelnou malou „černou skříňkou“ s množstvím vývodů pro připojení vstupních informací a výstupů, určených ke zpracování, vyhodnocení a reprodukci žádaných veličin.

Vyspělí průmysloví velkovyrobci integrovaných obvodů přešli již před několika lety od kopírování komerčních elektronických obvodů, sestavených z diskrétních součástek, k úplně novým, v klasické obvodové technice prakticky téměř nerealizovatelným zapojením. Tyto obvody lze sice ještě popsat náhradním elektrickým zapojením, ale vedle obvyklých obvodových prvků se v náhradních zapojeních vyskytují zcela nové polovodičové prvky. Vznik nových speciálních polovodičových prvků i celých, dříve neznámých obvodů, je vynucen tím, že některé prvky diskrétních obvodů (např. cívky) nelze v pevné fázi (v monolitických obvodech) vůbec vytvořit.

V posledních letech mají integrované obvody již i takové vnitřní obvody, pro které není možno vytvořit nejen výstižná schémata zapojení z diskrétních součástek, ale ani náhradní elektrická zapojení. Tyto obvody jsou založeny na využití fyzikálních principů, pro které se nenašlo dosud uplatnění v elektronice, či byly objeveny až při realizaci různých obvodů. Jediným společným znakem těchto obvodů s klasickým elektrickým zapojením je shodnost v celkové elektrické, případně pouze ve funkční činnosti a celý integrovaný obvod se pak uvažuje jako jediný elektronický samostatný prvek.

Základním stavebním materiálem integrovaných obvodů je křemík. Ve výrobní tech-



nologii IO existují v podstatě dvě základní technologie, a to technologie bipolární a technologie MOS. Monolitické integrované obvody se vytvářejí některou z variant planární technologie. Při jejich výrobě se v různém poměru prolínají základní technologické postupy (difúzní technologie, fotochemické maskování, technologie tenkých vrstev, termokompresní připojování vodičů a jiné). U epitaxně planárních obvodů přistupuje ještě technologie epitaxního růstu monokrystalických křemíkových vrstev. Vnitřní struktura obvodů se skládá z většího počtu difúzních oblastí, které jsou vytvořeny difúzí atomů vhodných příměsových prvků. Jak již bylo řečeno, pro oblasti s vodivostí typu p se nejčastěji používá difúze atomů bóru a pro oblasti s vodivostí typu n difúze atomů fosforu. Základní struktura monolitického bipolárního integrovaného obvodu tvoří tři difúzní oblasti.

Jak je výroba takového integrovaného obvodu náročná na přesnost provedení se nejlépe objasní na následujícím zevrubném popisu základního způsobu výroby, používaného při výrobě obvodů s malou hustotou prvků na jedné křemíkové destičce. (Jednodušší lineární a logické obvody).

Celý obvod s bipolárními tranzistory je vyroben z bloku monokrystalického křemíku planární technologií, využívající oxidačního maskování. Postup výroby je na obr. 1. Z monokrystalu křemíku se tenkou kovovou kruhovou pilou, opatřenou na obvodu diamantovým borem, nazežou křemíkové destičky tloušťky asi 0,2 mm. Povrch těchto destiček, jejichž plocha se řídí velikostí krystalu a bývá i několik cm², se nejprve mechanicky opracuje a pak chemicky leptá na tloušťku 0,075 mm. Povrch destiček je dokonale lesklý a hladký. Účelem leptání je obnažit původní strukturu materiálu krystalu odstraněním vrstvy narušené a deformované mechanickým opracováním. Takto opracované destičky se žijají v kyslíkové atmosféře při teplotě 1200 °C. Na povrchu destičky vzniká vrstvička kyslíčnicku křemičitého (skla), která dokonale chrání její povrch proti vnějším vlivům. Na takto připravené destičce se pak postupně vytvářejí jednotlivé prvky celého obvodu.

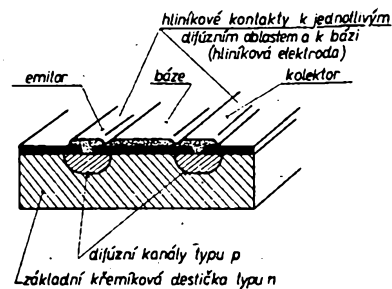
Postupuje se přitom takto: nejprve se povrch destičky pokryje tenkou vrstvou fotocitlivého materiálu, která se přes vhodnou masku osvětlí. V chemické lázni se na osvětlených místech fotocitlivá vrstva odstraní, odstraní se i na druhé straně destičky, aby bylo možno odleptat kyslíčnickovou ochrannou vrstvu v těch místech, do nichž je třeba difundovat vhodné příměsi za účelem získání oddělujících zón. V této fázi výroby se na destičce objeví několik budoucích jednotlivých integrovaných obvodů, čipů, každý o rozměru např. 1,5 × 1,5 mm. Jejich počet na jedné destičce je dán rozměry destičky. Jednotlivé obvodové prvky každého obvodu se zhotovují současně na všech integrovaných obvodech, které jsou na této jedné křemíkové destičce.

Vhodné příměsi se do základního materiálu typu n difundují v peci v atmosféře plynného bóru za vysoké teploty. Bór difunduje obnaženými místy do hloubky materiálu a vytváří v něm vrstvu s vodivostí typu p. Přitom bór neproniká ani při těchto teplotách (okolo 1000 °C) kyslíčnickovou vrstvou. Pak se zvýší teplota v peci na 1300 °C a atmosféra se změní na kyslíčkovou. Na obnažených místech se opět vytvoří kyslíčnicková vrstva a současně se postupující difúzí vytvoří zcela oddělené oblasti původního materiálu typu n, které pak slouží jako kolektory budoucích tranzistorů. Báze tranzistorů (stejně jako odpory) se vytvoří obdobnou fotochemickou metodou maskování a difúzí bóru. Obnažená místa se při výrobě vždy chrání kyslíčnickovou vrstvou (skleněná vrstvička).

Emitory tranzistorů vzniknou difúzí příměsi typu n – fosforu – rovněž při teplotách 1200 °C. Současně se touto difúzí vytvářejí kontakty báze. Po difúzi se povrch opět chrání kyslíčnickovou vrstvou. Pro vytvoření spoju mezi jednotlivými prvky se opět fotochemickou procedurou odstraní kyslíčnicková vrstva a destička se vloží pod vakuový zvon. Na obnažená místa se napaří hliníkové pásy – spoje. Tím je hromadná výroba čipů na jedné křemíkové destičce hotová a destička se rozřeže na jednotlivé čipy, které se připájejí eutektickou pájkou na speciální patici s příslušným počtem vývodů. Tyto vývody se pak

propojí tenkými (např. zlatými) drátky s hliníkovými ploškami vývodů na čipu termokompresním pájením. Následuje optická a elektrická kontrola a čip se hermeticky zapouzdří a opět kompletně přezkouší.

Monolitické obvody MOS jsou polovodičové obvody, u nichž je zesilovací prvek řízen elektrickým polem. Tranzistory v IO (ale i samostatně), vyrobené technologií MOS (Metal-Oxid-Semiconductor) lze rozdělit do několika skupin. Pro monolitickou techniku mají především význam ty tranzistory, u nichž jsou emitor a kolektor vytvořeny difúzí příměsi typu p do křemíku s příměsí typu n. Tranzistory tohoto provedení se nazývají tranzistory typu p. Na obr. 2 je schematický řez tranzistorem MOS, řízený elektrickým polem (MOSFET).



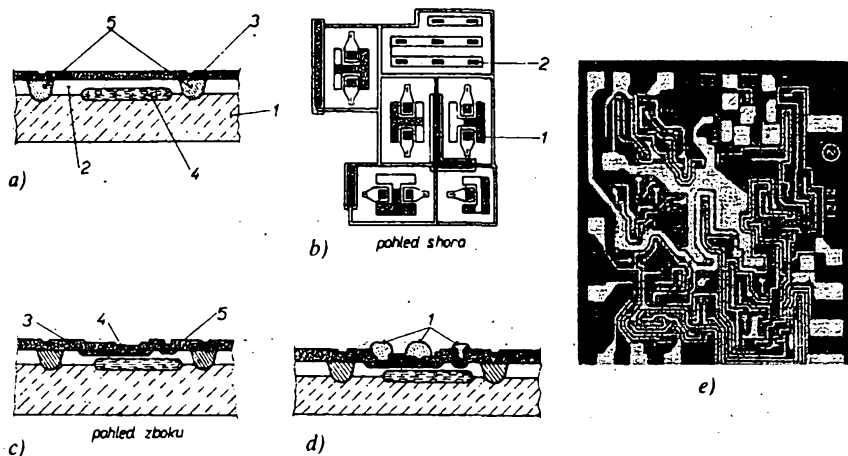
Obr. 2. Struktura tranzistoru MOS s kanálem typu p

Obdobně jako u jiných provedení tranzistorů MOS, je i u tohoto typu tranzistoru báze (hradlo; označuje se G, gate) vytvořena jako kovová (nejčastěji hliníková) elektroda na izolační vrstvě kyslíčnicku křemičitého. Báze je vytvořena nad kanálem mezi dvěma difúzními elektrodami, emitorem a tranzistorem. Průchod proudu tímto kanálem je řízen napětím na takto vytvořené bázi. Napětí indukuje prostorový náboj v povrchové vrstvě kanálu, vytváří se elektrické pole a tak se mění velikost a někdy i typ vodivosti kanálu. Není-li na bázi přivedeno napětí, kanálem neteče žádný proud. Při záporném napětí na bázi proti emitoru u tranzistoru s vodivostí p se přes kyslíčnickovou vrstvičku indukuje kladný náboj a kanál vede proud. Při kladném napětí se odpor kanálu zvětšuje.

Protože technologii MOS lze realizovat i kondenzátory, lze touto technologií konstruovat nejen logické, ale i paměťové obvody. Menší potřebný počet technologických operací při výrobě součástek typu MOS vyplývá z toho, že tranzistory i odpory mají dva stejné difúzní kanály a že odpadá potřeba izolačních přechodů. Díky tomu potřebují obvody MOS menší plochu křemíkové destičky, proto také lze řešit složité IO s prvky MOS na křemíkové destičce s relativně malou plochou.

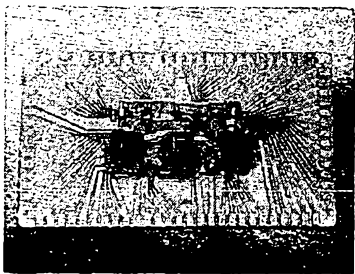
Dnes je již zpracována řada dalších nových výrobních technologií, jako např. napařování vhodných struktur, či naopak odpařování vytvořené aktivní vrstvičky laserovým paprskem, spojeným s měřicím zařízením a počítačem tak, že se potřebná vrstvička odpařuje tak dlouho, než měřící a výpočetní zařízení zjistí, že je dosaženo žádaných parametrů. Takto nastavené např. odpory mají odchylku od jmenovitého odporu 0,05 % i méně. Tyto nové výrobní technologie se ve větší míře začaly rozvíjet koncem šedesátých let a protože je jimi možno dosahovat značné integrace, daly podnět k rychlému rozšíření výroby rozsáhlejších integrovaných celků, nazývajících se souhrnně LSI (Large Scale Integration – integrace ve velké měřítku), obvody s velkou hustotou integrace.

Ve své fyzikální podstatě představuje LSI technologii propojení velkého počtu integro-



Obr. 1. Příklad uspořádání IO; (a) 1 – křemíková destička dotovaná atomy bóru, 2 – základní vrstva typu n vytvořená příměsí fosforu, 3 – izolační vrstva z kyslíčnicku křemičitého (skla), 4 – stínová difúzní vrstva vytvořená atomy arzenu pod budoucími tranzistory tato vrstvička tloušťky 2 až 5 μm zajišťuje malý sériový odpor kolektorové oblasti tranzistoru, 5 – izolační kanály vytvořené difúzí typu p; kanály oddělují jednotlivé obvody a prvky na čipu; křemíková destička s řadami jednotlivých čipů (b); struktura (c): 1 – tranzistor ve stínové ohraničené oblasti, 2 – odpory v ohraničené oblasti, 3 – bazová difúzní oblast, 4 – emitorová difúzní oblast, 5 – difúzní kontakt ke kolektoru;

hliníkové kontakty a spoje (1) mezi funkčními oblastmi, napařené do otvorů a kanálů v kyslíčnickové izolační vrstvě (d); jeden kompletní čip – stereofonní dekodér ULN2121A (e)



Obr. 3. Kompletní hybridní mikroprocesor z počítače HP 9825A (Hewlett-Packard)

vávaných obvodů na jedné podložce. Umožňuje, aby např. několik set nezávislých výše popsaných obvodů bylo vhodnou integrační technologií umístěno na jednu křemikovou destičku o úměrně zvětšené ploše a byl tak vytvořen jeden úplný podsystém, který vznikne spojením funkcí jednotlivých obvodů. V současné době existuje několik technologií výroby obvodů LSI. Všechny tyto technologie vycházejí ve své podstatě ze dvou základních technologií, a to: z technologie MOS a technologie bipolární.

Technologie MOS je obdobou technologie výroby obvodových prvků a je to technologie tenkých vrstev. Na vrstvu obvodových prvků a propojovacích cest jednotlivých obvodů se napaří ještě jedna přídavná vrstva k vytvoření propojovací cesty mezi integrovanými obvody podsystému. Technologie bipolární ponechává na základní destičce jednotlivé integrované obvody, které samy o sobě mohou být vyrobeny různou technologií. Pomocí metalizačních a izolačních vrstev, které se překládají, vyvedou se a propojí vstupy i výstupy těchto integrovaných obvodů v jeden podsystém. Technologii MOS se získá větší hustota součástek za cenu menší operační rychlosti; tu se však v poslední době podařilo výrazně zvětšit (viz dále). Technologie bipolární představuje pouze zvětšení plošné rozsáhlosti; již lze dosáhnout maximálně 20 % hustoty součástek MOS, operační rychlost je však velká.

V nedávné době se velmi intenzivně rozvíjí (kromě jiných technologií) i technologie, označované jako IIL (někdy I²L) – integrovaná injekční logika a její aplikace, která je jakousi nadstavbou bipolární technologie. Původně byla vyvinuta v Evropě, ale již se rozšířila ve všech technicky vyspělých státech. Tato technologie umožňuje mnoha výrobcům produkovat řady nových obvodů, které mají hustotu prvků na jednom čipu srovnatelnou s obvody MOS a dosahují větších pracovních rychlostí při menší spotřebě energie. Další výhodou této technologie je možnost kombinovat ji s dalšími bipolárními strukturami na jediném čipu, a potřeba menšího počtu masek než u jiných technologií. Prosazuje se maximální snaha o spojení parametrů jako rychlost, velká hustota prvků na čipu a malý příkon. Dále se výrobci snaží zvětšovat rychlost použitím tzv. iontové implantace a pasivní izolace. Vertikální injekční logikou, u níž se používá vertikální struktura tranzistorů, se dosahuje až čtyřikrát větších rychlostí, menších rozměrů a spotřeby, než tomu bylo u původních bipolárních struktur.

V současné době se však objevuje vážná konkurence obvodům I²L v obvodech CMOS (SOS), což jsou komplementární obvody MOS, vyráběné z křemíku na safíru. Tyto obvody zaslouhou použití principu CMOS (tenkovrstvové odpory na monolitickém křemíkovém obvodu nebo zhotovené z nitridu tantalu na safírové podložce) mají malou spotřebu proudu a hustota prvků na čipu je značná, navíc obvody SOS mají pracovní rychlosti, srovnatelné s obvody bipolárními.

Rovněž tak nová technologie označovaná V-MOS, při níž jsou vytvářeny drážky ve tvaru „V“ preferenčním leptáním křemíkové

destičky, které vymezují kanály tranzistoru MOS, má zase výhodné výrobní vlastnosti. Ve výrobě se uplatňují pouze tři až čtyři maskovací pochody a navíc lze vytvářet tranzistory jak s křemíkovými, tak také s běžnými kovovými elektrodami G (bázi). Tranzistory vyrobené touto technologií mají velmi krátké vodivé kanály a snesou větší napětí než běžné tranzistory.

Výroba křemíkových IO na safírové podložce znamená odstranění některých ohraničujících činitelů (jako např. poměrně velká kapacita přechodových vrstev p-n i mezivrstevová kapacita), omezujících použití IO na vysokých kmitočtech. Dává tak možnost realizovat mikroobvody, srovnatelné s obvody s diskretními součástkami. Je to technologie, při které se na izolační safírové podložce „usazuje“ pomocí heteroepitaxního růstu křemíková vrstva, vytvářející „ostrůvky“ jednotlivých prvků. Tak je možné použít pro každou funkci ten nejvhodnější prvek. Přechodové kapacity těchto prvků jsou velmi malé a spínací doba je kratší než jedna nanosekunda, a proto jsou takto vytvořené IO vhodné i pro použití v technice VKV. Křemíková vrstvička u nich dosahuje tloušťky 0,5 mikronu a hustota prvků může dosáhnout počtu až 100 milionů na cm². Nejnovější, speciálně upravené obvody lze použít i jako zesilovače až do pásma 3 cm.

Při podrobném průzkumu na začátku sedmdesátých let, prováděném některými výrobci IO, se zjistilo, že v přístrojích, využívajících elektronických obvodů ve větší míře, se znovu a znovu vytvářejí větší či menší sestavy z IO, které plní stále stejný sled určitých funkcí. V těchto přístrojích byly sice IO náhradou za rozsáhlé obvody s mnoha součástkami, ale jejich uspořádání na desce s plošnými spoji a propojení jejich vývodů je i nadále věcí inženýrů a techniků. Není proto divu, že se stále opakovaly snahy po standardizaci, vedoucí k levnější opakovatelné výrobě. Řešení přinesla myšlenka přenést princip programovatelnosti, známý z počítačů, na velký integrovaný obvod. V roce 1971 předvedla firma Intel „srdce“ několikabitového číslicového počítače, tj. centrální jednotku, která odpovídá všem známým definicím křemíkového čipu. Toto „srdce“ dostalo název „mikroprocesor“. Mikroprocesor představuje současnou špičku dosavadního vývoje integrovaných obvodů s velkou hustotou integrace. Není však jenom dalším v řadě jiných. Je tak univerzálně použitelný, že bude pro elektroniku znamenat obdobný kvalitativní skok, jako objev tranzistoru. Přístroj nebo systém, který je určen jako jednoúčelový, nebude již stavěn ze speciálně vyvinutých součástek a integrovaných obvodů s důrazem na jejich dané zapojení. Mikroprocesor, vybraný podle katalogu výrobce, plní funkci celého systému. Úkolem vývoje nebude navrhovat zapojení, ale vypracovat program, jímž se mikroprocesor bude řídit.

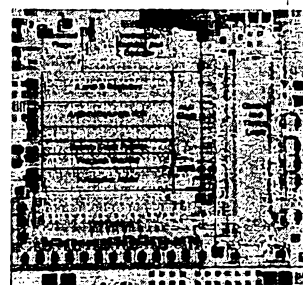
Aby si mohl mikroprocesor „zapamatovat“ žádaný program, musí jeho obvody obsahovat také paměťové prvky. Do nedávné doby byly doménou vícebitových pamětí feritové prvky. V poslední době však i zde nabývají vrchu monolitické paměti. Tak koncem první poloviny sedmdesátých let kapacita takto vyráběných pamětí RAM dosahovala „pouze“ 2¹⁰ bitů proti mnohem větší kapacitě feritových pamětí. První paměť s kapacitou 16 384 bitů, srovnatelná s feritovou, byla komerčně vyrobena v roce 1975.

Pro názornost, jak již vypsela technika rozsáhlé integrace, jsou dále uvedeny příklady: kompletním „srdcem“ počítače firmy Digital Computer Controls je LSI bipolární mikroprogramovatelná centrální procesorová jednotka, umístěná společně s feritovou pamětí s kapacitou 32 768 bitů na jedné desce s plošnými spoji o rozměrech 35 × 35 cm.

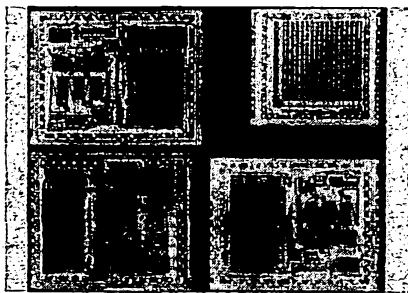
A druhý, ještě výraznější příklad mikrominiaturizace: firma Hewlett-Packard uvedla v r. 1976 na trh stolní programovatelný počítač, který je jen nepatrně větší než běžný psací stroj a má spotřebu 180 W. Je schopen provádět zhruba tytéž úkony jako několika-stojoanový, z diskretních součástek postavený počítač, který i s klimatizací má tisícinásobně větší spotřebu proudu. Počítač byl předveden technické veřejnosti ČSSR v únoru 1977. Standardní provedení počítače s označením HP 9825A má „živou“ konverzní klávesnici, to znamená, že uživatel může dělat výpočty a subrutiny i vypisovat složený program a prohlížet nebo měnit proměnné prvky programu, zatímco vlastní program běží. Může být použit jako samostatný počítač, nebo jako řídicí jednotka systému při průmyslových či vědeckých aplikacích. Pracuje až s 26 jednoduchými a 26 mnohorozměrnými poli. Výsledky a případné chyby jsou indikovány na dvaatřicetimístném displeji LED s označením výsledku či chyby a číslem řádku. Vnitřní rozsah výpočtu je nepředstavitelně velký: od 10⁻³¹¹ až do 10³¹¹ a od -10⁻³¹¹ do -10³¹¹. Bez ohledu na použitý formát se u všech čísel pracuje s 12 platnými číslicemi. Vnitřní paměť v provedení 003 obsahuje 31 420 byte (1 byte = 8 bitů) s možností dodatečně využít až čtyř zásuvných paměťových jednotek typu ROM.

Pro názornost, jaký je to informační obsah, si uveďme, že např. 8 jednotlivých prvků (klopný obvod v binárním kódu) může podržet 2⁸ = 1 informačních jednotek (např. čísla od 0 do 255), tedy 8bitová paměť je schopna okamžitě zaznamenat i vydat 2⁸ méně 1 informačních jednotek (ano – ne).

Vstupní rychlost počítače je až do 400 000 a výstupní rychlost až do 225 000 přenosů za sekundu v závislosti na programu a použitých zásuvných pamětech ROM a paměťových deskách s IO. Přenosem se zde rozumí jedno logické slovo o informačním obsahu 16 bitů. Má pevně vestavěno na 30 matematických a trigonometrických funkcí a operací. Provozní teplota je od 5 do 40 °C. Srdcem celého počítače, ovládajícího a řídicího celou jeho činnost, je jediný sedmicípový hybridní procesor (obr. 3), umístěný na jednom keramickém substrátu o rozměrech 76 × 38 mm. Na destičce jsou čtyři osmibitové čipy o rozměrech asi 1 × 2 mm, určené k převodu a předběžnému zpracování údajů na tři čipy o rozměrech 4 × 4 mm, a to: vstupní a výstupní kontrolér, paměťový a programový čip a vlastní binární procesor (obr. 4). Čtyři menší čipy jsou vyrobeny bipolární technologií, základní tři jsou vyrobeny technologií NMOS. Každý ze tří čipů má vlastní kontrolní logický systém, rovnající se kapacitě 8000bitové paměti ROM a každý obsahuje zhruba 6000 tranzistorů MOS a několik kaná-



Obr. 4. Řídicí a programový čip z mikroprocesoru na obr. 3



Obr. 5. Mikroprocesorový systém CP3F (AEG-Telefunken) ze čtyř samostatných čipů

sobně větší počet dalších pasivních obvodových prvků. Jednotlivé čipy na destičce jsou vzájemně propojeny hliníkovými vodiči tloušťky 38,1 μm , 82 vývody z procesoru, rozložené souměrně po celém obvodu destičky, jsou ze zlaté fólie. Na destičku jsou přiváděna čtyři napětí, -5 , $+5$, $+7$ a $+12$ V, příkon celého obvodu LSI je 6 W.

V novějším počítači této firmy – HP 1000 (stolní provedení – v jedné „noze“ kancelářského stolu) je u modelu 30 a 31 použita ve standardním operačním systému RTE-II polovodičová paměť o informačním obsahu 64 kilobytů. Modely 80 a 81, které jsou každý použitelný jako centrální počítač pro rozsáhlejší výrobní či distribuční systém, mají okamžitou operační polovodičovou paměť se 128 Kbyty, mimo běžné diskové paměti (14,7 Mbyty).

První mikroprocesor obdobných vlastností, vyrobený v Evropě, je „mikroprocesorový systém CP3F“, vyrobený firmou AEG-Telefunken, technologií 1°PMOS . Celý systém je sestaven ze čtyř destiček (obr. 5).

Tak jako v logických obvodech číslicové a výpočetní techniky, tak také v rozhlasové a televizní technice se velmi intenzivně pokračuje v rozsáhlé integraci obvodů. I když zpracování analogových, kmitočtově separovaných signálů je v integrované technice obtížnější, přesto vznikají stále nová obvodová seskupení, zdárně řešící tyto pro spotřební elektrotechniku důležité úkoly. Obtíž integrace s větší hustotou tkví hlavně v tom, že při klasickém řešení obvodů přijímačů se neobejdeme bez kondenzátorů větších kapacit a především bez cívek. Návrháři a konstruktéři těchto IO si však i zde vedou velmi dobře. Při svých návrzích vycházejí z předpokladu, že lze vyrobit libovolný počet aktivních prvků na poměrně malém prostoru. Z klasické součástkové technologie je zase známo, že některé funkce, původně řešené např. cívkami, lze obejít vhodně řešenými obvody s aktivními prvky.

Tohoto poznatku je v plné míře využíváno. Zvětší se sice mnohonásobně počet aktivních prvků – tranzistorů na jednom čipu, ale tato skutečnost není na závadu. Většinou jsou takto řešené obvody kmitočtově mnohem stabilnější při změnách teploty i napětí. Tyto náhradní elektrické obvody se ve svém „funkčním výsledku“ chovají jako velká indukčnost či kapacita (např. malá kapacita násobená zesilovacím činitelem tranzistoru). Celkové zapojení obvodu i jeho vnitřní funkční činnost jsou sice naprosto rozdílné od klasického zapojení, ale odezva výstupního signálu na signál na vstupu je stejná. V některých případech je zajištěno např. menší zkreslení zpracované informace.

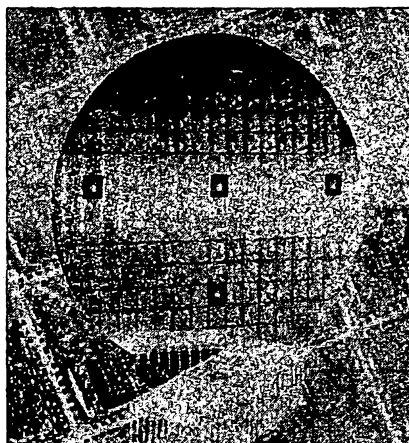
V televizní technice jsou již ve velké míře integrovány rozsáhlé obvody rozkladových

a barvosných zapojení. V rozhlasové technice se vyrábějí obvody, v nichž jsou na jednom čipu soustředěny veškeré aktivní a pasivní prvky celého přijímače pro příjem VKV či středních vln včetně nf zesilovače s výkonovým koncovým stupněm.

K takovému IO se pak již připojí pouze vstupní laděné obvody, selektivní filtry, reproduktor a napájecí napětí. Vše se umístí do vhodné skřínky a přijímač je hotov. Je to např. IO TDA2850, složený z mf zesilovače FM, a z nf dílu s výkonem 4 W na výstupu 4 Ω . Tento bipolární IO o rozměrech 4 x 4 mm uvedla na trh firma TELEFUNKEN. Tato firma vyrábí rovněž širokopásmový integrovaný zesilovač, pracující v pásmu od 3 do 4 GHz. Prvky tohoto obvodu jsou vyrobeny na velmi tenkých strukturách (tloušťky 0,1 μm) o velikosti prvků 2 až 4 μm .

Současným nejrychlejším spínacím prvkem je prvek (využívající tzv. Josephsonova jevu), který může realizovat za vteřinu až 10 miliard sepnutí, tj. může pracovat na kmitočtech až 10 GHz. Ke zpracování signálů těchto kmitočtů jsou již dnes vyráběny tranzistory v sousedním provedení se čtyřmi plochými vývody do stran. Tak např. tranzistor GaAs MESFET s malým šumem s označením HFET1000 (vyrábí firma Hewlett-Packard) má na kmitočtu 8 GHz šumové číslo 2,9 dB, na 10 GHz 3,6 a na 12 GHz 4,1 dB se ziskem ještě 4,3 dB.

Z nf zesilovačů je zajímavý plochý zesilovač TDA2870 v pouzdře z plastické hmoty s plochým chladičem, sloužícím zároveň k upevnění. IO je určen především pro autorádia, jeho výkon je 10 W.



Obr. 5a. Kotouč monokrystalu s čipy

Abychom si mohli udělat představu o obrovských vydatnostech výroby tranzistorů při výrobě obvodů LSI, uveďme si „náznorný příklad“. Firma TELEFUNKEN vyrábí na kotoučích monokrystalu křemíku o průměru 7,5 až 8 cm zhruba 100 čipů s kapacitou 1 čipu kolem 10 000 tranzistorů. Těchto destiček vyrábí denně zhruba 1000 kusů – což představuje denní výrobu 1 miliardy tranzistorů, nepočítaje v to mnohonásobně větší počet pasivních prvků v každém obvodu.

U nás jsou pro rozhlasovou techniku vyráběny lineární monolitické obvody v tuhé fázi s bipolárními tranzistory, z čehož plyne i jejich vnitřní struktura. Všechny aktivní i pasivní prvky těchto lineárních IO mají strukturu paralelně uložených vrstev v horizontální rovině se střídající se vodivostí typu p a n. Tyto vrstvy mají společný substrát (podložku), která je z křemíku s vodivostí p. Této podložky se nevyužívá jako aktivní vrstvy, avšak při připojení napájecího napětí na obvod musí být tato podložka vhodně polarizována. Podložka s vodivostí typu p musí být připojena na největší záporné napětí, které je v daném obvodu k dispozici. Je tomu tak proto, aby oba přechody „parazitního“ tranzistoru p-n-p, tvořeného bázo-

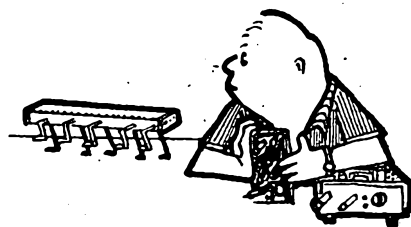
vou a kolektorovou vrstvou a substrátem, byly vždy pólovány v závěrném směru, čímž se tento tranzistor vyřadí z činnosti. Respektování tohoto požadavku je nezbytné ve všech zapojeních, protože správná polarita vrstev jednotlivých prvků je nezbytně nutná pro zaručení požadované funkce integrovaného obvodu. Toho si je ovšem vědom již výrobce IO, a proto je již substrát vždy spojen s příslušným vývodem uvnitř integrovaného obvodu a zároveň je spojen i s jeho pouzdrem, je-li kovové.

Vstupní a předzesilovací obvody přijímačů

Vstupním obvodem přijímače rozumíme obvody anténního vstupu, jejichž vlastnosti rozhodujícím způsobem ovlivňují kvalitu přijímaného slabého signálu. Převádějí v napětí nakmitané na přijímací anténu k prvnímu zesilovacímu stupni, který má za úkol toto napětí upravit tak, aby bylo použitelné k dalším zpracování. Na těchto obvodech i na zesilovací zeleži, jaké nejmenší napětí ze vzdáleného vysíláče, nakmitané na anténu, bude ještě reprodukováno přijímačem v přijatelné kvalitě. Proč právě tyto obvody mají rozhodující vliv na šumové poměry v přijímači, si dále zdůvodníme. Má-li na citlivost přijímače vliv nejen první, ale i druhý zesilovací stupeň, zahrnuje se i tento stupeň mezi vstupní obvod přijímače.

Na konstrukčním provedení vstupních obvodů do určité míry záleží, zda v přijímači nevznikne i zkreslení nf signálu, především při příjmu stereofonního vysílání, způsobené buď nevhodnou přenosovou charakteristikou těchto obvodů či jejich nepřizpůsobením k anténnímu napájecí (což by mělo vliv na vznik fázových posuvů signálu), nebo nevyhovujícím odstupem signálu od šumu. Při monofonním příjmu na různých rozsazích přijímače je tvarové zkreslení signálu větší, méně výrazné. Uroveň přenášených signálů je vzhledem k průběhu dynamických charakteristik používaných vf zesilovačů malá. Zkreslení přijímaného signálu se však může projevit také při příjmu slabšího signálu v blízkosti silného vysíláče u vstupních obvodů s velkou šířkou přenášeného pásma. V tomto případě může značné napětí místního vysíláče způsobit na nelineárním průběhu přenosové charakteristiky vstupního zesilovače parazitní modulaci a tím výsledný přijímaný signál „podbarvit“ signálem tohoto vysíláče (dále ještě bude tento druh rušení probrán).

Vstupní obvody přijímačů určených pro příjem středních a dlouhých vln je obvykle třeba ovládat tak, aby činitel přenosu signálu z antény na vstup zesilovače byl co nejméně závislý na kmitočtu, aby se připojením libovolné antény vstupní laděné obvody nepřipustně nerozladily nebo nezatuhly. U vstupních obvodů určených pro příjem VKV je tomu právě naopak, neboť u nich se k příjmu signálu využívá laděných obvodů. Je-li k takovému vstupnímu obvodu připojena neladěná anténa (kus drátu), obvod se rozladí a stane se velmi málo citlivým, nebo se může vlivem tohoto nepřizpůsobení i rozkmitat. Stejný jev se může vyskytnout i při



použití laděné antény, připojené k přijímači dlouhým nepřizpůsobeným svodem. V takovém případě vzniknou na vedení odrazy (stojaté vlnění), které zvláště u stereofonního příjmu mohou mít za následek velmi zhoršenou kvalitu stereofonního jevu. Proto je u přijímačů VKV vždy třeba kvalitně přizpůsobit anténu, svod a vstupní obvod přijímače.

Laděné vstupní obvody u přijímačů pro VKV jsou nutné proto, aby i při slabých signálech bylo možno dosáhnout dobrého poměru mezi užitečným a rušivým signálem.

Do nedávné doby se kvalita přijímače hlavně na rozsahu VKV posuzovala převážně podle jeho vstupní citlivosti. Dnes, kdy lze velké citlivosti dosáhnout celkem snadno, vystupují do popředí jiné, neméně důležité parametry. Míra možné, přijímačem dosažitelné vstupní citlivosti je dána mírou úrovně spojitých poruch (např. šumu) na vstupu přijímače z antény. Je-li úroveň žádaného signálu pod úrovní šumu, nelze ani sebectlivějším přijímačem tento signál získat. Zde pomůže jediné kvalitnější ladění a úzce směřovaný anténní systém, který je schopen žádaný signál přijmout v intenzitě, převyšující úroveň šumu. Citlivost přijímače, kterou je možno využít, je tedy dána podmínkami, za nichž přijímač pracuje v tzv. elektromagnetickém prostředí, které obsahuje kromě užitečných a žádaných signálů také signály rušivé.

Rušení příjmu je především dáno rušeními, která nelze ovlivnit, jako je např. atmosférické rušení (výboje) či šum odporů, a rušení způsobená lidskou činností (různá jiskření elektrických přístrojů aj.). Šum odporů má charakter spojitý, rušení lidskou činností impulsní. Atmosférický šum je obojího druhu. Anténa, ať je jakákoliv, přijímá všechny druhy rušení i šumu a přivádí je napáječem včetně vlastního šumu, který je dán jejím vyzářovacím odporem, na vstup přijímače. U laděné antény jsou šumové poměry stejné pouze u signálů, které jsou v kmitočtové rezonanci s anténou. Dochází u nich k většímu nakmitání v napětí a tím ke zlepšení poměru signál/šum.

Zvýšení šumové hladiny dané připojením antény k přijímači se nahrazuje při výpočtech tzv. relativní šumovou teplotou antény, která udává, kolikrát větší šumový výkon produkuje je anténa vzhledem k čistě činnému odporu stejné hodnoty. Tato relativní šumová teplota je kmitočtově závislá. Na nízkých kmitočtech je šum značný, směrem k vyšším kmitočtům klesá, minima dosahuje kolem 500 MHz, pak se opět zvětšuje. Za přítomnosti průmyslového rušení se míra relativní šumové teploty zvětšuje až padesátkrát proti ideálně elektronicky „tichému“ prostředí. Proto rušení může přehlásit signály za běžných podmínek přijímačem dobře zpracovatelné. To platí o příjmu zejména ve středovlnném a dlouhovlnném pásmu. Rušení lze pak zmenšit pouze použitím úzce směřové antény.

Směrová anténa také zmenšuje nežádoucí rušení cizími stanicemi a omezuje příjem odražených signálů. Zde je vhodné upozornit, že antény, u nichž je aktivním prvkem skládaný dipól, výrazně lépe potlačují rušivé signály nižších kmitočtů, protože smyčka dipólu působí na těchto kmitočtech jako zkrat. Výhodné je použít k tomuto dipólu symetrický stíněný svod (u nás se zatím nevyrábí).

Atmosférické rušení se projevuje zejména v rozsahu DV a SV, v těchto pásmech se projevují poruchy jak místního charakteru (výboje), tak i rušení způsobené dálkovým šířením. Průmyslové rušení je intenzivnější ve městech než na venkově. V tab. 1 jsou uvedeny orientačně potřebné intenzity pole pro používání rozhlasové pásma a prostředí příjmu. Údaje se v některých případech mohou dosti výrazně lišit od dané skutečnosti

na „obě strany“. Zejména v údolí u velkého průmyslového závodu budou potřebné úrovně signálu podstatně větší a naopak na vyvýšeném místě s nízkým, velmi vzdáleným horizontem, bude stačit ke kvalitnímu poslechu výrazně menší úroveň signálu.

Tab. 1. Intenzity pole, potřebné k uspokojivému příjmu (orientační údaje)

Rozsah	Velké město	Malé město	Venkov
DV	5 až 10 mV	1 až 3 mV	pod 1 mV
SV	5 mV	1 mV	0,25 mV
KV	0,5 mV	0,2 mV	50 µV
VKV mono	10 až 100 µV	10 až 70 µV	3 až 20 µV
VKV stereo	0,2 až 10 mV	100 až 300 µV	pod 100 µV

Z uvedených důvodů proto dříve, než začneme uvažovat o koupi špičkového přijímače (či před jeho stavbou), bude rozumné: 1) zhodnotit místní situaci, abychom nebyli zklamáni špatným příjmem, 2) postavit si dokonalou anténu podle situace místa bydliště.

A mimochodem jednu dobře miněnou radu: přestal-li váš velmi citlivý přijímač přijímat vzdálené vysílání, je třeba dříve, než se pustíte do jeho opravy, důkladně zkontrolovat anténu a případně vyměnit napáječ (po osmi až deseti letech, někdy i dříve!).

Citlivost přijímače lze definovat dvěma zcela odlišnými způsoby:

a) velikostí signálu potřebného k dosažení určitého poměru signál/šum pro určitý vstupní výkon,

b) pomocí šumového čísla přijímače.

Definice podle bodu a) vychází z údajů, které obdržíme na výstupu přijímače. Tyto údaje jsou ovlivněny parametry přijímače, jako jsou impedance vstupu pro připojení antény, šum vstupních obvodů, šířka pásma přenášená přijímačem apod. Různé typy přijímačů pro příjem AM, FM či TV budou mít proto podle této definice různou citlivost, vzájemně nesrovnatelnou – údaj citlivosti proto neodpovídá v tomto případě kvalitě vstupních obvodů. Tak např. obdobné řešení vstupní obvod přijímače pro příjem televize a rozhlasu VKV bude mít např. pro příjem TV udávanou citlivost deset i vícekrát horší, než v podstatě shodný obvod pro příjem VKV jen proto, že pro přenos TV signálu je potřebná šířka pásma mnohonásobně větší než pro příjem rozhlasu na VKV.

Definice podle bodu b) vychází z citlivosti dosažené na vstupním obvodu přijímače, tj. ve vysokofrekvenčním předzesilovači a směšovači a neovlivňuje ji ani šířka přenášeného pásma, ani druh modulační, ani další stupně přijímače. Tato nezávislost umožňuje tedy objektivně hodnotit libovolné přijímače a navzájem je posuzovat a porovnávat. Určitým nedostatkem je skutečnost, že se citlivost přijímače určuje v oblasti nepatrných signálů, které jsou pro jakostní přenos nepoužitelné a navíc měření podle b) nerespektuje další způsob zpracování signálu v přijímači. Ovšem pro porovnání skutečné kvality vstupních obvodů je to jediná metoda.

Měření citlivosti podle definice a) je popsáno v normě ČSN 36 7090 pro přijímače AM, v normě ČSN 36 7091 pro přijímače FM.

Mezní citlivost přijímače je omezena jeho vlastními šumovými poměry. Vzhledem k tomu je kvalita přijímače definována šumovým číslem F . Šumové číslo je určeno poměrem signál/šum na vstupu přijímače k poměru signál/šum na výstupu přijímače. Pokud jsou známa šumová čísla F_1 , F_2 , F_3 jednotlivých stupňů přijímače a rovněž jejich výkonové zesílení W_1 , W_2 , W_3 atd., je výsledné šumové číslo přijímače dáno vztahem, který byl definován Friisem:

$$F = F_1 + \frac{F_2 - 1}{W_1} + \frac{F_3 - 1}{W_1 W_2} + \frac{F_4 - 1}{W_1 W_2 W_3} + \text{atd.}$$

Z této rovnice plyne, že největší podíl na šumu přijímače má jeho první stupeň. Přesto, že šum vzniká ve všech zesilovacích stupních, je ho výhodné přepočítat na vstup, jak kdyby vznikl pouze na vstupních svorkách. Tento vlastní šum přijímače, vztahený na vstup, představuje určitý šumový výkon N_p . Má-li přijímač celkové výkonové zesílení W , pak šumový výkon na výstupních svorkách bude:

$$N_2 = (N_1 + N_p) W,$$

kde N_1 je šumový výkon dodávaný na vstupní svorky přijímače ze zdroje signálu, tj. z antény. Při podstatném zesílení přijímače pak bude na jeho výstupu jak signál, tak i šum, přičemž odstup signálu od šumu bude závislý nejen na vstupním signálu, ale také na šumovém čísle F přijímače. Tento odstup bude tedy na výstupu přijímače F krát menší než na jeho vstupu. Bude-li minimální použitelný odstup signálu od šumu Q , pak nejslabší zpracovatelný signál na vstupu přijímače musí mít úroveň Q krát větší, než je úroveň vstupního šumového napětí.

Efektivní hodnotu šumového signálu lze měřit běžnými vř. milivoltmetry s detekční diodou ve vstupní sondě pouze nepřesně, neboť v tomto případě se měří vlastně jeho střední hodnota. Výhodnější a přesnější jsou osciloskopické metody. Velmi jednoduchou, avšak méně přesnou metodou je odhadnout maximální napětový rozkmit šumového signálu na obrazovce (při dostatečném zesílení) – pak zhruba jedna pětina tohoto maximálního mezivrcholového napětí (odvozeno empiricky z Gaussovy křivky) udává efektivní hodnotu šumového napětí, přiváděného na vstupní svorky osciloskopu. Přesněji lze efektivní hodnotu šumového napětí měřit dvoukanalovým osciloskopem, jehož šířka pásma převyšuje kmitočtové pásmo měřeného šumového napětí. Na oba vstupy osciloskopu je přiveden tentýž šumový signál a je nastavena shodná úroveň zesílení. Časová základna osciloskopu musí být nastavena tak, aby zobrazený šum „běžel“ na obrazovce, čímž vzniknou dva stejné široké pruhy. Vertikálním posuvem se oba pásy vzájemně přiblíží k sobě tak, až spodní okraj horního a horní okraj spodního pásu vzájemně splynou. Nyní se šumový signál odpojí a poloviční vzdálenost obou stop časové základny na stínítku udává efektivní hodnotu šumového signálu (měřeno v příslušném napětovém měřítku podle nastaveného zesílení osciloskopu).

Vstupní obvody přijímačů určených pro příjem v rozhlasových pásmech DV a SV se dnes většinou řeší s použitím vnitřní feritové antény. Pouze některé stolní přijímače obvykle vyšší jakostní třídy jsou řešeny s obvody, vyžadujícími vnější anténu.

Způsob řešení vstupních obvodů s feritovou anténou je celá řada. Vždy však jde o laděný obvod LC, vhodně vázaný na vstupní tranzistor. Takto řešená zapojení mají velkou výhodu v tom, že anténami a vstupní obvody jsou vzájemně dokonale přizpůsobeny a nedochází tudíž k ztrátám přijímaného signálu, protože jde o vstupní obvod laděný, je zajištěna i dobrá selektivita a úzké pásmo přenášených kmitočtů. Určitou nevýhodou je však skutečnost, že poměr intenzity rušivých signálů nakmitaných na feritové anténě je proti signálu užitečnému méně příznivý, než by tomu bylo s použitím venkovní antény. Proto je obvykle u přijíma-

čů s větší citlivostí i rušení v příjmu výraznější.

Modulační zkreslení signálu v tranzistorovém vř zesilovači

Při tomto zkreslení získává amplitudově modulovaný proud zesilovacího tranzistoru obecně jinou hloubku modulace a odlišný průběh, než jaké by odpovídaly vstupnímu napětí. Pokud se mění pouze hloubka modulace, jedná se o lineární zkreslení, mění-li se průběh (tvar) modulačního signálu, jde o zkreslení nelineární. U tranzistorového zesilovače se obě zkreslení s rostoucí ampli-

kvadratickou charakteristikou, které mají tu výhodu, že na nich nevzniká harmonické zkreslení vstupního signálu, které podporuje vliv křížové modulace. Protože křížová modulace je v podstatě jen modulací amplitudovou, lze ji při účinné limitaci AM signálu a kvalitním potlačení AM signálu u přijímačů určených pro příjem kmitočtové modulace účinně omezit.

V přijímačích určených pro příjem rozhlasových pořadů na VKV lze většinu přenosových požadavků splnit konstrukcí vstupních obvodů, využívajících rezonančních vlastností jednoduchého laděného obvodu LC. Někdy bývají u těchto obvodů zapojeny ještě kmitočtové filtry, které mají za úkol potlačit

dvěma různými hodnotám vazebních prvků, kterých pochopitelně nelze dosáhnout současně. U mezelektrodově uzemněného zapojení lze navíc eliminovat přenos vř napětí z výstupu zesilovače zpět na vstup a lze tedy i bez neutralizace dosáhnout maximálního zisku v tomto zesilovacím stupni. Správné nastavení obvodů je však obtížnější, proto se tohoto zapojení užívá méně často.

Na obr. 6e a 6f jsou méně běžná zapojení. U prvního poměrně značné zatěžení obvodu malá impedance antény, druhý je vhodný pro ladění úzkého kmitočtového rozsahu.

Použití tranzistoru MOSFET ve vstupních obvodech

V úvodní části byla zmínka, že MOSFET je tranzistor, u něhož je proud mezi emitorem a kolektorem (emitor – elektroda S, source, a kolektor D, drain) řízen elektrickým polem, které je v tranzistoru vytvořeno elektrickým napětím, přivedeným na elektrodu G, gate (obdoba báze). Protože proud je vyvoláván pouze změnou elektrického pole, neteče elektrodou G prakticky žádný proud a vstupní odpor je tedy téměř nekonečný. Je-li tento tranzistor zapojen do rezonančního obvodu, nezatěžuje jej svou vstupní vodivostí jako bipolární tranzistor. Moderní tranzistory řízené elektrickým polem mají vynikající šumové vlastnosti. Také průběh kvadratické převodní charakteristiky je relativně málo zakřivený oproti běžným bipolárním tranzistorům, čímž je zajištěna i dobrá linearita přenosu při menších signálech. To má za následek, že obvody s tímto tranzistorem jsou méně náchylné na intermodulační zkreslení a jsou také odolnější proti křížové modulaci. Z tohoto důvodu jsou velmi výhodným aktivním prvkem pro vstupní vysokofrekvenční zesilovače i směšovače přijímačů pro amplitudovou i kmitočtovou modulaci. Další jejich výhodou je možnost zavedení bezztrátového samočinného řízení zesílení. Pro tento účel jsou některé tranzistory vybaveny dvěma elektrodami G (např. čs. KF521), z nichž jedna slouží jako vstup signálu a druhá k řízení zisku.

Protože na našem trhu není doposud výběr vhodných tranzistorů typu MOS, uvedeme si dále některá vhodná zapojení s KF521.

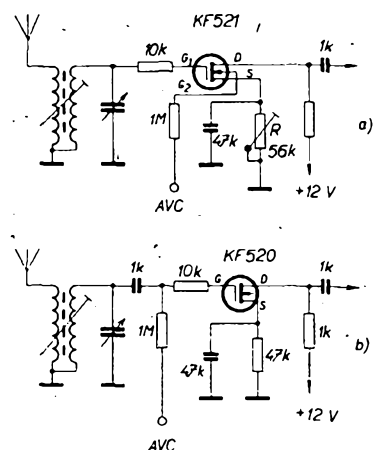
Na obr. 7 je znázorněno nejjednodušší zapojení vř zesilovače s jediným tranzistorem MOSFET. Toto zapojení je vhodné pro středovlnný přijímač. Stejnosemnnou stabilizací pracovního bodu tranzistoru zajišťuje trimr R, jehož odpor je nutno vhodně nastavit, aby se vlivem vnitřní kapacity tran-

Obr. 6. Vstupní obvody přijímačů pro příjem VKV; a – transformátorová vazba, b – autotransformátorová vazba, c – sériová indukčnost, d – mezelektrodově uzemněné zapojení, e, f – méně běžná zapojení

zpracovaného signálu zvětšují. Objeví-li se na vstupu vř zesilovače dva vysokofrekvenční amplitudově modulované signály, např. slabší přijímaný a druhý, mnohonásobně silnější, rušící, jsou při přebuzení tranzistoru silnějším signálem ovlivněny jeho pracovní podmínky, mění se kolektorový proud, čímž je ovlivněna modulace přijímaného signálu AM rušícím signálem. Tento jev je nezávislý na kmitočtové vzdálenosti mezi vyžaděným a rušícím signálem a nazývá se křížová modulace. Křížová modulace vzniká u těch zapojení, která mají málo selektivní laděné obvody v prvníh stupních vysokofrekvenčních zesilovačů pro amplitudově modulovaný signál. K jejímu potlačení je třeba zapojit na vstup selektivní obvody. U přijímačů pro příjem kmitočtové modulovaných signálů vzniká ve vstupních obvodech toto zkreslení signálu též, projevuje se však spíše zvětšeným šumem. Pouze tehdy, je-li selektivita nejen vstupní jednotky, ale také mř zesilovače velmi špatná, může se toto zkreslení projevit akusticky. Při použití dostatečně selektivního předzesilovače lze průniku nežádoucích rušivých signálů do dalších vř obvodů zabránit a tak zamezit vzniku tohoto zkreslení. Vznik křížové modulace lze také omezit použitím tranzistorů s výstupní

různé parazitní kmitočty. Některé nejčastěji používané modifikace zapojení vstupních obvodů jsou zobrazeny na obr. 6a až 6f. Na obr. 6a je schematický náčrt zapojení vstupního obvodu s transformátorovou vazbou. Zapojení dovoluje dosáhnout při cívkách vhodných indukčnosti a při vhodné vzájemné indukčnosti a kapacitě velmi dobrého výkonového přizpůsobení antény k obvodu vstupního zesilovacího tranzistoru a tím i minimálních energetických ztrát signálu. Transformátorová vazba také zaručuje přenos potřebné šířky pásma. Tento způsob vazby je výhodný u symetrických antén.

Obdobné přenosové vlastnosti má také obvod s autotransformátorovou vazbou (obr. 6b), výhodný pro nesymetrické napájecí antény, stejně jako obvod se sériovou indukčností (na obr. 6c). U prvního se vhodného impedančního přizpůsobení dosáhne správnou volbou odbočky (přitom je výhodnější metoda zkušenného nastavení než výpočet), u druhého – článku Π – je třeba obvodové prvky specifikovat výpočtem. Velmi výhodné, ale obtížné nastavitelné je i zapojení tzv. mezelektrodově uzemněné (obr. 6d a 18). Mezelektrodově uzemněné zapojení dovoluje při přesném nastavení dosáhnout současně optimálního výkonového i šumového přizpůsobení antény a zesilovače. Tuto cennou vlastnost předchází zapojení nemají, neboť podmínky správného výkonového a šumového přizpůsobení vedou ke



Obr. 7. Zapojení středovlnného vstupního předzesilovače s tranzistorem KF521 řízeným AVC (a) a obdobné zapojení s tranzistorem KF520 (b)

zistoru nemohl zesilovač rozkmitat. Řídící elektroda G_1 je připojena přímo na horní konec vstupního laděného obvodu, neboť činná složka vstupní impedance tohoto tranzistoru je v pásmu středních vln dostatečně velká, aby způsobila větší ztlumení obvodu. Na elektrodu G_2 je zavedeno stejnosměrné napětí samočinného řízení zesílení, které brání přebuzení následujících zesilovacích stupňů při příjmu silných signálů. Napětové zesílení obvodu je sice velmi malé (asi 2), ale je konstantní v celém laděném pásmu a velmi zvýhodňuje poměr signál/šum.

Zesílení i selektivitu by bylo možno zlepšit, nahrazením zatěžovacího odporu jednoduchým laděným obvodem LC. Vzhledem k poměrně velké vnitřní kapacitě kolektor-báze, která je u tranzistoru KF521 asi 0,6 pF, by však bylo nutno zapojení neutralizovat, což je v poměrně širokém pásmu SV dosti obtížné.

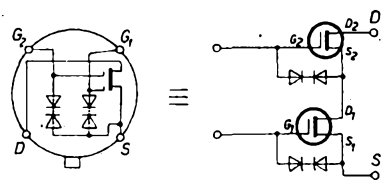
Potíže s neutralizováním zesilovače lze odstranit zapojením dvou těchto tranzistorů v kaskádě, jak je to zobrazeno na obr. 8. První tranzistor pracuje v zapojení se společnou elektrodou S (emitem) a druhý se společnou elektrodou G. Výsledná zpětnovazební kapacita kaskády je asi o dva řády menší než u samostatného tranzistoru. Zapojení je tudíž stabilní i při zapojení obvodu LC na výstupu.

Jako nejvýhodnější pro vstupní zesilovač obvodů pro SV s těmito tranzistory je zapojení zesilovače s řízeným zpětnovazebním odporem na obr. 9. Zde první tranzistor, na jehož elektrodu G se přivádí vstupní signál, pracuje se společnou elektrodou S. V přívodu elektrody S je však zapojen druhý tranzistor, který zde představuje proměnný zpětnovazební odpor, ovládaný stejnosměrným napětím AVC. Rozsah působení útlumu AVC v tomto zapojení je asi -50 dB, což je více než u obou předchozích zapojení. Celkové napětové zesílení je při volné anténě vazbě pět až šest, při těsné vazbě, jako je např. autopřijímač, lze dosáhnout zesílení až dvacet. Toto poměrně velké zesílení je výhodné zejména u přijímačů, v nichž je použita v mf zesilovači soustředěná selektivita či keramický filtr a za ním integrovaný zesilovač. Tento filtr má pro užitečný signál dosti velký útlum, a proto je třeba již v obvodě před ním dosáhnout dostatečně velkého zesílení, aby se neuplatnil šum vstupních obvodů mf zesilovače a nezhorsil se tak

zbytečně poměr signál/šum na výstupu z přijímače.

Díky relativně velkému rozsahu působení AVC lze směšovač řešit již velmi jednoduše, bez nebezpečí jeho přebuzení a vzniku nežádoucích směšovacích produktů, které by se nepříznivě projevovaly v reprodukci. Velmi dobrá je i linearita amplitudové charakteristiky, která se nezhoršuje ani při větším působení AVC. Také šumové vlastnosti takto zapojeného vstupního zesilovače jsou velmi dobré a rovnocenné obvodům s bipolárními tranzistory.

Nepříznivou vlastností tranzistorů MOSFET je jejich větší kapacita mezi bázi (elektrodou G) a vodivým kanálem, která omezuje zisk bez neutralizace a tím způsobuje nestabilitu zesilovače. U novějších tranzistorů je tato kapacita kompenzována vnitřním zapojením, které vytváří přímo ve struktuře obvodu dvojici tranzistorů pracujících v kaskádovém zapojení (obr. 10). Toto zapojení pronikavě zmenšuje vnitřní kapacitu a zachovává přitom výhodné vlastnosti těchto tranzistorů. S takto vyrobenými tranzistory lze i na vysokých kmitočtech dosáhnout velkého zesílení při malém šumu, velkém vstupním odporu a s velkou stálostí parametrů v širokém kmitočtovém rozsahu.



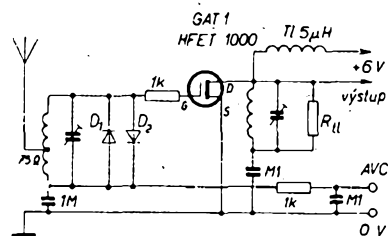
Obr. 10. Schéma zapojení a náhradní zapojení dvoubázového tranzistoru MOSFET

Technologie výroby tranzistorů řízených elektrickým polem nastoupila v posledních letech novou cestu vedoucí ke zvýšení kmitočtové hranice, která se jevila jako nepřekonatelná, neboť nebylo již možno známým způsobem zkrátit kanál přechodu p-n a zmenšit tak průletovou dobu nositelů náboje v kanálu, tedy parametry určující mezní kmitočet.

Výrazného pokroku se dosáhlo novou výrobní technologií těchto tranzistorů na bázi galiumarsenu s hradlem, vytvářejícím s kanálem bariérovou diodu (Schottkyho přechod), čili kontakt kov-polovodič, označený symbolem Ga-As MESFET.

Tyto tranzistory mají vynikající šumové i kmitočtové vlastnosti, a to především díky extrémně malé vzdálenosti emitoru od kolektoru a větší rychlosti nosičů náboje. Jejich uplatnění je především v technice mikrovln, a to zejména na kmitočtech až 8 GHz, kde již mikrovlnné bipolární tranzistory přestávají zesilovat. Jejich vynikající vlastnosti jsou však zaručeny i na kmitočtech mnohem nižších (až do oblasti VKV). Tak např. v okolí kmitočtu 100 MHz mají ještě neuvěřitelně malé šumové číslo $F = 1,07$, tj. 0,3 dB, což je šumové číslo podstatně lepší než u špičkových bipolárních tranzistorů. Zapojení tohoto tranzistoru do obvodu je běžné (obr. 11). Je to např. tranzistor s označením GAT1. Jedinou, avšak nekonstrukční nevýhodou, je jeho značná pořizovací cena.

Pro vf obvody vyrábí řada světových výrobců velmi vhodné tranzistory MOSFET. Je to např. výrobek firmy MOTOROLA - dvoubázový tranzistor MOSFET MFE140, který je speciálně řešen pro použití v předzesilovacích VKV a směšovačích. Kanál n (emitor-kolektor) tohoto tranzistoru má proti elektrodě G (bázi) kapacitu pouze 0,05 pF a zesílení tohoto tranzistoru je 20 dB. Jiným výrobkem této firmy je širokopásmový zesi-



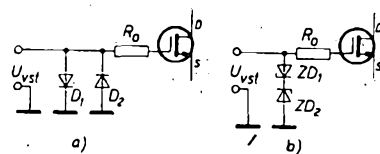
Obr. 11. Vstupní předzesilovač s tranzistorem MES; D_1, D_2 jsou ochranné diody, R_{ii} je tlumicí odpor podle požadované šířky pásma

lovač MHW580 se strukturou MOS se zesílením 34 dB v pásmu od 40 do 300 MHz.

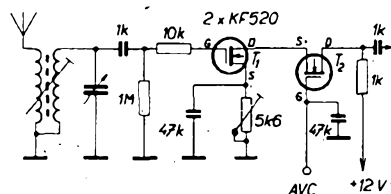
Tloušťka izolační vrstvy z kyslíčnicku křemíku mezi hradlem a vodivým kanálem je u tranzistoru MOS extrémně tenká, zhruba 0,1 μm. Báze - elektroda G má při mimořádně velkém izolačním odporu (v průměru $10^{12} \Omega$) proti vodivému kanálu u běžných tranzistorů MOS kapacitu desetin až i jednotek pF, takže náboj o velikosti 10^{-10} coulombů stačí, aby se na této kapacitě vytvořilo napětí několika desítek voltů. Běžně lze náboj této velikosti, ba i náboj podstatně větší, „vybudit“ pouhým pohybem ruky po izolační podložce. Takto vzniklý náboj je podstatně větší, než je izolační schopnost kyslíčnickové vrstvy izolující elektrodu G od kanálu, vrstva se prorazí a tranzistor je zničen. Proto je třeba při práci s tranzistory MOS postupovat přesně podle pokynů výrobce a zachovávat náležitá opatření chránící tranzistor před poškozením.

Pro dopravu a skladování jsou vývody vyrobených tranzistorů výrobcem zkratovány ovinutím vodičem, někdy jsou také opatřeny olověným krytem. Zkratovací vodič se smí odstranit teprve po úplném zapojení tranzistoru do obvodu. Pro pájení těchto tranzistorů je třeba používat zásadně páječky na malé napětí s dokonale uzemněným hrotem. Při rozsáhlejší práci s těmito tranzistory je vhodné pracovat na kovové podložce, která je uzemněná přes odpor 0,2 až 0,3 MΩ. Tento odpor zaručí dostatečný odvod statických nábojů z těla i izolantů a přitom zaručuje bezpečnost při práci při náhodném dotyku síťového napětí.

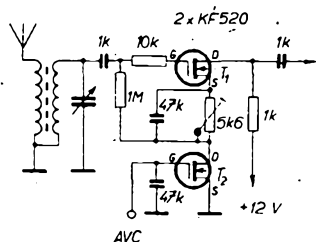
K ochraně proti přetížení značným převodním signálem lze použít buď dvě křemíkové diody polarizované v závěrném směru, (obr. 12), nebo dvě Zenerovy diody. Výsledný vstupní odpor se tím ovšem zmenší na velikost závěrného odporu použitých diod. Většina novějších tranzistorů MOS již má odporově diodové obvody vyrobeny společně s tranzistorem přímo ve struktuře obvodu. Odpor se vstupní kapacitou tranzistoru tvoří konstantu RC, která způsobí, že je napětový impuls časově zpožděn a diody jej svedou k zemi dříve, než dojde na hradlo. Diody začínají vést proud při vstupním napě-



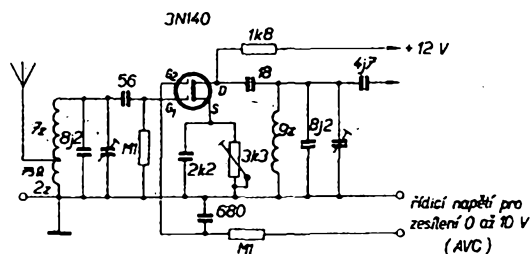
Obr. 12. Ochrana před přepětím na bázi tranzistorů MOS; a - opacně pólovanými diodami, b - dvojicí sériově zapojených Zenerových diod



Obr. 8. Kaskádní spojení tranzistorů MOSFET ve středovlnném vstupním předzesilovači.



Obr. 9. Středovlnný předzesilovač s tranzistorem MOSFET jako proměnným zpětnovazebním odporem



ti větším než ± 10 V a snesou impulsní proud několik desítek mA. Nežádoucí proud elektrody G, který je tvořen závěrným proudem těchto integrovaných ochranných diod, se pohybuje kolem 10^{-11} A.

Drift, t.j. změna kolektorového proudu, která se projevuje u tranzistorů řízených elektrickým polem a je způsobena např. změnou teploty okolí, popř. ohřátím tranzistoru protékajícím proudem, případně polarizací izolační kyslíčkové vrstvy hradla, se u tranzistorů MOS projevuje tak, že se po připojení napájecího napětí na tranzistor v závislosti na čase zmenšuje kolektorový proud. Tento drift je velmi zřetelný u zapojení obvodů s velmi velkým vstupním odporem a projevuje se v prvních minutách po zapojení do provozu. Během 15 až 20 minut se proud ustálí a dále se již prakticky nemění.

Jedním z určujících parametrů zesilovačích schopností tranzistoru MOS je směšovací strmost. U nás dostupný tranzistor KF521 je dvoubázový tranzistor MOS se strmostí 2,5 až 3,5 mA/V se vstupní kapacitou na kmitočtu 1 MHz až 3 pF. Tyto vlastnosti dovolují použít ho ve vf obvodech až do 100 MHz. Minimální vstupní kapacita, která je v malých mezích závislá na napájecím napětí, je dosažitelná při napětí větším než 6 V a s řídícím napětím „předpětím“, -3 V až 0,5 V. Je-li u tohoto tranzistoru přivedeno mezi vývod emitoru a vývod druhé elektrody G stejnosměrné napětí (ale i střídavé), lze tímto napětím nezávisle na napětí na hlavní elektrodě G, dostatečně řídit kolektorový proud. Toto ovládání kolektorového proudu je vhodné např. pro účely směšování, nebo

dálkový příjem jednoho nebo několika kmitočtové blízkých vysílačů jsou určeny předzesilovače s „úzkým“ laděným vstupním a výstupním obvodem pro získání maximálního zisku s optimálním využitím šumových vlastností tranzistoru. Protože použitých součástek v těchto předzesilovačích je velmi málo

Obr. 14. Předzesilovač pro VKV s tranzistorem KF521. Na G_2 lze připojit AVC (lze řídit i ručně), nebo se vývod ponechá nezapojený

a jejich vzájemné propojení by mělo být co nejkratší, je vhodné, jsou-li určeny jako anténní předzesilovač, realizovat je jako samonosné a umístit je do vhodné stíněné (kovové) krabičky. Vývody napájení je nutno vyvést přes průchodkové kondenzátory.

Na obr. 13 je předzesilovač s tranzistorem MOS typu 3N140. Vstupní signál je z antény přiveden souosým kabelem na odbočku cívky

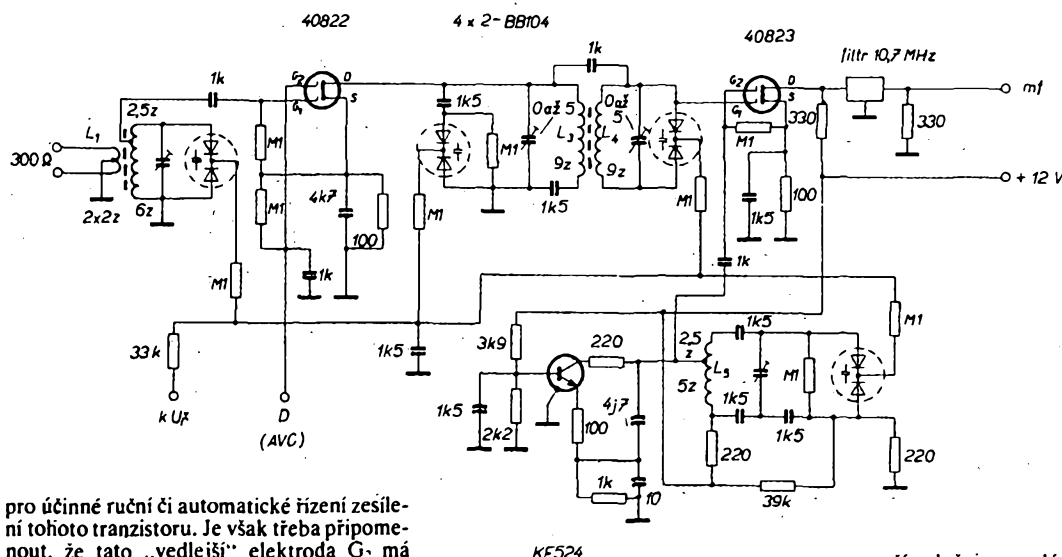
přijímače. Zisk předzesilovače je v rozmezí 15 až 20 dB. Tento předzesilovač velmi dobře potlačuje průnik nežádoucích rušivých signálů a značně omezuje vznik modulačního zkreslení v přijímači.

Jednoduchý předzesilovač pro pásmo VKV s tranzistorem KFS21 je na obr. 14. Maximální zisk se nastaví vhodným předpětím (odporovým trimrem). Cívky rezonančních obvodů L_1 a L_2 jsou navinuty na kostičce o průměru 5 mm s feritovým jádrem M4 drátem o průměru 0,4 mm. Pro pásmo OIR má L_1 i L_2 dvanáct závitů. Tlumivky T_1 a T_2 jsou zhotoveny navinutím 15 závitů drátu o průměru 0,1 mm mezi závitů feritového jádra M4. Na maximální zisk lze při vyladění přijímači nastavit obvod jádru v cívkách L_1 a L_2 (největší hlasitost zvolené stanice).

Vstupní jednotka se dvěma dvoubázovými tranzistory MOS

Na obr. 15 je zapojení velmi kvalitní vstupní jednotky s tranzistory řízenými elektrickým polem. V zapojení lze použít tranzistory BF900 nebo 40820 či 40822 v předzesilovači a ve směšovači 408223 nebo jiný, dostatečně strmý dvoubázevový vysokofrekvenční tranzistor MOS. V oscilátoru je použit KF524 či KF124.

Laďení jednotky je řešeno čtveřicí párováných kapacitních diod – varikapů (4 dvojice BB104). Zapojením párováných dvojic proti jednotlivě zapojovaným varikapům se výrazně zlepší parametry obvodů. Velmi intenzivně se tímto zapojením potlačí intermodulační zkreslení, které vzniká při příjmu v blízkém okolí silného vysílače, jehož energie proniká vstupními obvody a je jednoduchým varikapem jako diodou usměrňováno. Toto napětí se pak nepříznivě projeví jednak jako superpozice ladičho napětí (svou stejnosměrnou složkou) a jednak jako modulační napětí, které kmitočtově moduluje propouštěný signál přijímaného kmitočtu. Modulační napětí se pak v příjmu projeví akusticky jako zkreslený příjem místního vysílače v části.

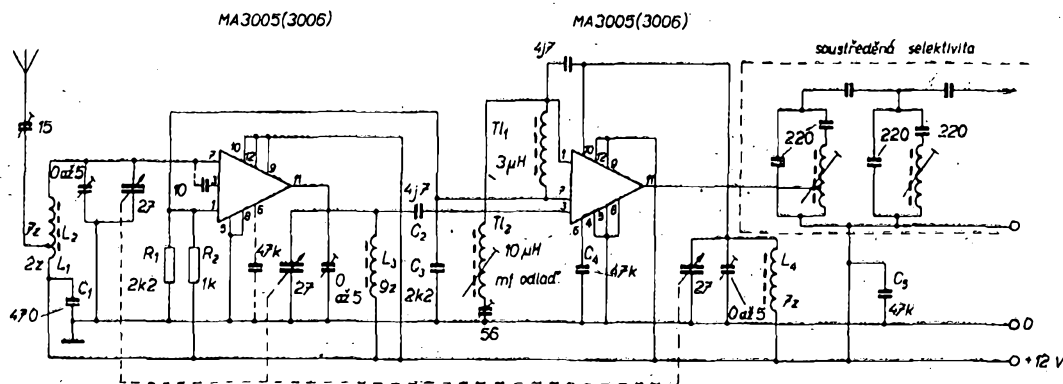


Obr. 15. Vstupní jednotka laděná vari-
kapy se dvěma tran-
zistory MOSFET

případně i po celé stupnici. Obvod laděný varikapovou dvojicí lze tedy budít mnohem větším signálem, aniž by se zdeformovala roznášení křivka obvodu. Tímto „protitaktickým“ zapojením dvojice varikapů se vyrovnává zakřivená charakteristika obou diod a zmenšuje se tvarové zkreslení signálu, vznikajícího v obvodu potlačením sudých harmonických. Tím je také zabráněno vzniku různých rušivých směšovacích produktů na nelinearitě diody.

Cívky všech laděných obvodů jsou navinuty na kostřičce o průměru 5 mm (např. typ

Obr. 16. Vstupní jednotka s IO. Předzesilovač je zapojen jako diferenciální zesilovač nebo jako kaskóda (čárkovaně, viz text)



4 PA 26017) s jemným závitem M 4 a feritovým jádrem. Pro pásmo CCIR je počet závitů cívek navinutých lakovaným drátem o průměru 0,4 mm: L_1 má 2×2 z; L_2 má 8,5 z s odbočkou na šestém závitě od zemního konce vinutí; L_3 a L_4 mají po devíti závitěch a oscilátorová cívka L_5 má 7,5 závitů s odbočkou na pátém závitě od konce blokování na zem přes kondenzátor. Vinutí L_1 je navinuto mezi závity L_2 . Závity všech cívek jsou vinuty těsně vedle sebe. Všechny obvody se dolaďují v horní části pásma dolaďovacími trimry, ve spodní části pásma dolaďovacími jádry v cívkách.

Vstupní signál z antény se přivádí na primární obvod vstupního transformátoru: buď na vstup 75 Ω , tj. na jeden konec primárního vinutí a uzemněný střed, nebo na vstup 300 Ω , tvořený cívkou L_1 . Napájení soušým kabelem uvedeným způsobem není nejvhodnější, výhodnější je zapojit střední vodič kabelu přes kapacitu 10 pF na odbočku sekundárního vinutí mezi druhým a třetím závitěm od zemního konce vinutí. Správnou polohu odbočky pro nejlepší přenos signálu je vhodné odzkoušet, aby bylo zajištěno optimální přizpůsobení anténního napáječe ke vstupnímu obvodu.

Z odbočky sekundárního vinutí je signál veden přes oddělovací kondenzátor na první elektrodu G (bázi) vstupního tranzistoru. Děličem z odporů, zapojených v obvodech obou elektrod G, se získává správné předpětí pro obě tyto elektrody v celém rozsahu řízení AVC, které se přivádí do bodu D. Stejněsměrné napětí pro automatické dolaďování kmitočtu, získané po kmitočtové demodulaci signálu, se přičítá nebo odčítá od ladičích napětí, aby se jim dolaďovaly všechny obvody současně, nikoli pouze oscilátor. Řídicí napětí pro AVC i pro ADK je nutno blokovat kondenzátorem 1 nF, aby případné naindukované vlny napětí nepříznivě neovlivňovaly činnost tranzistoru. Z kolektoru (elektrody D) vstupního tranzistoru je zesílené vlny napětí vedeno na celé vinutí cívky L_3 , protože zatěžovací odpor tranzistoru svou velikostí neovlivní jakost tohoto obvodu. Napájecí napětí na studeném konci vinutí je opět vysokofrekvenčně blokováno proti zemi.

Obvod pásmové propusti je řešen kapacitně indukční vazbou. Tento způsob vazby zajišťuje při správném nastavení rovný průběh přenosové charakteristiky v celém přeladovaném pásmu, zmenšuje ztráty v obvodu a zajišťuje velmi kvalitní potlačení rušivých signálů (např. signálů zrcadlových kmitočtů). Pásmová propust by měla být nastavena tak, aby byl v celém přeladovaném pásmu kmitočtů vrchol křivky rovný a šířka propouštěného pásma pro pokles 3 dB by měla být zhruba 1 MHz. Přesné nastavení křivky propustnosti a volba kapacity vazebního kondenzátoru mezi primárním a sekundárním obvodem jsou dány vzájemnou polohou cívek propusti. Jejich vzdálenost by měla být 10 mm. Kapacita vazebního kondenzátoru se pak pohybuje v rozmezí od 0,5 do 1,8 pF. Větší kapacita sice zlepší přenos signálu, ale

zhorší jiné vlastnosti, především potlačení nežádoucích kmitočtů. Přesné nastavení bez rozmitače a osciloskopu (polyskopu) je velmi problematické, neboť na výsledný průběh charakteristiky působí jak dolaďování cívek a kapacita dolaďovacích kondenzátorů, tak i změna vazebního kondenzátoru. Přesné nastavení průběhu a tím i dosažení optimálních přenosových vlastností je více méně experimentální záležitost.

Protože vstupní odpor směšovacího tranzistoru je velký, je sekundární obvod pásmové propusti propojen přímo na jeho elektrodu G. Na druhou elektrodu G je přiváděno přes kondenzátor o kapacitě 1 nF vlny napětí z oscilátoru. Oscilátor s běžným vlny křemíkovým tranzistorem je zapojen v méně běžném zapojení, které však má výhodu v menší produkci vyšších harmonických kmitočtů, což se projeví zlepšením šumových poměrů za směšovačem. Výstup směšovače je veden do mřížky zesilovače. V daném zapojení je použita piezokeramická pásmová propust, lze však použít i běžný laděný cívkový obvod. Odpor 100 k Ω přes obě diody v rezonančním obvodu oscilátoru slouží k přenosu stejnosměrného ladičích napětí zemního potenciálu na obě protitaktně zapojené diody. Řídicí napětí společně s napětím pro ADK se přivádí do bodu k U_i , napájecí napětí 12 V je přivedeno do bodu +12 V. Celou jednotku je vhodné umístit do stíněného krytu.

Jednoduchá vstupní jednotka pro VKV se dvěma IO

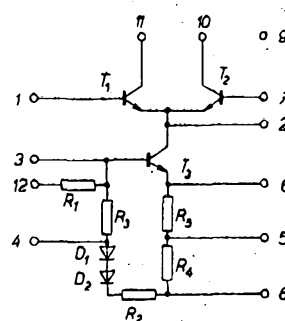
Na obr. 16 je zapojení vstupní jednotky se dvěma integrovanými obvody MA3005 nebo MA3006. Zapojení nemá žádné záludnosti a při vhodném rozmístění součástek tak, aby se vlny obvody vzájemně neovlivňovaly, lze jednotku realizovat velmi malou. Cívky v laděných obvodech mají počet závitů odpovídající danému kmitočtovému rozsahu. Jsou navinuty na kostičce o průměru 5 mm s jádrem M4. Počet závitů pro pásmo CCIR je uveden ve schématu, pro pásmo OIR má L_1 3 závity, L_2 12 závitů, L_3 a L_4 14 závitů. Tlumivka TL_1 je navinuta na feritovém jádru drátem o průměru 0,1 mm a má 20 z. Tlumivka TL_2 tvoří s kapacitním trimrem sériový rezonanční odlaďovač signálu mezifrekvenčního kmitočtu a potlačuje průnik signálů KV do směšovače.

První IO pracuje jako vlny předzesilovač, druhý IO jako směšovač a oscilátor. Takto zapojená vstupní jednotka zlepšuje výkonové zesílení a zvětšuje citlivost. Vnitřní zapojení integrovaného obvodu MA3005 je na obr. 17. Vstupní signál z antény se přivádí přes laděný obvod na bázi tranzistoru T_2 . Tranzistory T_1 a T_3 jsou zapojeny jako diferenciální zesilovač. Pevné předpětí pro T_1 se získává na odporovém děliči R_1 a R_2 , a je přiváděno i na bázi T_3 druhého IO a přes tlumivku na bázi T_1 téhož IO. Toto předpětí je vysokofrekvenčně blokováno kondenzátorem 47 nF. Zesílený signál z kolektoru T_1

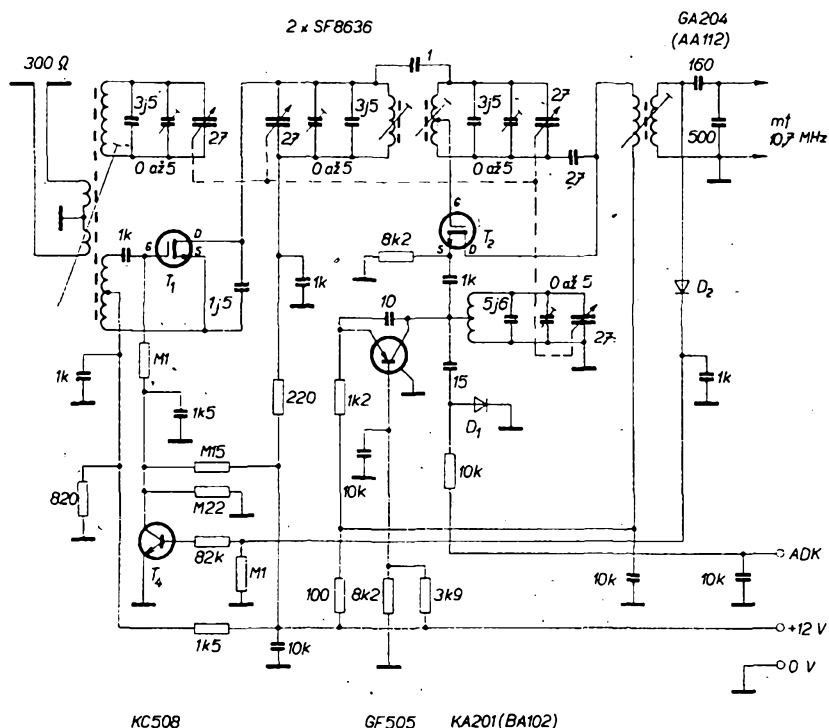
vlny předzesilovače se přivádí na laděný obvod. Vnitřní diodová stabilizace vlny prvního IO stabilizuje přes tranzistor T_3 proud tekoucí tranzistory T_1 a T_2 .

Vstupní zesilovač je také možno zapojit jako kaskódově vázaný zesilovací stupeň. Vlny činnosti jsou pak pouze tranzistory T_3 a T_1 . Tranzistor T_2 nepracuje, vývody 7 a 10 nejsou zapojeny. Vstupní signál se do kaskódy přivádí z laděného obvodu přes oddělovací kondenzátor 10 pF (vlny obr. 16 čárkovaně) a to do báze T_3 na vývod 3 a odtud přes T_1 na výstup bodu 11 a přes něj na laděný obvod. Báze T_1 je zapojena stejně, aby však mohl T_3 zesilovat vlny signál, je třeba jeho emitor vysokofrekvenčně blokovat na zem, tzn. vývod 6 spojit přes kondenzátor 47 nF na zem (vlny obr. 17 čárkovaně). Tímto zapojením se dosáhne většího vstupního odporu i menšího tlumení laděného vstupního obvodu. Zapojení s kaskódou má větší výkonové zesílení a lze jím dosáhnout zisku až 28 dB. Je vhodné tam, kde menší zisk mřížky zesilovače vyžaduje max. zisk ve vstupní jednotce. S diferenciálně zapojeným vlny předzesilovačem lze sice dosáhnout pouze malého zesílení, avšak toto zapojení lépe potlačuje intermodulační zkreslení vstupního signálu.

Neutralizace předzesilovače není nutná ani vlny prvním ani vlny druhém případě a není proto zavedena. Je to dáno dobrým oddělením vstupního a výstupního signálu u obou zapojení. Pokud je žádoucí řídit ručně zesílení předzesilovače (u obou zapojení), lze regulovat napájení báze tranzistoru T_3 vlny prvním IO, vývod 12. Při změně napětí asi od 4 V až do plného napájecího napětí 9 V lze útlum vstupního signálu regulovat až o 60 dB. Vstupní citlivost obou zapojení, která je dána šumovým číslem tranzistorů vlny IO, nemůže být lepší než 3 μ V pro odstup s/š 26 dB proto, že šumové číslo IO je značně velké – výrobce udává 9,5 dB na kmitočtu 100 MHz.



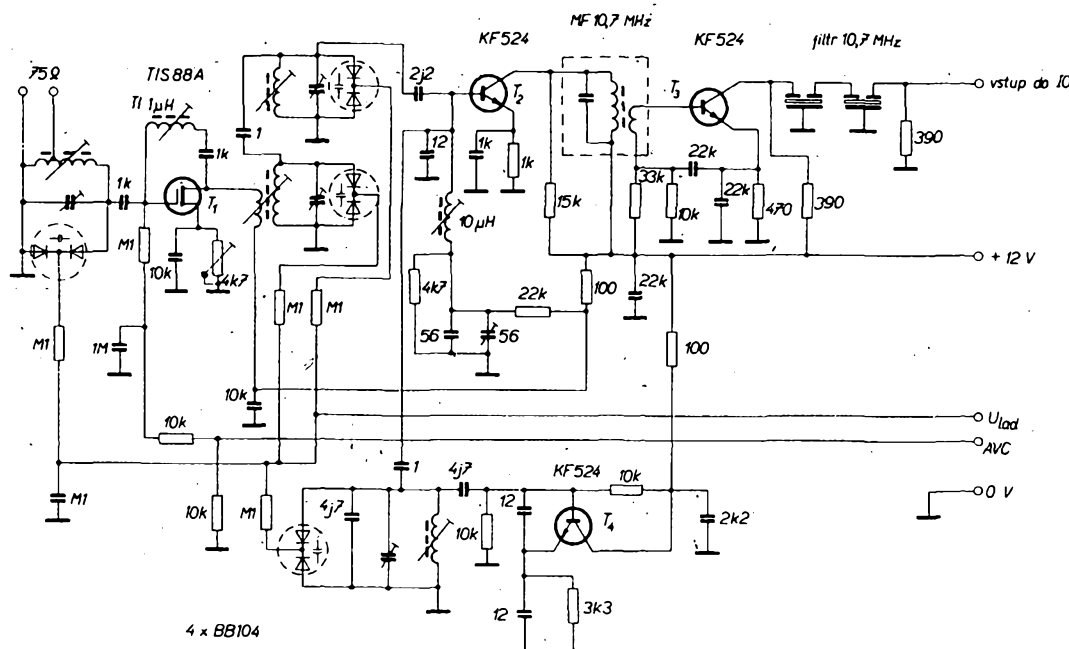
Obr. 17. Vnitřní zapojení IO MA3005 (3006) s označením tranzistorů, jak jsou na ně vlny textu odkazy



Obr. 18. Zapojení vstupní jednotky s tranzistorem MOSFET ve vstupním předzesilovači a ve směšovači. Předzesilovač je zapojen v mezelektródové uzemněném zapojení, jeho zesílení je řízeno napětím z výstupu mf. usměrněným diodou D a zesíleným tranzistorem T₁. Kondenzátor 1,5 pF mezi D a S tranzistoru T₁ je neutralizační a je ho třeba určit zkusem podle použitého tranzistoru. Kmitočet oscilátoru se doladuje varikapem D, v kolektorovém obvodu tranzistoru oscilátoru (T₁)

Jednoduchým zapojením, velkým výkonovým ziskem a malými rozměry, danými malým počtem použitých součástí, je toto zapo-

sobným kondenzátorem. Vazba vstupního obvodu tranzistoru na vstupní laděný obvod a anténní obvod je pouze indukční, vazební



Obr. 19. Vstupní jednotka s tranzistorem MOSFET v předzesilovači, laděná čtveří párových varikapů. Vazba směšovače na první mf stupeň je transformátorová. Mf signál se po zesílení ve stupni s tranzistorem KF524 vede přes piezokeramický filtr na vstup do integrovaného mf zesilovače (např. MAA661).

je vhodné pro přenosné přijímače a autorigia.

Vstupní jednotka osazená tranzistory MOS s jednou elektrodou G je na obr. 18. Tyto tranzistory jsou v předzesilovači a směšovači. Jednotka je laděna otočným čtvrtá-

smyčkou. Vhodným nastavením této vazby lze dosáhnout velmi velké jakosti vstupního obvodu a tím i jeho velmi dobré selektivity, což má příznivý vliv na potlačení nežádoucích signálů. Velmi dobré šumové vlastnosti použitých tranzistorů a velká jakost laděných obvodů řadí toto zapojení vstupní jednotky mezi špičkové.

Jiné zapojení s tranzistorem MOS typu TIS88A je na obr. 19. Obvody vstupní jednotky jsou laděny čtveřicí párovaných diod

(každý pár tvoří mechanicky nedilný celek).
Směšovací tranzistor a tranzistor oscilátoru
jsou běžné, hodí se i naše KF524 nebo
KF124.

A ještě několik zapojení výkonných a selektivních předzesilovačů s novým moderním tranzistorem MOS BF900. Jsou vhodné nejen pro VKV, ale hodí se i pro I. a II. TV pásmo. Na obr. 20 je základní zapojení s tímto tranzistorem. Indukčnost vstupní i výstupní cívky pro VKV je 0,15 µH pro pásmo CCIR. Pro pásmo OIR má cívka 0,22 µH. Volbou napětí U_{AVC} se nastaví optimální zisk tranzistoru. Největšího zesílení se dosáhne, je-li napětí na elektrodě G_2 4 až 5 V. Přivedeme-li do bodu U_{AVC} proměnné napětí od 1 do 5 V, lze řídit výkonovou změnu signálu v rozmezí -45 až +22 dB. Nejvýhodnější napájecí napětí je 12 až 18 V; při napětí v uvedeném rozmezí má tranzistor minimální náchylnost k intermodulačnímu zkreslení.

Na obr. 21 je zapojení tohoto tranzistoru společně s diodou PIN typu BA379 ve vstupním obvodu. Toto zapojení se vyznačuje velmi velkou odolností proti poruchám i zkreslení, které způsobují silné parazitní signály, přicházející na vstup z antény. Z hlediska potlačení všech druhů parazitní modulače, které se mohou vyskytnout ve vstupních obvodech i v předzesilovači, je toto zapojení jedno z nejlepších. Je výhodné pro předzesilovače i anténní zesilovače jak pro VKV, tak i TV. Předpětí pro diodu PIN se získá na odporovém děliči v emitoru tranzistoru BF900 a je závislé na změně předpětí na G_2 tranzistoru na zesílení tranzistoru. Předzesilovač je také velmi odolný vůči změnám teploty i napájecího napětí (v rozmezí od 10 do 24 V).

Pro zesilení a přenos širšího pásma kmitočtů, např. pro anténní zesilovače pro celé I. či III. TV pásmo, je vhodné zapojení na obr. 22. Optimálního přenosu v celém přenášeném pásmu se dosáhne vhodným paralel-

Rušení příjmu nežádoucím vysílačem

Dosáhnout velké citlivosti přijímače s běžně dostupnými tranzistory dnes není příliš obtížné; horší je to však s odolností přijímače a jeho vř. obvodů proti rušení. Lze říci, že čím je přijímač citlivější, tím obtížnější se u něho zajistí dobrá odolnost proti rušení. Vhodnou volbou obvodových prvků ve vř. části přijímače lze tento stav upravit tak, aby vzájemný vztah mezi oběma veličinami byl optimální. Pro tranzistory s velkou ekvivalentní strmostí – ta je u současných křemíkových tranzistorů značná (např. KF173 má strmost 135 mA/V) – stačí i malé rušivé napětí, aby znemožnilo kvalitní poslech.

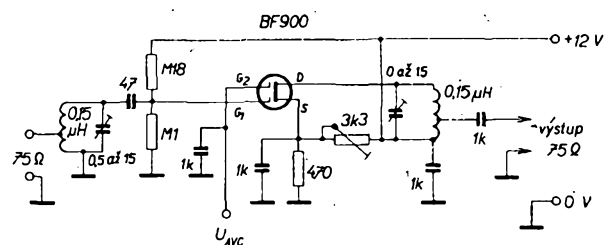
Rušení příjmu v pásmu středních vln je buď náhodného, nebo trvalého rázu. Náhodné rušení má obvykle náhodný charakter a lze je proto jen obtížně potlačit. Rušení trvalé je působeno jiným, nežádoucím vysílačem, jehož signál proniká různými cestami do demodulačních obvodů a je po detekci reprodukován. Vhodně řešeným zapojením s dobrým stíněním cest vř. signálu a kvalitním zemněním lze z velké části předejít rušení, které vzniká přímým průnikem nežádoucích signálů do vř. obvodů přijímače; kvalitní komunikační přijímače jsou proto vždy vestavěny v kovové, dobře uzemněné skřínce.

Přímou z antény však proniká do vstupních obvodů ještě řada dalších nežádoucích rušení, která znepříjemňují poslech. V první řadě je to rušení, jehož intenzita je dána citlivostí přijímače na zrcadlové kmitočty, tj. kmitočty vzdálené od přijímaného kmitočtu o dvojnásobek mř. kmitočtu. Vysílá-li na tomto zrcadlovém kmitočtu silný místní vysílač, je nebezpečí, že jeho signál bude slyšet společně s přijímaným signálem vyladěného slabšího vysílače. Na potlačení signálů zrcadlového kmitočtu mají vliv pouze vstupní obvody přijímače, selektivita mř. zesilovače se neuplatní. Jsou-li vstupní obvody málo selektivní a je-li signál vysílače, vysílajícího na zrcadlovém kmitočtu takové intenzity, že převyšuje útlum daný touto malou selektivitou, projeví se rušivě při příjmu slabší stanice. Má-li např. přijímaný signál intenzitu 20 μ V a rušivý signál blízkého silného vysílače intenzitu řádu milivoltů (což není nijak mnoho), musí být potlačení zrcadlových kmitočtů lepší než 100 dB. Takového potlačení signálů zrcadlových kmitočtů lze ovšem velmi obtížně dosáhnout i u přijímačů s laděným předzesilovačem.

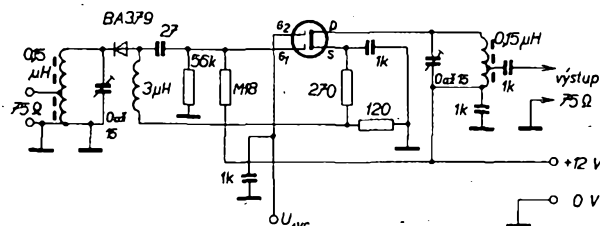
Jiným druhem nepříjemného rušení je rušení signály kmitočtově blízkého vysílače, tzn. nacházející-li se na stupnici přijímače vedle sebe slabý přijímaný signál a silný signál nežádoucí, pak tento rušivý signál proniká do signálu přijímaného. Tento v praxi velmi běžný případ zhoršené kvality příjmu je dán pouze selektivitou obvodů mř. zesilovače; vstupní obvody se zde výrazněji neuplatní. Odladitelnost rušící stanice je dána šířkou propouštěného pásma mř. zesilovače a strmostí boků jeho křivky propustnosti. Nebezpečí průniku je tím větší, čím větší je širokopásmové zesílení před selektivními obvody mř. zesilovače. Je proto vhodné řešit vazbu mř. zesilovače na vř. obvody přijímače tak, že ihned za směšovačem následuje co nejselektivnější obvod, např. obvod se soustředěnou selektivitou nebo elektromechanický či piezokeramický filtr. Teprve za tímto selektivním obvodem pak může být vysoko-frekvenční signál v integrovaném zesilovači zesílen na potřebnou míru.

Obdobně jako obě předchozí rušení se projevuje i rušení vzniklé směšovací činností; někdy se projeví i zážněji a jinými nesnadno definovanými zvuky. Tento druh rušení vzniká buď tak, že silný signál projde na směšovač přes laděné obvody a s harmonickými kmitočty oscilátoru vytvoří mř. kmitočet, nebo že silný signál vytvoří díky nelineárnímu průbě-

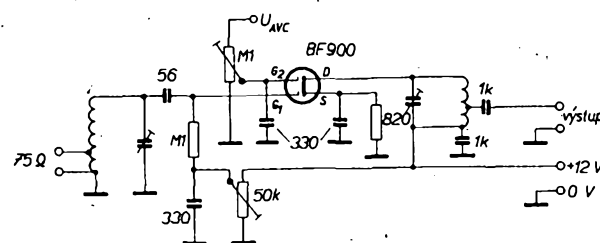
Obr. 20. Zapojení předzesilovače pro VKV s tranzistorem BF900



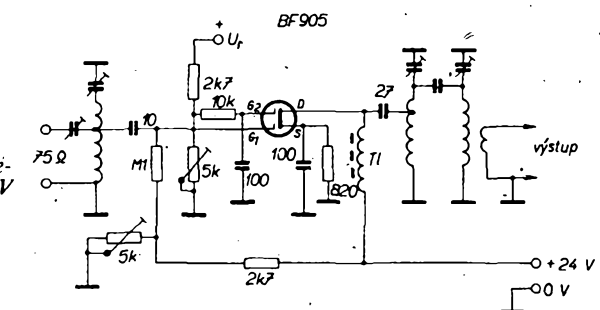
Obr. 21. Zapojení předzesilovače s diodou PIN typu BA379 (viz str. 15)



Obr. 22. Zapojení předzesilovače s dálkovým řízením zisku. Předzesilovač je vhodný pro VKV i pro I. a III. TV pásmo



Obr. 23. Zapojení předzesilovače pro celé pásmo TV (UHF, VHF)



hu charakteristiky tranzistoru harmonické kmitočty, které se směšují s kmitočtem oscilátoru. V prvním případě se dá odpomoci rušení návrhem oscilátoru tak, aby pracoval ve třídě A, tj. aby signál oscilátoru měl čistě sinusový průběh bez vyšších harmonických kmitočtů. Proto je výhodné kontrolovat průběh signálu oscilátoru osciloskopem.

Ve druhém případě, používá-li se ve směšovači či vř. zesilovači bipolární tranzistor, je možno rušení výrazněji potlačit zapojením obvodů vř. zesilovače tak, aby byl využit jen malý, dostatečně lineární úsek přenosové charakteristiky tranzistoru. Rušení lze potlačit také tím, že vstupní vř. obvody budou co nejselektivnější.

U přijímačů AM s velkým zesílením může při silnějších signálech docházet k jevu, který se projevuje jako značné zeslabení a zkreslení signálu při správném vyladění stanice. Je to dáno tím, že u silného amplitudově modulovaného signálu zesilovač již není schopen zpracovat signál velké úrovně a proto amplitudově omezi část modulační obálky.

U přijímačů s přímým zesílením se rušení zrcadlovou selektivitou nevyskytuje. Zato tím výrazněji se projevuje rušení sousedními vysílací a při nesprávném nastavení pracovního bodu tranzistorů i rušení vzniklé nelineárním průběhem zesílení. Průnik sousedních kanálů je dán malou selektivitou obvodů přijímače s přímým zesílením. Proto jsou tyto přijímače vhodné pouze pro příjem několika silnějších vysílačů.

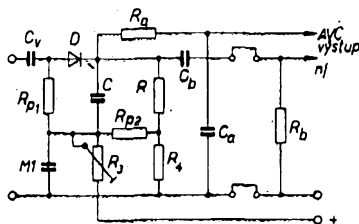
Demodulace signálu AM

V zapojení přijímačů pro příjem amplitudově modulovaných signálů, u nichž není v de-

modulačním obvodu detekční dioda zapojena na sekundář vř. transformátoru, ale od zesilovače oddělena kondenzátorem, vzniká nebezpečí, že nevhodnou volbou obvodových prvků bude demodulovaný signál zkreslen. U přijímačů s přímým zesílením vř. signálu a superhetů se soustředěnou selektivitou či elektromechanickým filtrem a integrovaným vř. zesilovačem se posledně zmínované zapojení diody používá velmi často. Dále je proto popsán vliv volby použitých součástek na kvalitu demodulace.

V diodovém detektoru vzniká jednak zkreslení útlumové a jednak zkreslení harmonické. Útlumové zkreslení je dáno průběhem útlumové charakteristiky detektoru, což je závislost činitele přenosu na modulačním kmitočtu. Toto zkreslení je v diodovém detektoru obvykle zanedbatelné a není třeba se jím blíže zabývat. Harmonické zkreslení lze charakterizovat činitelem nelineárního zkreslení, což je poměr efektivního napětí vyšších harmonických k efektivnímu napětí modulovaného signálu. Velikost tohoto zkreslení je odlišná pro silné a slabé signály. Harmonické zkreslení může v diodovém detektoru vznikat ze tří příčin a to:

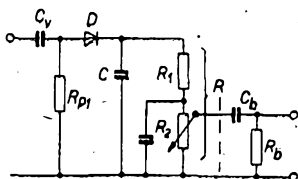
- vlivem nelineárního průběhu demodulační charakteristiky diody,
- vlivem nevhodně volených hodnot použitých součástek,
- vlivem rozdílu zatěžovacího odporu pro stejnosměrnou a střídavou složku detekovaného signálu.



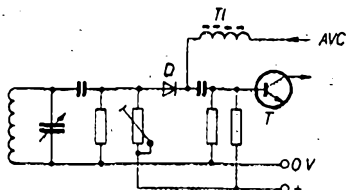
Obr. 24. Zapojení diodového detektoru s výstupním napětím pro AVC



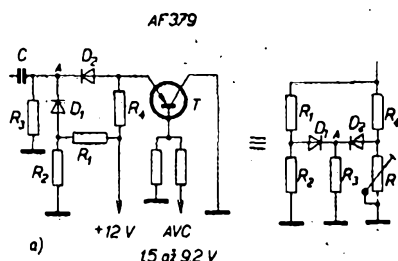
Obr. 25. Zkreslení demodulovaného signálu na výstupu amplitudového detektoru s velkou časovou konstantou zatěžovacího členu RC



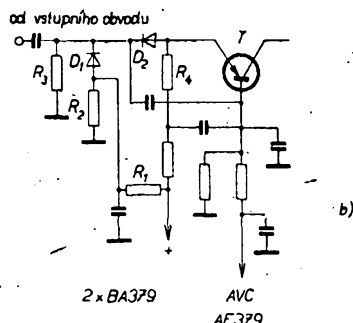
Obr. 26. Zapojení amplitudového detektoru s děleným zatěžovacím odporem R



Obr. 27. Sériové zapojení tlumicí diody do vstupního obvodu předzesilovače



a) +12 V AVC (5 až 9,2 V)



Obr. 28. Základní zapojení diod PIN ve vf předzesilovači a náhradní schéma zapojení (R je proměnný odpor tranzistoru v závislosti na AVC) (a); skutečné zapojení dvou diod PIN do obvodu vf předzesilovače (D_1, D_2 - BA379, T - AF379)

Zkreslení signálu vlivem průběhu detekční charakteristiky diody je závislé na velikosti detekovaného signálu. Při slabých signálech je vř napětí na diodě malé a zkreslení detektorem může být značné; při signálech o napětí kolem 1 V se pak obvykle zkreslení nř signálu zmenšuje pod 1 %. Proto je nutné signál před detekcí dostatečně zesílit, aby zkreslení bylo zanedbatelné.

Hodnoty součástek v obvodu diodového detektoru se vzájemně liší jednak tím, jaké napětí se má po demodulaci získat, a jednak tím, jaký signál přichází na vstup detektoru. Tak zatěžovací odpor diody (obr. 24) by se měl volit co největší, neboť čím je větší, tím větší je i ekvivalentní tlumicí odpor diody a tím menší je úbytek napětí. To však neplatí neomezeně, neboť se zvětšujícím se odporem R se zmenšuje potřebná kapacita kondenzátoru C, která však nesmí být příliš malá. Kapacitu tohoto kondenzátoru je třeba volit tak, aby byla jeho kapacitní reaktance mnohem menší než je reaktance kapacity diody, neboť v opačném případě by se zmenšoval činitel přenosu napětí. Časová konstanta tohoto členu RC musí být taková, aby průběh vybíjení kondenzátoru věrně sledoval průběh nř signálu (obr. 25). Výstupní signál z detektoru se přivádí k nř zesilovači kapacitně odporovou vazbou $C_1 R_1$.

Na zatěžovacím odporu R diody vzniká nízkofrekvenční napětí a na vazebním kondenzátoru C, stejnosměrná složka usměrněného vř napětí. Zmenší-li se okamžité vř napětí, kondenzátor C se začne vybíjet přes odpor R; část odporu R, R_1 a odpor R_2 . Následkem toho vytvoří nabitý kondenzátor C, záporné předpětí (vzhledem k anodě diody) a zmenší-li se amplituda vř napětí pod určitou mez, dioda přestane vést a záporné špičky nř napětí jsou odřezány. Zmenšit vř napětí vazebních členů C a R, na toto zkreslení lze buď připojením kondenzátoru C, k části zatěžovacího odporu R (tak je tomu na obr. 26), rozdělením odporu R, nebo výhodněji zavedením kladného předpětí pro anodu diody, jak je to znázorněno na obr. 24.

Zatěžovací impedance R_0 u tranzistorových zesilovačů je poměrně malá a pohybuje se kolem jednotek kΩ. Aby byl výkonový přenos signálu vyhovující, musí být i odpor R úměrně malý (4,7 až 10 kΩ). Pro zachování správné časové konstanty členu RC musí být kapacita (asi 10 nF). Tak malá zatěžovací impedance detektoru má ovšem nepříznivý vř na jeho účinnost a projeví se útlumem - signál po detekci bude 50 až 100krát menší. Vhodným nastavením pracovního bodu diody v zapojení podle obr. 24 lze tento útlum zmenšit až na polovinu. Předpětí diody se vytváří na R_1 , který má odpor přibližně 100 Ω (trimr 220 Ω).

Zavedení kladného předpětí diody má za následek výrazné zmenšení vstupního odporu detektoru, které je způsobeno tím, že diodou s předpětím teče stále klidový proud 20 až 40 μA. U přijímačů, které mají transformátorovou vazbu na detektor, by tento malý vstupní odpor značně tlumil rezonanční obvod. U těchto zapojení se proto dioda zapojuje bez předpětí a zvětší se zatěžovací odpor detektoru na 15 až 20 kΩ (rozdělený odpor R na obr. 26). Naopak u zapojení s kapacitně odporovou vazbou na detektor je zapojení diody s předpětím velmi významné z hlediska minimálního útlumu signálu.

Samočinná regulace zesílení

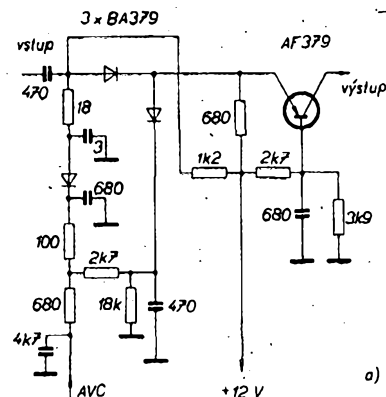
Citlivým přijímačem lze přijímat signály, jejichž napětí na výstupu z antény je pouze několik mikrovoltů, avšak vstupní napětí indukované v anténě blízkými vysílacími může dosahovat až několika desetin voltu. Při ladění přijímače, případně při unikovém příjmu, jsou změny vstupního napětí někdy tak rychlé, že je ručním řízením hlasitosti

nestačíme sledovat. Použijeme-li automatické vyrovnávání citlivosti (AVC), udržuje se úroveň vysokofrekvenčního zesíleného signálu před detekcí stálá i při značných změnách signálu na vstupu. Citlivost se vyrovnává změnou předpětí tranzistorů. Napětí potřebné pro předpětí se získá usměrněním vř signálu a odfiltrováním střídavých složek. Čím je předpětí větší, tím menší je zesílení řízených tranzistorů.

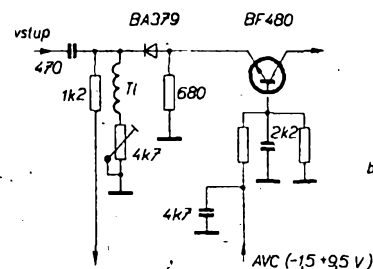
Účelem AVC tedy je dosáhnout ve vř a mř obvodech přijímače zesílení, závislého na velikosti signálu. Kromě změny výkonového zesílení dochází při změně pracovního bodu tranzistoru ke změnám velikosti dalších parametrů a tím ke změně výkonového přenosu signálu. Rozsah AVC, kterého lze dosáhnout změnou pracovního bodu jednoho tranzistoru, je asi 20 dB. Při dalším zvětšování úrovně vstupního signálu se již proud tranzistorů nezmenšuje, avšak naopak opětovně zvětšuje a zvětšuje se i modulační zkreslení. Dochází-li k takovému přebuzení, omezuje se amplituda, zmenšuje se hloubka modulace až k vyhlazení. Při vyhlazení se modulace ztratí a objeví se teprve při rozladění na jednu či druhou stranu, ale značně zkreslená.

U zapojení na obr. 24 se k řízení zesílení využívá stejnosměrná složka napětí, odebraná ze zatěže detektoru signálu AM. Na odporu R se usměrňující činností detektoru vytvoří stejnosměrná složka detekovaného napětí a napětí nízkofrekvenční. Člankem $R_1 C_1$ se odfiltrová nízkofrekvenční napětí, takže na kondenzátoru C_1 je pouze stejnosměrná složka, která řídí zesílení.

Výslednou úroveň signálu lze regulovat nejen změnou pracovního bodu tranzistoru, ale i zařazením napětově závislého odporu do přenosové cesty signálu, nejlépe ve vstupních obvodech. Požadavky na tento útlumový člen jsou značné. Jednak musí být základní útlum odporu malý, a jednak nesmí žádná změna odporu způsobit při velkých změnách signálu jeho zkreslení. Vhodným útlumovým členem může být buď polovodičová hrotová dioda, nebo lze intenzitu signálu přiváděnou na vstup řídit fotoodporem.

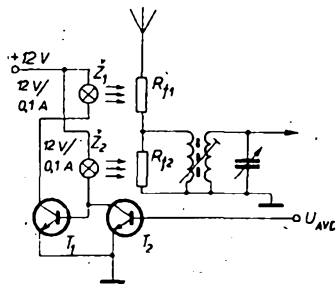


a)



b)

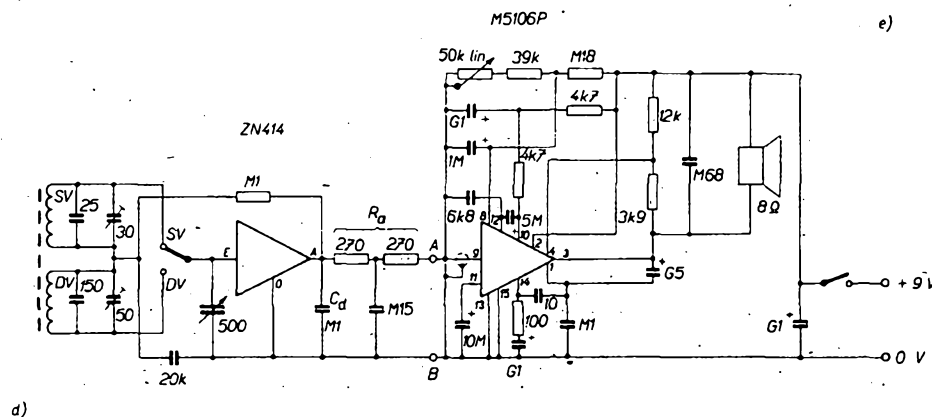
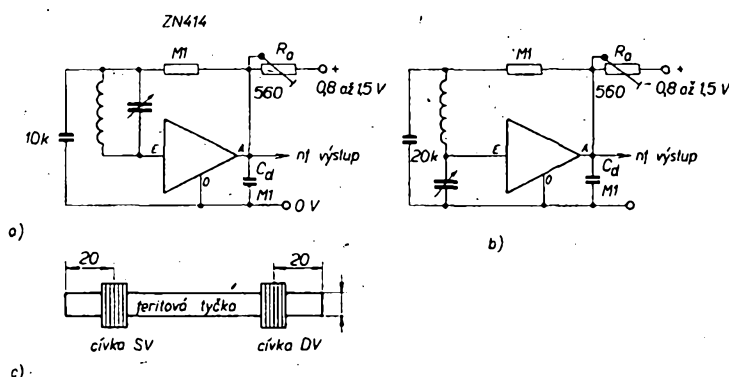
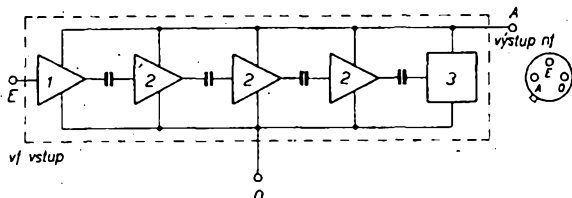
Obr. 29. Zapojení vstupního předzesilovače pro VKV a I. a III. TV pásmo (vhodné i pro UHF) se třemi diodami PIN a tranzistorem p-n-p (a); obdobné zapojení s tranzistorem n-p-n



Obr. 30. Řízení vstupního signálu fotoodporovou regulací

Tl (její indukčnost je dána zpracovávaným kmitočtovým rozsahem, indukčnost tlumivky by měla být 5 až 8krát větší než indukčnost cívky příslušného rezonančního obvodu). Místo tlumivky lze použít odpor, který však částečně snižuje účinnost zapojení. Jeho hodnota pro VKV je asi 5 kΩ, pro SV zhruba desetkrát větší. Klidové napětí AVC na diodě (aby byla otevřená pro slabé signály) má být 0,1 až 0,2 V v propustném směru. Pólování diody je vhodné volit s ohledem na zakřivení její přenosové charakteristiky tak, aby se navzájem kompenzovala s přenosovou charakteristikou tranzistoru v oblasti malých signálů. Tomu vyhovuje, vzájemně opačný smysl zapojení, tak jak je tomu na obr. 29.

Obr. 31. Vnitřní zapojení IO ZN414 a vývody na patici při pohledu zdola (1 – vstupní předzesilovač, $R_{in} = 4\text{ M}\Omega$; 2 – vf zesilovač, 3 – tranzistorový demodulátor)



Obr. 32. Ukázky zapojení s IO ZN414. Na obr. 32e lze pro připojení k běžnému zesilovači využít napájení IO zapojením jeho výstupu přímo do emitoru mezistupňového emitorového sledovače – emitor se připojí do bodu A na obr. 32d

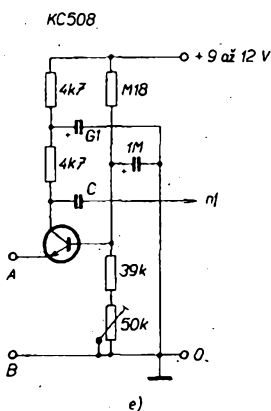
Dioda se zapojuje do série s bází vstupního tranzistoru (obr. 27). Pro tento účel byly v zahraničí vyvinuty speciální diody PIN, které jsou schopné zpracovat signál až 1 V a převést jej na vstupní tranzistor bez nebezpečí modulačního zkreslení. Zapojení s diodou PIN je velmi výhodné na rozsahu VKV a u TV. Zapojení diodové regulace s těmito diodami je na obr. 28. Nově vyvinutá dioda PIN fy HP s označením 1N5719 je schopná zpracovat signály od středofrekvenčních kmitočtů až po celé IV. a V. TV pásmo tak, že je výrazně potlačena možnost vzniku křížové modulace. Jinak lze pro tlumení vstupního obvodu použít i diody typu OA7 či křemíkový typ KA501: zapojení diody je patrné z obr. 27. V tomto zapojení musí být dioda oddělena kondenzátorem C od předpětí báze, aby napětí AVC působilo pouze na diodu. Toto napětí se přivádí přes tlumivku

Pro regulaci fotoodporu lze v pásmu středních vln využít dvou čs. fotoodporů WK 65 037, 1,5 kΩ. Tyto fotoodpory jsou zapojeny do anténního přívodu co nejbližší vstupních obvodů – obr. 30. Fotoodpory jsou osvětlovány dvěma žárovkami 12 V/0,1 A. Intenzita světla žárovek je řízena dvěma tranzistory T_1 a T_2 . Tranzistor T_1 je otevírán řídicím napětím AVC. Při slabém signálu z antény je řídicí napětí AVC malé (nulové), žárovka Z_1 svítí a tím má fotoodpor R_{f1} jmenovitý odpor. Signál slabého vysílače prochází jen mírně zeslaben do vstupních obvodů přijímače. Žárovka Z_2 nesvítí, odpor R_{f2} je velký, tlumení vstupního obvodu je nepatrné. Při vzrůstající intenzitě signálu žárovka Z_2 pohasíná a Z_1 se rozsvěcuje. Tím se do cesty signálu řadí odpor R_{f1} a odpor R_{f2} zatlueme vstupní obvod. Na vstup přijímače se tak dostává úměrně zeslabený signál. Aby

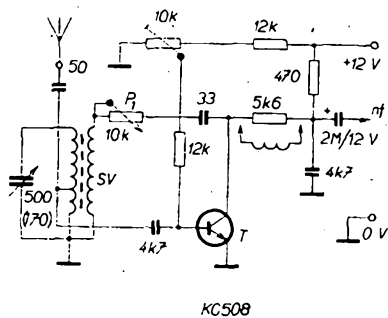
toto fotoelektricky řízené AVC mohlo dobře pracovat, musí být oba světelné obvody odděleny a zajištěny proti vniknutí vnějšího světla. Nejvýhodnější je umístit žárovku i s fotoodporem do trubičky a utěsnit ji tak, aby do ní nemohlo pronikat vnější světlo. Některé fotoodpory mají velký odpor i při značném osvětlení, k dosažení jmenovitého odporu potřebují až 100 luxů, pak je nutno buď použít žárovku, která bude mít větší intenzitu světla, nebo použít v přívodu do antény dva paralelně zapojené a shodně osvětlené fotoodpory tak, aby slabé signály byly zeslabovány co nejméně. Uvedený fotoodpor čs. výroby WK 65 037 není pro toto použití nejvhodnější, neboť má poměrně velký odpor při osvětlení (1,5 kΩ). Proto ho lze použít pouze k řízení zesílení v pásmu SV. Pro řízení zesílení v pásmu VKV je popsán způsob málo účinný, neboť vnitřní kapacita tohoto fotoodporu se výrazně podílí na přenosu signálu i při neosvětleném fotoodporu.

Přijímače AM

Přesto, že současný trh je bohatě zásoben širokým výběrem přijímačů všech komerč-



ních skupin od malých kapesních až po velké stolní provedení, jednoduchých, cenově i provozně levných přijímačů pro kvalitní příjem dvou či tří silnějších stanic v pásmu středních vln na trhu není. Je přece obecně známo, že značné procento poslechového času je přijímač, ať již je provozován kdekoli, vyladěn na silnou (obvykle místní) stanici (Praha I. Hvězda či Interprogram). Také mnozí majitelé kvalitních nf zesilovačů a reprodukcí soustav či tunerů pro příjem rozhlasu v pásmu VKV by si jistě rádi doplnili tato Hi-Fi zařízení jednoduchým adaptorem pro příjem uvedených stanic, neboť adaptor s kvalitním nf zesilovačem může zajistit velmi uspokoji-



Obr. 33. Středofrekvenční adaptor k nf zesilovači - audion s KC508

vou reprodukci pořadů stanic, vysílajících amplitudově modulované signály.

U superhetových přijímačů pro příjem středních vln jsou kladený značné požadavky na selektivitu, aby byly dostatečně odděleny kmitočtové kanály, určené pro jednotlivé vysíláče. U selektivních přijímačů je šířka propouštěného pásma $\pm 4,5$ kHz od nosného

vývodu v pouzdře K 507 (např. pouzdro KC508). Jeho vnitřní blokové zapojení je na obr. 31. Obsahuje čtyři aperiodické, kapacitně vázané vf zesilovače s tranzistorovým demodulátorem s minimálním zkreslením, společně s obvody samočinného nastavení citlivosti. Několik variant zapojení adaptorů pro příjem SV s tímto obvodem je na obr. 32. Vstupním obvodem vyladěný vf signál se přivádí na vývod E integrovaného obvodu a z bodu A se odvádí nf signál (obr. 32a,b). Přes přepínač SV-DV lze přivádět napájecí napětí, které je velmi malé (v rozmezí 0,8 až 1,5 V, obr. 32d). Aby byla zajištěna správná činnost AVC, tj. aby nebyl amplitudově omezován přijímaný signál s větší amplitudou, je v zapojení třeba ještě zapojit doplňkovou zpětnou vazbu přes odpor 100 k Ω blokovanou kondenzátorem na zem, do vstupního laděného obvodu (obr. 32d). Pracovním odporem R_3 se nejen napájí integrovaný obvod, ale zároveň se jím nastavuje optimální pracovní režim pro činnost AVC. Kondenzátor C_4 na výstupu A integrovaného obvodu je nutný pro činnost tranzistorového demodulátoru uvnitř IO. Pro ladící kondenzátor s kapacitou 500 pF má vstupní cívka 48

odporový trimr a úroveň nf signálu se nastaví tak, aby nf zesilovač nebyl přebuzen. Napájecí napětí se nastaví rovněž odporovým děličem: vhodný je např. odporový trimr 10 k Ω , zapojený mezi přívod kladného napětí a zem; z běže trimru je napájen IO. Nejvhodnější napětí je 1,3 V. Odebíraný proud je nepatrný (několik desetin mA) a proto napájení není třeba vůbec vypínat.

K zesílení nf signálu lze použít jakýkoli nf zesilovač, nf signál z bodu A lze popřípadě upravit na vhodnou velikost předzesilovačem (obr. 32e).

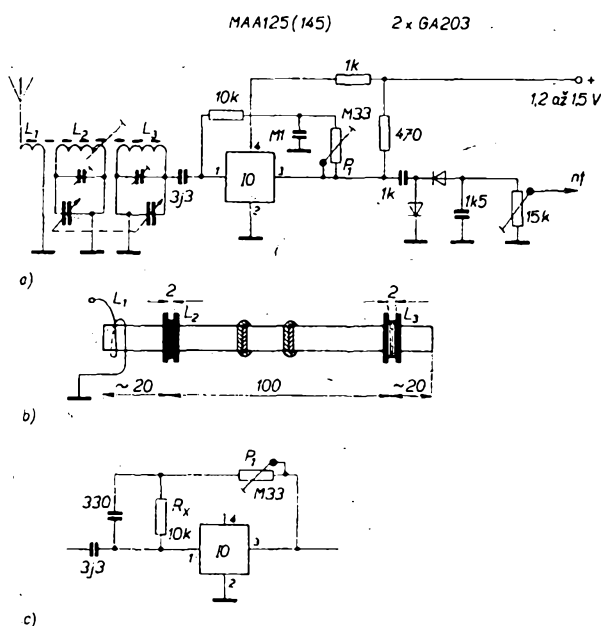
Zapojení velmi jednoduchého adaptoru na obr. 33, který je vhodný pro připojení k citlivému nf zesilovači, je jednotranzistorový audion. Použitý tranzistor může být libovolný nf či vf křemkový typ z řady KC či KF. Pro nepatrný počet součástek může být adaptor zapojen „samonosně“. Vstupní cívka je společně s cívkou zpětnovazební navinuta na kostičce o průměru 8 mm s železovým jádrem M6. Zpětnovazební cívka je navinuta v těsném sousedství laděné cívky. Je-li použit ladící kondenzátor 500 pF, má cívka laděného obvodu indukčnost 220 μ H. Na uvedené kostičce je to 105 závitů, nejlépe vf lanka 30 $\times$ 0,05 mm; není-li k dispozici, lze použít drát CuL o $\varnothing$ 0,1 mm. Cívku vineme buď křížově, nebo alespoň značně „divoce“ mezi dvěma 5 mm od sebe. Je-li použit otočný kondenzátor o kapacitě 170 pF, pak cívka navinutá na kostičce o průměru 5 mm s feritovým jádrem M4 má 280 závitů (vinuto „divoce“) drátu o $\varnothing$ 0,1 mm. Šířka cívky (vzdálenost čel) je 10 mm. Zpětnovazební cívka má v obou případech 30 závitů stejného vf lanka nebo drátu. Nenasazuje-li vazba, je nutno přívody této cívky vzájemně prohodit. Odbočka na laděném vinutí pro vstup antény je na 26. závitě od zemního konce u prvního (s kondenzátorem 500 pF) a na 70. závitě u druhého provedení (s kondenzátorem 170 pF).

Zpětná vazba se nastavuje potenciometrem P_1 ; odporovým trimrem se nastaví vhodné zesílení tranzistoru tak, aby zpětná vazba „nasazovala“ dostatečně „měkce“. Nf signál se odvádí z odporu minimálně 3,3 k Ω v kolektoru tranzistoru. Čím je tento odpor větší, tím lépe nasazuje zpětná vazba, neboť větší část vf zesíleného napětí se může vracet zpět na vstup, příliš velký odpor však zeslabuje nf detekovaný signál. Východnější než odpor je použít vf tlumivku o indukčnosti 3 mH, což ovšem představuje dosti rozměrnou cívku – na průměru 5 mm je to 1500 závitů co nejtenčího drátu (0,06 až 0,08 mm).

Při zvětšování zisku zpětnou vazbou se zvětšuje selektivita a zužuje se pásmo, pro kvalitní příjem silných stanic nastavíme vazbu volnější.

Jednoduchý přímozesilující přijímač z tuzemských součástek s velmi dobrou selektivitou je na obr. 34a. Výrazného zlepšení selektivity se u tohoto zapojení dosáhlo dvěma laděnými obvody na jedné feritové tyčce. Protože je však vazba mezi těmito dvěma obvody čistě indukční a její velikost je dána

Obr. 34. Přímozesilující přijímač s laděnou feritovou propustí: a) základní zapojení, b) feritová tyčka, c) úprava zapojení se zpětnou vazbou

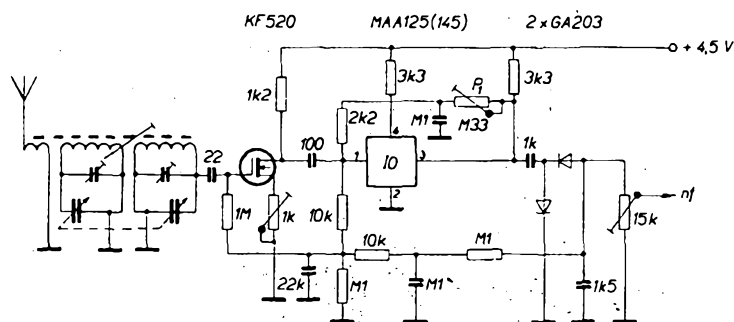


kmitočtu, čili lze přenést pouze nf kmitočty do 4,5 kHz. V rozhlasové vysílací technice je však víceméně vžitou praxí, že vysíláče, především celostátního významu, mají šířku vysílaného pásma větší a jsou schopny vysílat i kmitočty 10 až 12 kHz. Velmi selektivní obvody superhetu tyto kmitočty již nepřenesou, nebo je přenesou se značným útlumem. Naopak přijímače s malou selektivitou při dobrém zisku jsou schopny s kvalitním nf zařízením zajistit podstatně kvalitnější reprodukci celého vysílaného pásma kmitočtů než superhet, ovšem pouze u stanic s velkou intenzitou signálu v místě příjmu. U signálů vzdálenějších stanic, u nichž dochází při přenosu atmosférou k výraznějšímu útlumu vyšších postranních kmitočtů vlivem jejich nižšího vyzářeného výkonu, by malá selektivita měla za následek zvětšený šum a vzájemný průnik sousedních kanálů.

Přímozesilující přijímač obsahuje pouze laděný vstupní obvod, vf zesilovač s dobrým ziskem a detektor. Pro tyto účely byl např. firmou FERRANTI vyvinut speciální integrovaný obvod ZN414. Tento IO má vzhled běžného křemikového vf tranzistoru se třemi

závitů vf lanka 30 $\times$ 0,05 mm a je navinuta na delší feritové tyčce o průměru 10 mm. Cívka pro rozsah dlouhých vln má 150 závitů téhož lanka. Posuvem cívky po feritové tyčce se nastaví přeladitelný rozsah do pásma a v malém rozmezí i největší citlivost a selektivita (obr. 32c).

Protože má popisovaný adaptor pouze jeden laděný obvod, je jeho selektivita velmi malá, pro příjem dvou až tří silnějších stanic však vyhovuje. Výstupní nf napětí se připojí na nf zesilovač přes vhodný dělič nebo přes



Obr. 35. Zapojení s tranzistorem MOS

tlumením feritové tyčky, má tyčka jako anténa malou účinnost a pro příjem vzdálenějších slabších vysílačů je třeba použít venkovní anténu (např. anténní svod TV či VKV). Při příjmu bez vnější antény se uplatní pouze výstupní laděný obvod a s ním příslušná část feritové tyčky (viz níže). Přijímač je pak schopen zachytit pouze signál silnějšího blízkého vysílače.

Vazba mezi oběma obvody a tím i selektivita se při připojení vnější antény mění v závislosti na intenzitě signálu v rozmezí několika kHz, což je velmi výhodné: vždy je přenášeno a zesíleno celé dostupné pásmo nízkých kmitočtů. Obě laděné obvody jsou přeladovány dvojitém otočným kondenzátorem 2×270 pF. Použitá feritová tyčka je dlouhá 140 mm. Cívky L_2 a L_3 jsou vinuty z drátu o průměru 0,1 mm. Každá cívka je navinuta mezi dvě čela, která tvoří dvě mezikruží z tvrdšího papíru, nasunutá na feritovou tyčku. Vnější průměr mezikruží je asi 16 mm, vnitřní takový, aby bylo možno těsně navléknout na feritovou tyčku. Prostor mezi čely jedné cívky je pouze 2 mm, cívka je tedy velmi úzká a je navinuta přímo na ferit. Obě cívky jsou vzdáleny 20 mm od krajů tyčky, důležité je dodržet rozteč mezi oběma cívkami 100 mm (obr. 34b). V prostoru mezi oběma cívkami jsou dva zkratovací prstence, jimiž lze pohybovat po feritové tyčce. Každý z prstenců je zhotoven navinutím tří závitů neizolovaného měděného drátu o průměru 0,7 až 1 mm na feritovou tyčku a propájen do zkratu. Po uvedení adaptoru do chodu se posuvem těchto kroužků po feritové tyčce nastaví správný stupeň indukční vazby mezi vstupním a výstupním laděným obvodem tak, aby byl zajištěn maximální přenos signálu i největší dosažitelná selektivita.

Protože se posuvem kroužků mění také přijímaný kmitočtový rozsah, je třeba podle použitého ladicího kondenzátoru nalézt jejich nejvhodnější polohu.

Nastavení laděného obvodu vazebními kroužky je velmi kritické. S připojenou

vnější anténou vyladíme na spodním okraji pásma silnou stanicí a každý kroužek nastavíme do takové polohy směrem od středu feritové tyčky k cívkám, při níž je zesílení přijímaného signálu co největší. Pak se pokusíme zachytit slabší signál a kroužky jemně „doladíme“. Na horní části pásma pak nastavíme největší nízkofrekvenční signál kapacitním trimrem.

Vazba na vnější anténu může být buď kapacitní (kondenzátorem s kapacitou 3,3 pF) nebo lépe dvěma závitů drátu o průměru 0,7 mm, navinutými těsně u cívky vstupního laděného obvodu na feritovou tyčku z vnější strany laděné cívky. Výstup na vý zesilovač je veden z druhého laděného obvodu kondenzátorem s malou kapacitou. Použitím kondenzátorů větších kapacit by se sice dosáhlo signálu větší úrovně na vstupu do vý zesilovače, avšak laděný obvod by byl více tlumen a zmenšila by se výrazně selektivita.

Prívody od vstupního laděného obvodu na vstup zesilovače musí být velmi krátké, aby nevytvářely anténu pro příjem rušivých signálů. I vodič délky několik desítek mm již přijímá rušivé signály; pro delší prívod je proto výhodnější použít stíněný vodič.

Jako vý zesilovač je použit integrovaný obvod MAA125 (nebo MAA145). Je to lineární integrovaný obvod s bipolárními tranzistory. Zapojení IO je běžné, správné zesílení se upraví vhodným nastavením trimru P_1 . Na výstupu ze zesilovače je zapojen diodový zdvojovač. Zbytek vý signálu jsou blokovány kondenzátorem 1 nF. Aby nebyl silnější vý signál amplitudově omezován a tím zkreslen, je z výstupu po detekci vedena usměrněná část vý napětí zpět na vstup integrovaného obvodu (působí jako AVC). Ze zatěžovacího odporu detektoru, kterým je odporový trimr 15 kΩ (zapojený jako potenciometr), se výstupní nízkofrekvenční signál vede do nízkofrekvenčního zesilovače.

Lepších výsledků lze dosáhnout zavedením vysokofrekvenční zpětné vazby na vstup integrovaného obvodu podle obr. 34c.

V tomto zapojení lze vhodnou volbou (zkusmo) odporu R_1 (10 kΩ) zajistit pro určité napájecí napětí v rozsahu 1,2 až 4,5 V téměř lineární nasazování zpětné vazby v celém přeladovaném středofrekvenčním rozsahu. Tímto zapojením se uvedený středofrekvenční adaptor stane citlivějším a selektivnějším. Je možno na něj zachytit s dobrou venkovní anténou, kterou může být např. souměrný svod antény VKV, i několik zahraničních vysílačů.

Přesně nastavit feritovou propust při správné pracující zpětné vazbě však vyžaduje určitou dávku trpělivosti. Po nastavení se adaptor ladí již pouze dvojitým ladicím kondenzátorem, vazba zůstává pevně nastavena.

Zlepšit citlivost lze u tohoto jednoduchého adaptoru zapojením tranzistoru MOSFET za laděný obvod podle obr. 35. Velký vstupní odpor tranzistoru nezatíží laděný obvod a přenos signálu pak není ovlivňován malou kapacitou vazebního kondenzátoru a je proto výrazně lepší. V tomto případě je AVC zapojeno buď jen do elektrody G tranzistoru, případně pro zvětšení účinnosti i na vstup integrovaného obvodu.

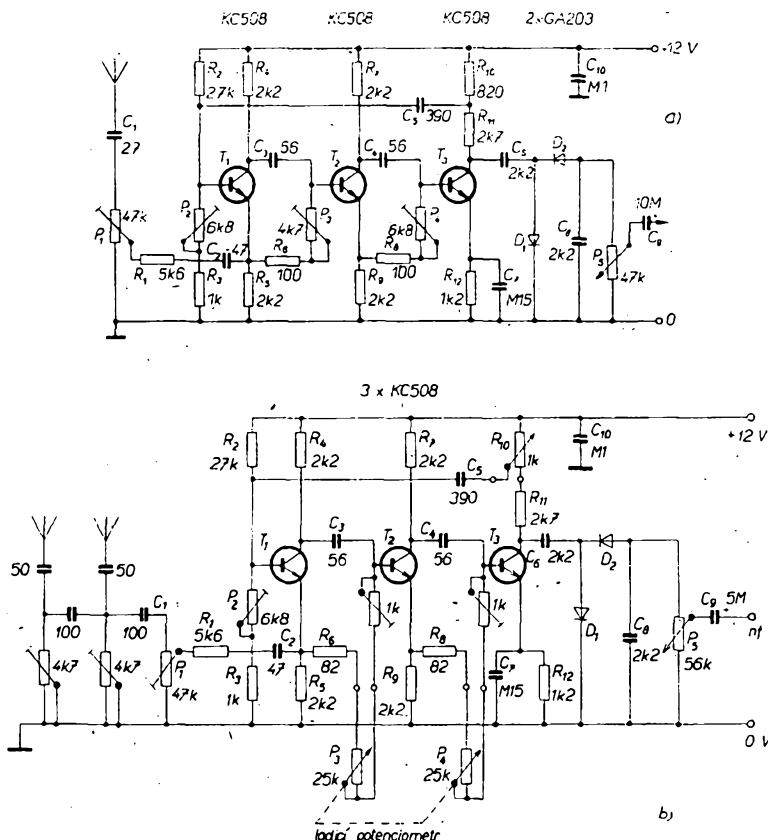
Nejvhodnější napájecí napětí pro zapojení bez tranzistoru MOS je 1,3 až 1,5 V, pro zapojení s tranzistorem (obr. 35) nejméně 4,5 až 6 V. Odebíraný proud je menší než 1 mA. Při použití vnější antény je výhodné celý adaptor umístit do stíněné krabíčky, aby se omezil průnik rušivých signálů.

Jednoduchý středofrekvenční tuner bez cívky

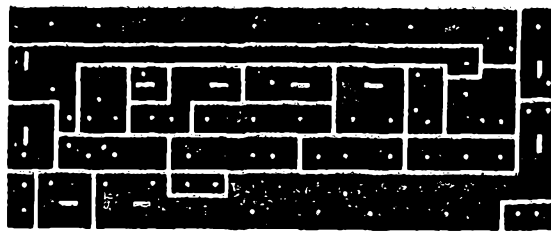
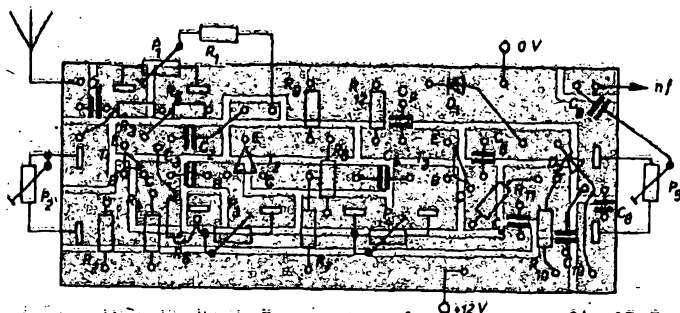
Tuner je určen jako adaptor k nízkofrekvenčnímu zesilovači pro příjem buď jedné, pevně nastavené silnější stanice v pásmu středních vln, nebo jako přeladitelný přes celé pásmo středních i dlouhých vln a je bez jediné vinuté cívky. První, základní verze (obr. 36a) je určena pro svoji jednoduchost a snadné nastavení především méně zkušeným amatérům. Tento tuner SV na desce s plošnými spoji (obr. 37) je schopen hned po správném osazení desky dobrými součástkami spolehlivě pracovat bez dalších větších nároků na oživení a nastavení. K příjmu postačí jako anténa jedno až dvoumetrový kus drátu.

Druhá verze (obr. 36b), pro niž lze s menšími úpravami využít téže desky s plošnými spoji, je plynule přeladitelný tuner SV. Přesné nastavení tuneru tak, aby nedocházelo k rušení slabších stanic (poslech možný ve večerních hodinách) blízkou silnou stanicí, vyžaduje náročnější nastavení.

Tuner je osazen třemi tranzistory KC507 nebo KC508, které společně vytvářejí oscilátor RC, jehož kmitočet je synchronizován přijímaným signálem zvoleného kmitočtu. Část výstupního nízkofrekvenčního signálu z tranzistoru T_3 je vedena přes odporový dělič R_{10} , R_{11} a kondenzátor C_5 zpět na bázi vstupního tranzistoru T_1 a působí jako zpětná vazba. Protože je zpětný signál fázově otočený, obvod se rozkmitá a působí jako oscilátor. Je však důležité, aby amplituda jeho kmitů byla dostatečně malá, aby mohl být signál oscilátoru spolehlivě synchronizován vstupním přijímaným signálem. U silnější přijímané stanice je i při méně přesném nastavení obvodových prvků zajištěna dobrá synchronizace, u slabších stanic však při nepřesném nastavení prvků dochází ke strhávání oscilátoru i kmitočtové vzdálenější silnou stanicí, což se projeví vzájemným rušením. Výstupní vysokofrekvenční signál je detektorem s diodovým zdvojovačem napětí demodulován a veden



Obr. 36. Tuner pro příjem SV (bez cívky): a) s pevně nastavenou stanicí, b) laditelný.



přes regulátor hlasitosti P_3 na vstup nf zesilovače.

U základního zapojení na schématu obr. 36a se nastaví proměnné prvky, odporové trimry, jedinou provázku napěvně na zvolenou stanici. U druhého zapojení (obr. 36b) je nutné vyvést z desky s plošnými spoji vývody pro potenciometry, určené k ladění. Osazení základního zapojení součástkami na desce s plošnými spoji by nemělo činit žádné potíže. Vývody odporů zkrátíme tak, aby odpory ležely těsně na desce, u kondenzátorů a tranzistorů ponecháme mezi součástkami a deskou mezeru max. 3 až 6 mm. Odporové trimry jsou do desky zapájeny kolmo (na stojato), střední vývod (bežce) je propojen s odpovídající dírou v desce kouskem drátu, u P_1 odporem R_{11} , u P_3 elektrolytickým kondenzátorem C_6 .

U druhé verze jsou ladící trimry P_3 a P_4 nahrazeny tandemovým potenciometrem $2 \times 25 \text{ k}\Omega$ s lineárním průběhem a s co nejlepším souběhem. V sérii s oběma potenciometry jsou zapojeny odporové trimry $1 \text{ k}\Omega$, zapojené na spojové destičce v místech P_3 a P_4 . Trimry slouží k jemnému doladění souběhu. Pevný odpor R_{10} je nahrazen lineárním potenciometrem $1 \text{ k}\Omega$, jehož hřídel je rovněž vyveden na přední panel přijímače.

Nastavení základního zapojení pro příjem jedné stanice: odporové trimry P_1 a P_3 vytvoříme na maximální odpor proti zemi. Připojíme delší kus drátu jako anténu, nf zesilovač a napájecí napětí. Potenciometry P_3 a P_4 nastavíme na střed odporové dráhy a P_2 otáčíme, až nasadí zpětná vazba, nebo až se ozve silná blízká stanice. Pak již nastavíme P_3 a P_4 a zpětně i P_2 na největší a nejčistší příjem. Potenciometry P_3 a P_4 nahrazují dvojité ladící potenciometry, který do obvodů bázi T_3 a T_1 zařazuje současně se měnící odpory, čímž se dosahuje současně změny rezonančního kmitočtu obou obvodů při ladění. Proto je třeba, aby při nastavování obou potenciometrů na určitou stanici byly oba běžce přibližně ve stejné poloze. Při ladění nejprve nastavíme P_3 na stanici a pak P_4 doladíme na maximum hlasitosti. P_3 pak ještě jemně doladíme. Po nastavení P_3 , které je velmi kritické a citlivé i na nepatrný úhel natočení běžce, doladíme ještě i trimr P_1 na nejčistší příjem. Trimr P_2 nastavíme podle vstupní citlivosti zesilovače do optimální polohy. Chceme-li přijímat stanici v pásmu dlouhých vln, zaměníme trimry P_3 a P_4 za trimry s odporovou dráhou $27 \text{ k}\Omega$.

U plynulé laditelného tuneru je správná velikost amplitudy kmitů generovaných oscilátorem dána kapacitou kondenzátorů C_3 a C_4 a nastavením zpětné vazby potenciometry P_3 a P_4 . Při pájení součástek do destičky zapojíme pro nastavování vhodné vazby mezi obvody oba kondenzátory (C_3 , C_4) ze strany spojů tak, abychom je mohli zaměnit za jiné s jinou kapacitou (zpravidla menší).

Projevuje-li se silný signál místního vysílání rušivě při příjmu jiných stanic, zařadíme do anténního přívodu filtr RC, který se nastaví tak, aby rušící stanice byla co nejslabší, ale aby příjem ostatních stanic byl zesla-

ben co nejméně. Při příjmu vzdálenějších slabších vysílaců je třeba použít venkovní, dostatečně dlouhou anténu. Jemně se tuner na největší citlivost doladuje tak, že se při správném nastavení zpětné vazby vyladí slabší stanice a oba doladovací trimry se nastaví na její maximální hlasitost, případně se ještě zkusmo zamění vazební kondenzátory C_3 a C_4 .

Při přeladování ve večerních hodinách by měl být dobře slyšet větší počet i vzdálených vysílaců. Výstupní nf napětí z tohoto tuneru má však poměrně malou amplitudu (desítky mV) a je proto třeba použít nf zesilovač s dostatečně velkým zesílením. Malé rozměry destičky a necitlivost na vlivy okolí dovolují vestavět tento středovlnný adaptor i přímo do libovolného nf zesilovače.

Obvody superhetu

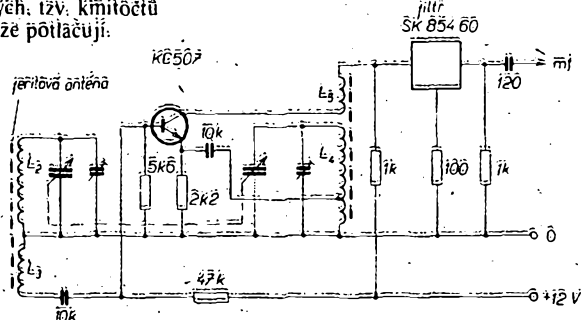
Má-li být přijímač velmi selektivní, je třeba, aby měl větší počet selektivních obvodů LC v zesilovací cestě signálu (případně selektivní obvody na bázi elektromechanických či piezokeramických filtrů). Protože souběžné ladění většího počtu klasických obvodů LC je velmi obtížné, je vhodnější zapojit přijímač jako superhet. U superhetového zapojení se pomocí místního oscilátoru (který generuje signál proměnného kmitočtu) a směšovače vytvoří nový signál, jehož kmitočet se s laděním nemění. Na tento tzv. mezifrekvenční kmitočet jsou převáděny nosné kmitočty přijímaných vysílaců. Mezifrekvenční signál má stálý kmitočet a lze jej již selektivními, pevně kmitočtově naladěnými obvody vhodně zpracovat a kmitočtově omezit tak, aby kmitočtové pásmo, které zesilovač propouští, odpovídalo potřebě.

Převod = konverze = vyladěného kmitočtu vysílání na kmitočet mezifrekvenční se realizuje ve směšovači, v němž se signál o kmitočtu, vyladěném vstupními obvody přijímače, směšuje se signálem o kmitočtu místního oscilátoru, který je přeladován souběžně se vstupními obvody a obvodem směšovače. Kmitočet oscilátoru je laděn o zvolený mezifrekvenční kmitočet buď výše nebo níže. Při směšování obou signálů vznikají (kromě řady dalších) signály kmitočtů rozdílových a součtových. V praxi se běžněji používá ladění oscilátoru o mf kmitočet výše a mf zesilovačem je pak zesilován signál rozdílového kmitočtu. Je to především proto, že signály vyšších kmitočtů (součtových, tzv. kmitočtů zředlových) se v praxi snáze potlačují.

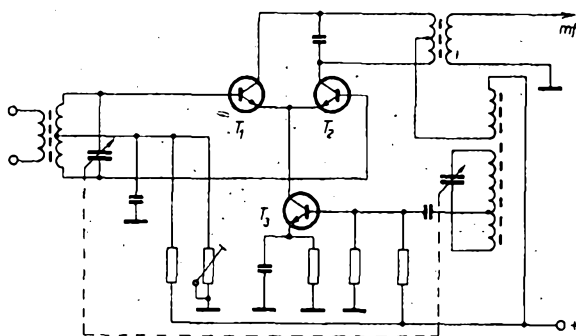
Soubor obvodů před mf zesilovačem, tj. oscilátor, směšovač a případně i předzesilovač, nazýváme souhrnným názvem vstupní jednotka přijímače. Ta může tvořit buď samostatný, uzavřený celek, jako je to obvyklé u přijímačů pro příjem velmi krátkých vln či televize, nebo tvoří nedílnou součást s mf zesilovačem. Obvody vstupní jednotky mohou být zapojeny buď pouze jako kmitající směšovač, nebo směšovač s odděleným oscilátorem, případně může být připojen i předzesilovač. S několika vhodně zapojenými předzesilovači jak pro příjem v pásmu středních vln, tak také pro pásmo velmi krátkých vln se na stránkách tohoto čísla AR-B seznámíme.

Zapojení s kmitajícím směšovačem se používá u méně náročných přijímačů velmi často, ačkoli z obvodového hlediska není toto zapojení nejvhodnější. Lze říci, že přezívá z dob, kdy určujícím prvkem pro volbu zapojení byla cena aktivní součástky (elektronky, tranzistoru), která v současné době již ztrácí na významu. Nevýhodou kmitajícího směšovače je nebezpečí strhávání oscilátoru silnějším přijímaným signálem a nebezpečí pronikání oscilátorového kmitočtu do antény. Rovněž není možné zavést řídicí napětí pro automatické ovládání zesílení směšovače či měnit jeho směšovací strmost podle velikosti vstupního signálu, protože změnou převodní charakteristiky kmitajícího směšovače by byl ovlivňován i kmitočet signálu oscilátoru. Proto se mohou snadněji přebudit silným vstupním signálem nejen směšovač, ale také obvody mf zesilovače, což může mít za následek značnou deformaci přenosové charakteristiky vf obvodů a tím i zkreslení výstupního nf signálu po detekci.

Typické zapojení vstupní jednotky pro pásmo středních vln s kmitajícím směšovačem je na obr. 38. V tomto zapojení pracuje tranzistor pro vstupní vf signál jako vf zesilovač v zapojení se společným emitorem. Jako oscilátor pracuje tranzistor v zapojení se společnou bází. Pro správnou činnost oscilátoru mají mít cívky L_3 a L_4 15 závitů, navinutých na cívkách L_1 , L_2 . Počet závitů cívky L_1 je určen ladícím kondenzátorem a průměrem použité kostičky s jádrem a pohybuje se mezi 80 až 150 závitů. Někdy-li oscilátor kmitat, musí se vzájemně zaměnit vývody cívky L_3 . Mezifrekvenční signál 465 kHz je veden do filtru TESLA SK 854 60 nebo SK 854 15 (viz dále) a odtud do integrovaného vf zesilovače.



Obr. 38. Zapojení kmitajícího směšovače pro SV



Obr. 39. Funkční zapojení kmitajícího směšovače s diferenciálním stupněm

Výhodnější zapojení, umožňující řídit zesílení vysokofrekvenčního signálu na vstupu přijímače, poskytuje kmitající směšovač s diferenciálním stupněm. Zapojení lze realizovat buď s tranzistory, nebo s vhodným integrovaným obvodem. Diferenciální zesilovač, zapojený jako směšovač, lze zapojit souměrně i nesouměrně vůči zemi a to nezávisle jak jeho vstup, tak i výstup. Výhodou je jednoduché zapojení, snadné řízení zesílení, velmi malá náchylnost ke křížové modulaci aj. Z integrovaných obvodů lze pro středovlnná pásma použít obvody MBA145 či MA3000, pro pásmo velmi krátkých vln obvod MA3005 či MA3006. Princip zapojení v tranzistorovém provedení je pro názornost uveden na obr. 39.

Vstupní signál z antény či předzesilovače je přiveden na vstupní tranzistor ze souměrného sekundárního vinutí anténní cívky. Střed vinutí je vysokofrekvenčně uzemněn. Souměrně proti zemi jsou napájeny báze tranzistorů T_1 a T_2 , jejichž kolektory budi opět souměrný ml transformátorový obvod. Oscilátor zde zastupuje tranzistor T_3 s laděným obvodem v bázi a zpětnovazební cívkou ve společném přívodu ke kolektorovým obvodům tranzistorů T_1 a T_2 .

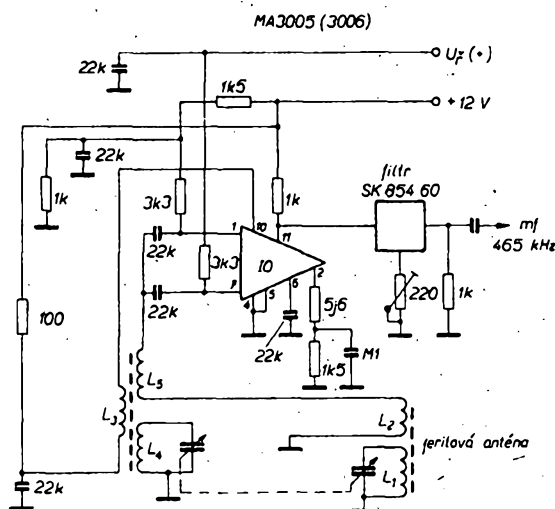
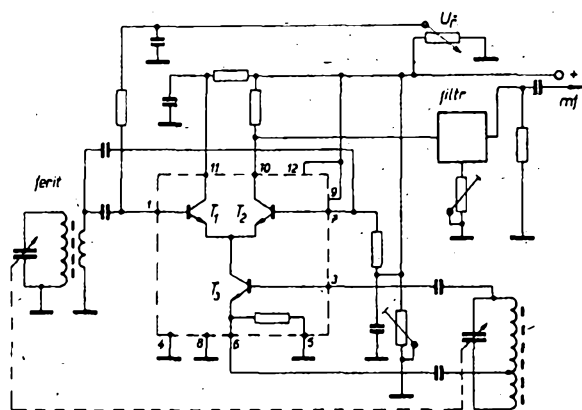
Obdobné je provedení dvoutranzistorového směšovače s dělením emitorového proudu. V zapojení na obr. 40 je pro směšovač společně s oscilátorem použit integrovaný obvod MA3005. Tranzistor T_2 pracuje jako směšovač. V kolektorovém obvodu, napájeném přes odpor, je zapojen filtr 465 kHz. Odpor tvoří zároveň i vstupní zatěžovací odpor pro filtr. Pracovní body tranzistorů T_1 a T_2 jsou nastaveny tak, aby měl kolektorový proud tranzistoru T_2 určitou, předem zvolenou velikost, není-li přítomen vstupní signál. Tranzistor T_1 je přitom uzavřen a kolektorový proud neteče. Změnou řídicího napětí U_i , které může být získáno jako stejnosměrné napětí po detekci vř signálu, nebo ručně nastaveno potenciometrem řízení citlivosti, se tranzistor T_1 otevírá a kolektorový (emitorový) proud se zvětšuje. Protože oba tranzistory pracují se společným emitorovým odporem (vodivost tranzistoru T_3 a odpor v jeho emitoru), zmenšuje se proud tranzistorem T_2 úměrně se zvětšováním proudu tranzistorem T_1 . Tím se také mění směšovací strmost tranzistoru T_2 a dochází k žádanému řízení zesílení. Tranzistor T_3 je zapojen jako Hartleyův třibodový oscilátor. Odbočka vinutí je v jedné pětině počtu závitů od uzemněného konce vinutí.

Zapojení dvoutranzistorového směšovače s dělením emitorového proudu umožňuje získat značně široký rozsah řízení zisku, které může dosahovat až 60 dB. Pro regulaci v celém rozsahu řízení stačí, aby řídicí napětí poskytovalo stejnosměrné napětí od 0,05 do 0,5 V.

Na obr. 41 je obdoba tohoto zapojení, ve kterém však tranzistor T_1 v IO pracuje jako oscilátor a tranzistor T_3 buď není zapojen vůbec, nebo může plnit funkci předzesilovače. Zisk takto zapojeného předzesilovače je však malý, pohybuje se mezi dvěma až třemi,

cennější je, že tento předzesilovač plní funkci oddělovacího stupně mezi oscilátorem a anténním obvodem a potlačuje tak výskyt parazitních kmitočtů a průnik signálu oscilátoru do antény. Emitorový proud tranzistoru T_1 v klidovém stavu, tedy bez signálu, musí mít určitou malou velikost a to takovou, aby oscilátor byl schopen ještě spolehlivě kmitat.

Obr. 40. Funkční zapojení směšovače s integrovaným obvodem



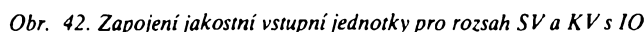
Obr. 41. Praktické zapojení směšovače s IO

Protože se posouvá pracovní bod oscilátoru v závislosti na řízení-zisku, je stabilita oscilátoru poněkud horší a oscilátor se rozladuje. Ke zmenšení uvedené závislosti je proto použito doplňkové vinutí L_5 , které je zapojeno v sérii s vazebním vinutím vstupního obvodu. Protože vazba jak u vinutí L_5 , tak u vazebního vinutí L_3 je velmi volná (obě vinutí mají pouze po třech závitěch), je kmitočtový posuv při řízení zisku na rozsahu středních vln zanedbatelný.

Ve výše popisovaných vstupních obvodech pro příjem v pásmech středních či krátkých vln lze také výhodně použít feritovou anténu. Jedna feritová tyčka o délce zhruba 100 mm plně vyhoví pro oba vlnové rozsahy. Materiál, z něhož je feritová tyčka vyrobena, by měl mít pro pásmo krátkých vln malou

počáteční permeabilitu. Je to například materiál s označením N05, značený modrou tečkou. Vzájemné ovlivňování cívek pro pásmo SV a KV na jedné feritové tyčce je zanedbatelné. Při použití otočného dvojitého kondenzátoru 2×270 pF má cívka pro rozsah středních vln 80 závitů, pro kondenzátor s jinou kapacitou příslušně změněný počet závitů. Středovlnnou cívku je vhodné navinout z vř kablíku 20 až 30 $\times$ 0,05 mm. Cívka pro krátkovlnný rozsah 25 až 75 mm má indukčnost 7,2 μ H, čemuž odpovídá 9 závitů, a pro pásmo 16 až 50 m 3,2 μ H, což představuje 4 závitů drátu o průměru 0,5 mm. Cívky pro středovlnný a krátkovlnný rozsah jsou jednovrstvové, s možností pohybu po feritové tyčce pro doladění. Středovlnná cívka má závit vinutý těsně vedle sebe, krátkovlnná s mezerou 2 mm mezi závitů. Vazební vinutí na vstup předzesilovače má pro pásmo SV 8 závitů na laděné cívce a pro KV 2 závitů drátu 0,2 mm mezi závitů příslušně laděné cívky. Posouváním cívek po feritové tyčce se nastaví optimální přenos signálu na spodním okraji laděného pásma.

Zapojení velmi kvalitní vstupní jednotky s integrovaným obvodem pro příjem v pásmu středních a krátkých vln je na obr. 42. Pro oscilátor je použit samostatný tranzistor. Vstupní obvody u této jednotky je možno řešit buď pro připojení vnější antény, nebo lze použít feritovou anténu, popsanou výše. Při použití feritové odpadá anténní vinutí u středovlnného rozsahu. Rozmístění součástek vzhledem k volbě použitých prepínačů, otočného kondenzátoru a cívek je třeba řešit individuálně podle požadavků na mechanické provedení přijímače. Anténní vazba je na



B/1
78

mírou na celkovém zesilení signálu před demodulátorem.

Přijímač zapojený jako superhet má proti přijímačům s přímým zesílením významné výhody:

- vzhledem ke stálému neměnitelnému na-ladění obvodů mezifrekvenčního zesilova-če odpadá veškeré potíže spojené s přela-ďováním mnoha obvodů při změně nosné-
ho kmitočtu;
- v mezifrekvenčním zesilovači je možno zařadit větší množství laděných obvodů a zesilovacích prvků a tak dosáhnout potřebného zesílení i selektivity;
- velmi úzkého přeneseného pásma lze do-sáhnout i při příjmu signálů vysokých nosných kmitočtů, což je při přímém zesílení vyloučeno;
- vhodnou volbou mf kmitočtu lze vytvořit optimální podmínky pro činnost obvodů a zesilovacích prvků, tj. realizovat požado-
vanou selektivitu a útlumovou charakte-
ristiku s minimálním počtem zesilovacích prvků.

Kromě vstupních obvodů přijímače jsou velké nároky kladeny i na mf zesilovač, který musí přenést kvalitně, bez zkrácení a s mini-mální výkonovou ztrátou celou informaci, obsaženou v modulačním signálu.

Kvalitu mf zesilovače především určuje:

- zesílení signálů v propustném pásmu pro pokles 3 dB;
- závislost absolutní hodnoty napětového zesílení signálu na kmitočtu, která udává potřebnou šířku přeneseného pásma;
- fázový posuv napětí mezi vstupním a vý-
stupním signálem v závislosti na modulač-
ním kmitočtu, čímž je také dán průběh skupinového zpoždění;
- použité laděné obvody, zapojení a kon-
strukce.

Napětové zesílení signálu v propustném pásmu je určeno celkovým zesílením zesilo-
vače a útlumem použitých selektivních obvo-
dů. Mezifrekvenční zesilovač je tedy zesilo-
vač selektivní. Je sestaven z obvodů zesilova-
cích a obvodů laděných. Nástupem integrace
obvodových prvků zesilovače do jednoho
integrovaneho obvodu se změnila i kon-
strukční technologie mezifrekvenčních zesi-
lovačů. Integrované mf zesilovače jsou však
širokopásmové. Aby se dosáhlo potřebné
selektivity, je dané kmitočtové pásmo třeba
omezit před vstupem do mf zesilovače zařa-
zením vhodných laděných kmitočtových fil-
trů s velkou strmostí útlumové charakte-
ristiky, minimálním zkrácením průběhu v ná-
pětí i fáze přeneseného signálu. K selektivnímu
výběru požadovaného pásma při daném
mezifrekvenčním kmitočtu lze využít obvodů
soustředěné selektivity nebo elektromecha-
nických či piezokeramických filtrů.

Integrované mf zesilovače jsou v současné
době řešeny jak pro použití v pásmech
středovlnných, tak také pro pásmo VKV.
Některé starší zahraniční integrované obvo-
dy pro středovlnná pásma jsou řešeny ještě
pro připojení dvou až tří klasických pásmo-
vých propustí. Novější obvody již mají sou-
středěnou celou selektivitu mf zesilovače na
svém vstupu. Také některé integrované ob-
vody čs. výroby lze zapojit tímto způsobem.
Pro středovlnná pásma je však výhodnější
použít na vstupu elektromechanický či piezo-
keramický filtr, neboť výroba soustředěné
selektivity s klasickými obvody LC je značně
pracná.

Mezifrekvenční zesilovač pro pásmo VKV
vyžaduje jednak velmi kvalitní selektivní
obvody před vstupem do širokopásmového
integrovaneho zesilovače a jednak klade
vysoké nároky i na tento širokopásmový
zesilovač. Jeho zesílení musí být tak velké,
aby amplitudový omezovač mf zesilovače byl
v plné činnosti již při vstupním napětí, které
odpovídá vstupní citlivosti přijímače. Není-li
tomu tak, projeví se to zvětšeným šumem
a poruchami při příjmu slabšího signálu. Při

požadované vstupní citlivosti 2 μ V a požado-
vaném výstupním nf signálu z demodulátoru
řádu desítek mV je potřebné napětové zesíle-
ní celého mf zesilovače až 80 i více dB.

Tvar fázové charakteristiky určuje vzá-
jemná vazba mezi laděnými obvody zesilova-
če; výsledný fázový posuv celého zesilovače
je dán součtem fázových posuvů jednotlivých
laděných obvodů, zapojených buď v jednotli-
vých zesilovacích obvodech, nebo v selektiv-
ní soustředěné pásmové propusti. Podle prů-
běhu kmitočtové charakteristiky jednotli-
vých stupňů zesilovače lze usuzovat na celko-
vý průběh fáze složením fázových posuvů,
vzniklých v jednotlivých laděných obvodech,
ale nelze tak usuzovat z tvaru křivky propust-
nosti celého zesilovače.

Při návrhu mf zesilovače je třeba nejdříve
určit vhodnou šířku propouštěného pásma
kmitočtů. Kmitočtové modulovaný signál
obsahuje teoreticky značně rozsáhlé spekt-
rum kmitočtů. Amplituda signálů postran-
ních kmitočtů s jejich zvětšujícím se násob-
kem se poměrně rychle zmenšuje. Tento po-
kles je zobrazen Besselovou funkcí, u níž
jednotlivé řady této funkce představují koe-
ficienty pro určení výkonové hodnoty spektrál-
ního rozložení modulačního kmitočtu kolem
nosného kmitočtu. Pro velmi kvalitní přenos
je možno zanedbat amplitudy postranních
pásem menší než 1 % vzhledem k nemodu-
lované nosné vlně (100 %). Při větším ome-
zení se již projeví parazitní amplitudová mo-
dulace a přenesený výkon signálu modulač-
ního kmitočtu se zmenšuje. Tuto zkrácení lze
omezit na zanedbatelnou míru, jestliže je
šířka pásma B pro útlum 3 dB nejméně

$$B = 2(f_n + f_m),$$

kde f_m je maximální modulační kmitočet
53 kHz a f_n maximální kmitočtový zdvih
50 kHz. Šířku pásma mf zesilovače pro pře-
nos stereofonního signálu pro pokles 3 dB
zvolíme v oboru kmitočtů od 200 do
250 kHz. Při této šířce pásma by se ještě
nemělo výrazněji projevit zkrácení modula-
ce. Jelikož je modulační index pro stereofon-
ní signál malý, bude na místě zjistit, zda bude
výkon modulačních signálů, přenesený tímto
pásmem, dostatečný.

Okamžitý výkon modulačního signálu je
dán integrací plochy ohraničené obalovou
křivkou celého spektra postranních kmito-
čtů, přenesených zesilovačem s uvedenou
šířkou pásma. Pro určení výkonu tohoto
spektra musíme znát napětí jednotlivých
složek postranního pásma, které lze určit
z okamžité velikosti kmitočtové modulované
nosné vlny. Velikost koeficientu pro určení
jednotlivých složek spektrálního rozložení
je tabulkovým údajem. Modulační index (x)
je poměr kmitočtového zdvihu k modulač-
nímu kmitočtu,

$x = \frac{\Delta \omega_n}{\omega_m}$ Pro přenos stereofonního sig-
nálu je po dosazení $x = 50/53 \approx 1$. Tomuto
modulačnímu indexu odpovídají číselné hod-
noty jednotlivých složek vzniklého čárového
spektra kmitočtů, odkud získáme výsledný
výkon přenesené části postranních pásem,
omezených zvolenou šířkou propouštěného
pásma kmitočtů selektivních propustí. Pro
 $x = 1$ je tedy poměrné napětí složek:

$$A_0 = 7,651; \quad A_1 = 4,4401; \quad A_2 = 1,149;$$

$$A_3 = 0,196; \quad A_4 = 0,925; \quad \dots \quad A_n \rightarrow 0;$$

vyšší složky jsou zanedbatelné.

Protože nás zajímá výsledný výkon pře-
nášeného spektra, vycházíme při jeho výpoč-
tu přímo z uvedených údajů. Pořadové
číslo složky, která ještě bude přenesena při
příslušné šířce pásma kmitočtů, je dáno

$$\text{vztahem } n = \frac{B}{2f_m} \quad \text{Pro přenos uvedených}$$

čtyř složek bude potřebná šířka pásma
 $B = 2f_m n = 2 \cdot 53,4 = 424 \text{ kHz}$, což je po-
měrně značná šířka pásma. Celkový výkon
tohoto čárového spektra modulačního signá-
lu, který je přenesen takto širokou propustí
bude dán součtem výkonů nosného kmitočtu
s výkonem spekter pravé i levé strany od
nosného kmitočtu, tedy:

$$P = \frac{U_0^2}{R} + 2 \frac{U_1^2}{R} + 2 \frac{U_2^2}{R} + 2 \frac{U_3^2}{R} + 2 \frac{U_4^2}{R}$$

a vyjádřeno v procentech celkového výkonu
modulovaného signálu pro $x = 1$ je:

$$P = P_0 + 2P_1 + 2P_2 + 2P_3 + 2P_4$$

a číselně pro $R = 1$:

$$P = 7,651^2 + 2 \cdot 4,401^2 + 2 \cdot 1,149^2 +$$

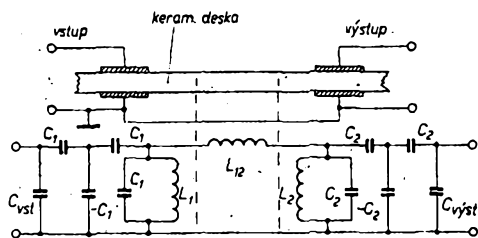
$$+ 2 \cdot 0,196^2 + 2 = 0,025^2 = 99,99 \%$$

Zanedbáme-li přenos výkonů poslední
složky čárového spektra ($2P_4$), bude celý
přenesený výkon 99,98 %, čili o zanedbatel-
nou část menší, ale šířka propouštěného
pásma potřebná pro přenos takto žádaného
spektra bude $B = 2 \cdot 53 \cdot 3 = 318 \text{ kHz}$. Při
zanedbání další složky se výkon zmenší na
99,92 % a šířka pásma se zúží na
 $B = 212 \text{ kHz}$. Při zúžení pásma na 212 kHz
nebude tedy ještě přenos výkonů výrazně
menší a dynamika reprodukce zůstane prak-
tický zachována.

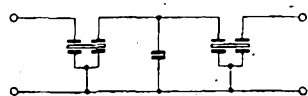
Soustředění veškeré selektivity na vstup
mf zesilovače má také výhodu z hlediska
potlačení vzniku parazitní modulace. Klasic-
ké mf zesilovače s laděnými pásmovými
propustmi v jednotlivých stupních mají tu
nevýhodu, že při silnějším signálu nežádoucí-
ho vysíláče (případně rušení) se část vř
energie dostane ze směšovače do prvních
zesilovacích obvodů mf zesilovače. Zde, vli-
vem nelineární zesilovací charakteristiky
tranzistoru, vzniká křížová modulace směšo-
váním žádaného signálu s těmito nežádoucí-
mi směšovacími produkty (které není možno
dokonale potlačit jednou pásmovou propustí
na vstupu mf zesilovače). Pak se i při několi-
kaobvodovém mf zesilovači s méně ostře
laděnými pásmovými propustmi objeví tyto
nežádoucí signály na vstupu přijímače
a projeví se jako akustické rušení či výrazněj-
ší šum. Tento nedostatek laděných obvodů
v jednotlivých stupních lze výhodně odstranit
soustředěním selektivity na vstup do zesilo-
vače a tak ostře ohraničit kmitočtové pásmo
propouštěného signálu.

Selektivní obvody soustředěné na vstupu
do mf zesilovače však musí plnit řadu mnoh-

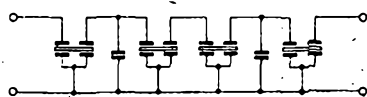




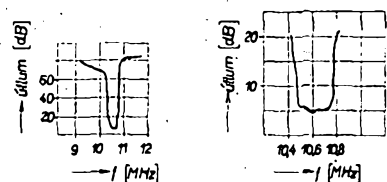
Obr. 43. Schematický řez jednoduchým monolitickým piezoelektrickým filtrem a jeho náhradní schéma



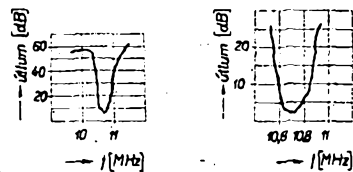
Obr. 44. Kaskádní spojení dvou základních článků filtru



Obr. 45. Spojení dvou kaskádních filtrů



Obr. 46. Závislost útlumu na kmitočtu u jednoduchého filtru SFC 10,7MA



Obr. 47. Závislost útlumu na kmitočtu u filtrů CFP 10,7MA

dy protichůdných funkcí. Tak je např. třeba, aby:

- při dostatečné šířce pásma byla strmost boků rezonanční křivky propustnosti totožná s průběhem křivky klasického zesilovače se třemi pásmovými propustmi;
- útlum propusti musí být tak malý, aby nebyl výrazně zeslaben vstupní signál do té míry, při níž se projeví šum prvního zesilovačového obvodu mř zesilovače; tím by se totiž zhoršily šumové poměry na výstupu přijímače;
- fázová charakteristika propouštěného pásma kmitočtů musí být co nejméně zvlněná a skupinové zpoždění přenášených kmitočtů vzájemně mezi sebou musí být co nejmenší, to znamená, že kmitočty vyšší i nižší musí být přenášeny současně bez fázového zpoždění, aby se při stereofonním příjmu neprojevovaly přeslechy mezi kanály.

Konstrukční řešení soustředěné selektivity proto musí vycházet z těchto požadavků a navíc nesmí být selektivní propust příliš rozměrná a její nastavení musí být reprodukovatelné.

Výsledná křivka propustného pásma se při použití selektivních obvodů z klasických pás-

mových propustí LC, sestavených do obvodu soustředěné selektivity, získává složením obvodů podkriticky a nadkriticky vázaných tak, aby se průběhy obou druhů obvodů vzájemně kompenzovaly. Takto vázané obvody však není vždy vhodné používat pro přenos stereofonního signálu, neboť u fázové charakteristiky ke vzájemné kompenzaci průběhu nedochází, ale naopak fázové posuvy průběhu signálu v jednotlivých obvodech se sčítají a výsledné zpoždění fáze signálu v závislosti na přenášeném kmitočtu je značné. Kmitočty vyšší, které jsou více vzdáleny od nosného kmitočtu, mají průběh fáze oproti nižším kmitočtům (blíže nosného kmitočtu) posunutý.

Výhodnější je řešit soustředěnou selektivitu z jednoduchých podkriticky vázaných obvodů. Takto řešená selektivita má sice větší útlum a je třeba většího počtu laděných obvodů k dosažení žádaného průběhu, ale vzájemný fázový posuv mezi jednotlivými kmitočty celého přenášeného pásma je minimální.

Piezoelektrické filtry

Značná rozměrnost obvodů se soustředěnou selektivitou vedla k hledání nových obvodových prvků, které by nahradily rezonanční obvody LC a měly přitom obdobné, případně ještě lepší parametry. Tvrdé křemenné krystaly se ukázaly jako výhodné pouze u úzkopásmových propustí s šířkou propouštěného pásma nejvýše několik kHz. Výhoda těchto krystalových filtrů je v jejich velké kmitočtové stabilitě teplotní i dlouhodobé. Jako jedno z možných a výhodných řešení se ukázalo použití elektromagnetických filtrů, využívajících piezoelektrického jevu určitých materiálů (např. vinany).

Jedním z novějších a ve světě již značně rozšířených kmitočtových propustí jsou keramické monolitické piezoelektrické filtry. Tento filtr představuje ve své podstatě malou součástku s charakteristickými parametry, odpovídajícími parametřům obvodu se soustředěnou selektivitou, sestavenému z klasických obvodů LC. Základní stavební prvek piezoelektrických filtrů má čtvercovitý poduškovitý tvar (obdoba keramických kondenzátorů) a zabírá plochu menší než 0,5 cm², jeho tloušťka je menší než 1 mm. Od běžného keramického kondenzátoru se liší kromě popisu označení třemi vývody. Někteří výrobci (např. v NDR) jej dávají ještě do ochranného pouzdra, které je o málo větší než vlastní filtr a uvnitř jej upevňují zalitím pružnou hmotou.

U piezoelektrických rezonátorů (základní prvek filtru) plošně rozpínavé kmitající, se dosahuje ve srovnání s křemennými rezonátory mnohonásobně větší vzdálenosti rezonančního a antirezančního kmitočtu a mnohonásobně menší indukčnosti elektrického náhradního schématu rezonátoru. Obě tyto vlastnosti spolu s malými rozměry příznivě ovlivňují konstrukci zejména úzkopásmových filtrů, použitých na kmitočtech řádu MHz. U těchto rezonátorů je vzdálenost rezonančního a antirezančního kmitočtu až 2,5 %, rezonátory mají činitele jakosti Q až několik set. Omezujícím faktorem realizovatelné šířky propustného pásma je přitom zpravidla celková změna rezonanční

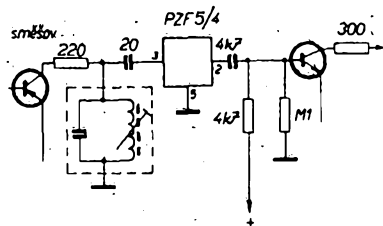
ho kmitočtu rezonátoru v rozsahu dovolených provozních teplot, která smí ovlivnit kmitočtovou útlumovou charakteristiku jen v jistých přípustných mezích. Pro filtry s velmi úzkým propustným pásmem není proto použití těchto rezonátorů výhodné a je výhodnější použít rezonátory křemenné ve tvaru úzké tyčky, u nichž je změna rezonančního kmitočtu v závislosti na teplotě podstatně menší.

Potřebná elektrická struktura filtru je vytvořena řadou piezoelektrických rezonátorů, nanesených na jedné základní destičce z piezoelektrického materiálu. Podstata monolitického piezoelektrického keramického filtru tedy spočívá v možnosti vytvořit na jedné keramické destičce několik rezonátorů, které ve vybuzeném stavu ovlivňují své nejbližší okolí jen do té míry, aby se „mechanické“ vlnění vybuzené pod elektrodami nešířilo do okolního prostředí, obklopujícího rezonátor. Amplituda vlnění je závislá na poměru šířky elektrody ke tloušťce destičky a na hmotě elektrody. Princip soustředění energie kmitu spočívá ve vytvoření stojaté vlny a v exponenciálním utlumování charakteristických vln, šířících se z oblasti pokryté elektrodami do oblasti bez elektrod. Protože má oblast destičky pokryté elektrodami vlivem větší hmotnosti nižší rezonanční kmitočet než oblast nepokryté, je tento rozdíl rezonančních kmitočtů jedním z určujících parametrů i vlastností rezonátorů.

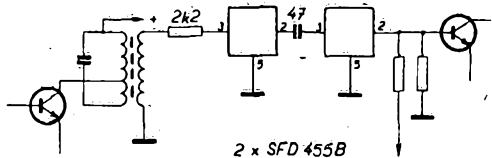
Na jedné keramické destičce jsou nanášeny dva rezonátory (obr. 43). Vstupní rezonátor mechanicky kmitající v rytmu kmitočtu přiváděného signálu předává část energie do destičky, jejíž rezonanční kmitočet je vyšší, než rezonanční kmitočet rezonátoru. Oba rezonátory (vstupní i výstupní) mají shodné vlastnosti; protože jsou na jedné podložce (keramická destička), vybudí energie unikající z prvního rezonátoru mechanickou rezonanci v okolí elektrod druhého rezonátoru. Jednoduchá dvourezonátorová soustava se potom chová jako pásmová propust a tvoří jeden základní kompaktní filtr.

Monolitické keramické filtry lze využívat zhruba do kmitočtů kolem 15 MHz. Pro vyšší kmitočty je totiž potřebná tloušťka destičky menší než 0,1 mm, což je při velké křehkosti keramiky velmi obtížné dosažitelné. Japonská firma MURATA vyrábí již několik let monolitické keramické filtry, určené pro mezifrekvenční zesilovače přijímačů FM a zvukových kanálů televizních přijímačů. Základní přenosový článek filtru, vyráběných touto firmou, je realizován na čtvercové piezoelektrické destičce o rozměrech 6 × 6 mm a tloušťce odpovídající požadovanému střednímu kmitočtu filtru. Vývody jsou připájeny na okrajích destičky v neaktivní oblasti a celá destička je zalita elasticou lakovou vrstvičkou, která vylučuje mechanické tlumení článku zalévací pryskyřicí, kterou je celá destička i s místy kolem vývodů zalita a tím chráněna proti vnějším nepříznivým vlivům.

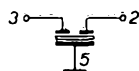
Firma Murata, která je jedním z největších výrobců těchto filtrů, vytváří spojením dvou či více základních článků kaskádní filtrační řetěz s výrazně zlepšenými parametry proti základnímu článku. Je to např. filtr SFC10,7MA, který je tvořen kaskádním spojením dvou základních článků kapacitní vazbou. Schematický náčrt je na obr. 44. Jiný filtr, CFP10,7MA je tvořen kaskádním spojením dvou filtrů SFC10,7MA, ale bez kapacitní vazby (obr. 45). Závislost útlumu na kmitočtu pro filtr SFC10,7MA je na obr. 46, na obr. 47 – tato závislost pro filtr CFP10,7MA za předpokladu dokonalého přizpůsobení vstupního i výstupního obvodu. U filtru CFP10,7MA jsou jednotlivé články zapojené do nosné spojové destičky očíslovány, případně barevně značeny. To svědčí o tom, že jednotlivé články jsou předem přeměřovány a vybírány. Výrobce totiž vy-



Obr. 48. Zapojení filtru PZF5/4 do obvodu mf zesilovače



a)



b)

rábí několik skupin základních, dvourezonátorových filtrů či filtrů kaskádně spojených s barevným rozlišením pro kmitočty v rozmezí od 10,2 MHz do 10,78 MHz.

Pro zapojení několika základních filtrů za sebou, tak jak to dělá výrobce, je třeba zajistit řadu shodných vlastností jednotlivých filtrů. Amatérské spojení několika (i třeba pouze dvou) těchto filtrů za sebou v mezifrekvenčním zesilovači pro příjem stereofonního signálu je naprosto nevhodné, neboť nejen že nelze vzájemně přesně impedance přizpůsobit filtry mezi sebou, ale také nelze zajistit, aby i u stejné barevné značených filtrů byl po jejich složení dostatečně lineární průběh fázové charakteristiky. Tímto spojením lze pouze dosáhnout dobrého kmitočtového průběhu útlumové charakteristiky, což ovšem pro kvalitní přenos stereofonního signálu nestačí. Částečně lze tento stav zlepšit zapojením zesilovačích stupňů mezi filtry tak, aby vstupy i výstupy filtrů byly dokonale přizpůsobeny k této práci však potřebujeme vhodné měřicí přístroje. V opačném případě se musíme spokojit s větší mírou přeslechů mezi kanály při stereofonním příjmu.

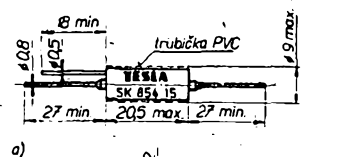
Piezokeramické filtry pro mf zesilovače AM

Tyto filtry jsou analogii výše popsaných filtrů a vyrábějí se nejčastěji jako dvourezonátorové filtry. V zahraničí je vyrábí několik firem a to v různém provedení. Např. firma STEMAG vyrábí filtr PZF5/4 v normalizovaném pouzdře TO-1 pro tranzistory a to pro kmitočty od 455 kHz do 473 kHz, firma Völkner vyrábí filtr SFD455B v krytu tvaru malého hranolku z plastické hmoty (se základnou 10 x 10 mm). Vhodná zapojení těchto filtrů do obvodů jsou na obr. 48 a 49.

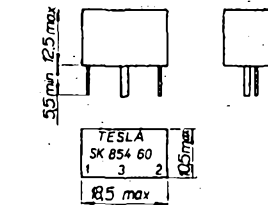
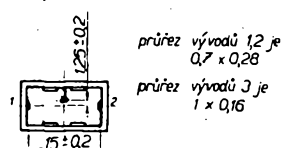
V ČSSR vyrábí TESLA Hradec Králové rovněž tyto filtry a to ve dvojím provedení pouzdra. Je to jednak provedení v kovovém válcovém krytu (jako elektrolytický kondenzátor) s označením SK 854 15 (obr. 50a) a jednak jako hranolek z plastické hmoty o rozměrech základny 10 x 18 mm a výšce 11 mm, se třemi vývody s označením SK 854 60 (obr. 50b). Výrobce udává parametry obou filtrů jsou v tab. 3. Vhodná zapojení do obvodů přijímačů jsou uvedena dále. Při použití těchto filtrů je třeba dodržet doporučený paralelní vstupní a výstupní za-

těžovací odpor, případně jej zapojit tak, jak je v dalších návodech uvedeno. Je tomu tak proto, aby filtr měl v zapojení jmenovitý útlum, případně aby nezakmitával a nevytvářel tak sérii úzkých, těsně vedle sebe ležících propustných pásem, které by se projevíly zkreslením signálu především u slabších stanic. Pokud není filtr správně zatlučen, rozšíří se velmi značně vlivem zakmitávání šířka přenášeného pásma směrem k vyšším kmitočtům (až do 600 kHz). Při správném tlumení a zapojení do obvodu nepropustí filtr v kmitočtové blízkém i vzdálenějším okolí ani velmi silné signály;

Obr. 49. Zapojení dvojice filtrů SFD455B do obvodu mf zesilovače (a) a označení vývodů filtru (b)



a)



b)

Obr. 50. Mf filtr 465 kHz TESLA SK 854 15 (a) a SK 854 60 (b)

pouze v okolí kmitočtu 2 MHz a 8 MHz propouští signály s jmenovitou šířkou pásma, ale s útlumem větším než 50 dB, což v tomto případě není prakticky na závadu.

Soustředěná selektivita pro pásmo 10,7 MHz

Na výsledné zesílení v zesilovači s laděnými pásmovými propustmi LC má výrazný

vity sestaven z podkriticky a nadkriticky vázaných propustí, lze u nich nastavit optimální průběhy útlumové charakteristiky, ale fázová charakteristika je značně deformovaná.

Velmi dobrý průběh fázové charakteristiky a tím i dostatečně rovný průběh skupinového zpoždění v celém pásmu přenášených kmitočtů lze zajistit soustředěním selektivních obvodů sestavených z jednotlivých rezonančních obvodů do jednoho místa a vázat je

Tab. 3. Základní parametry některých keramických monolitických piezoelektrických filtrů

Výrobce	MURATA	MURATA	TESLA	TESLA
Typ = označení filtru	SFC 10,7MA	ČFP 10,7MA	SK 854 15	SK 854 60
Jmenovitý kmitočet	10,7 MHz	10,7 MHz	465 kHz	465 kHz
Tolerance jmen. kmitočtu	±35 kHz	±30 kHz	±1,5 kHz	±1,5 kHz
Šířka propust. pásma				
pro pokles 3 dB	250 ± 50 kHz	240 kHz min.	6,4 až 10 kHz	7 až 9 kHz
6 dB		400 kHz max.		
20 dB	650 kHz max.		13 kHz max.	18 kHz max.
36 dB		750 kHz max.		
50 dB		50 dB min.	40 dB min.	38 dB min.
Potlač. mimo pásmo		10 dB	4 dB	4 dB
Vložný útlum max.	9 dB			
Vstup. a výstup. imped.				
impedance (Ω)	330	330	1,5 k ± 5 %	1 k ± 2 %
Zvlnění v propust. pásmu		3 dB	3 dB	2 dB
Rozsah provoz. teplot	-20 až +80 °C	-20 až +80 °C	-10 až +10 až +40 °C	-10 až +55 °C

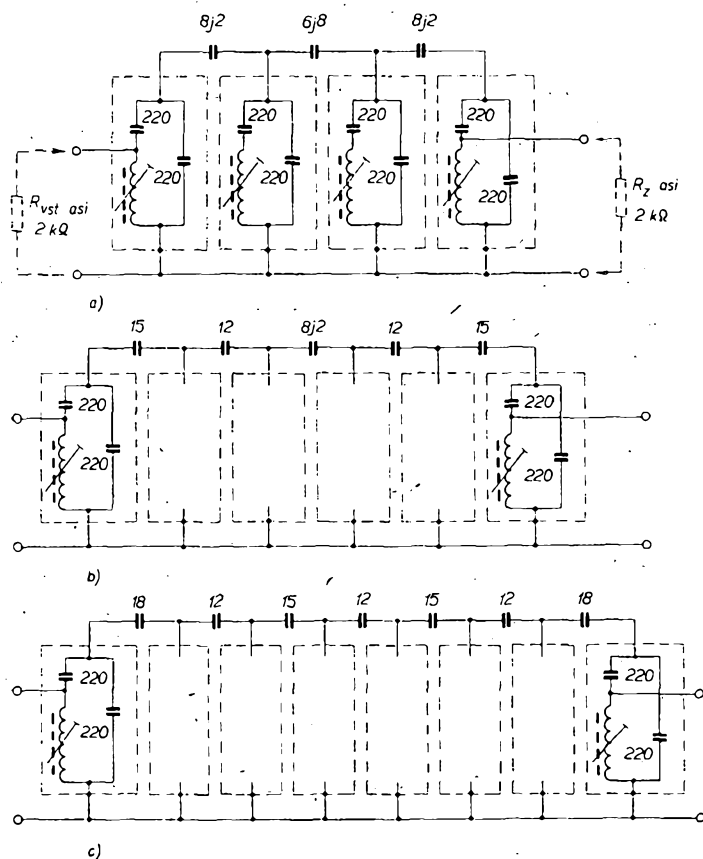
Filtry jsou určeny pro tranzistorové přijímače s napájecím napětím do 50 V.

vliv šířka propouštěného pásma kmitočtů. Útlum složený paralelně zapojeným obvodem LC do zesilovač cesty signálu je tím větší, čím užší pásmo kmitočtů má být přenášeno. U širokopásmového zesilovače je možno dosáhnout většího zisku s daným počtem zesilovačích prvků, ale vzniká nebezpečí průniku nežádoucích signálů a jejich zesílení. Úzkopásmově laděný zesilovač potlačuje nežádoucí kmitočty mnohem výrazněji, avšak zisk na rezonančním kmitočtu je menší.

Kromě útlumu signálu má laděná pásmová propust schopnost deformovat při špatném nastavení fázovou charakteristiku propouštěného signálu. Nejmenší deformace fázového průběhu signálu vznikají při podkriticky vázaných obvodech. Protože však při této vazbě mezi obvody je útlum signálu výraznější, je třeba nastavit vazbu pouze mírně podkriticky. Je-li obvod soustředěné selekti-

mezi sebou „malou“ kapacitní vazbou. Šířka propouštěného pásma kmitočtů je pak dána počtem jednotlivých rezonančních obvodů zapojených za sebou. S počtem zapojených obvodů se zužuje šířka přenášeného pásma kmitočtů a boky křivky propustnosti jsou strmější; útlum propustí se však výrazně zvětšuje.

Na obr. 51a, b, c, je zapojení čtyř, šesti a osmiobvodové selektivní propusti. Optimální počet je šest, případně osm obvodů, zapojených za sebou. Šířku propouštěného pásma pro pokles o 3 dB je u šestiobvodové a víceobvodové oblasti možno nastavit na 180 kHz i méně, což se příznivě projeví při příjmu slabších signálů. Při příjmu stereofon-



Obr. 51. Skutečné zapojení filtru soustředěné selektivity s rovnoměrným skupinovým zpožděním; čtyřobvodový filtr (a), šestiobvodový filtr (b), osmiobvodový filtr (c)

niho signálu, kdy musí být signál na vstupu přijímače podstatně větší, sniží se vrchol křivky propustnosti a stane se plošší, avšak průběh skupinového zpoždění se nezmění – to je podstatný rozdíl mezi soustředěnou selektivitou konstruovanou se sérioparalelním řazením podkriticky a nadkriticky vázaných obvodů, u které se sice také větším signálem vrchol křivky rozšíří a je plošší, ale změna se nepříznivě průběh skupinového zpoždění, tj. různé kmitočty jsou přenášeny s různým fázovým posuvem. To má přirozeně značně nepříznivý vliv na vzrůst přeslechů mezi pravým a levým kanálem při stereofonní reprodukci. Soustředěná selektivní propust sestavená z jednoduchých rezonančních obvodů má sice větší útlum, ale tento nedostatek je bohatě vyvážen vyšší přenosovou kvalitou a jednoduchostí konstrukce i nastavení. Všechny obvody se totiž ladí pouze na největší výkonový signál.

K dosažení co největší strmosti boků křivky propustnosti musí mít obvody velkou jakost Q . Potřebné šířky propouštěného pásma pro pokles 3 dB se pak dosáhne vhodně zvolenými kapacitami vazebních kondenzátorů mezi jednotlivými rezonančními obvody. Z toho důvodu by bylo vhodné řešit cívky rozměrově větší a vazbu mezi obvody co nejmenší, to je však z prostorových důvodů neúnosné. Je proto zvoleno určité kompromisní řešení.

Celá selektivní propust je složena ze samostatných, stejným způsobem zhotovených obvodových celků. Každý obvod je sestaven z cívky a dvou kondenzátorů, uzavřených do krytu kostičky cívky. Jednotlivé obvody jsou vně krytu propojeny mezi sebou vazebními kondenzátory a zemním vodičem. Protože

vazební kondenzátory mají podle výpočtu vazby velmi malou kapacitu, čímž by se neúnosně zvětšoval útlum propusti, jsou cívky vzájemně vázány kapacitním děličem 1 : 2. Vazební kondenzátory mezi rezonančními obvody pak mohou mít čtyřnásobnou kapacitu. Tato vazba však vyžaduje, aby všechny kondenzátory byly co nejjakostnější, nejlépe styroflexové. Keramické zhoršují jakost obvodů a tím zmenšují strmost boků křivky propustnosti.

Cívky jsou navinuty na kostičkách o průměru 5 mm s jemným vnitřním závitem M4, délka kostiček je 30 mm. Uvnitř je zašroubováno feritové jádro M4. Začátek cívky na kostičce je zhruba 10 mm od jejího horního okraje. Vlastní vinutí má co nejkratší vývody a je z drátu o průměru 0,4 mm $\pm 0,05$ mm, má 18 závitů navinutých těsně vedle sebe. Vedle vinutí ve stínicím krytu jsou umístěny i oba kondenzátory rezonančního obvodu. Stínicí kryt má rozměry 14 x 14 mm a lze použít buď výprojevní hliníkové kryty i s kostičkami nebo podle zvoleného počtu obvodů udělat příhradovou krabici z mosazného či železného pocínovaného plechu. Vinutí cívek na kostičkách zajistíme proti odvinutí zakápnutím nebo ovinutím niti. Všechny přívody včetně vývodů vnějších vazebních kondenzátorů musí být co nejkratší.

K volbě kapacit kondenzátorů rezonančního obvodu a způsobu jejich zapojení jako kapacitní děliče je třeba říci, že čím menší je výsledná paralelní kapacita rezonančního obvodu (včetně mezizávitových kapacit cívek), tím je útlum obvodu menší, avšak pro dobrou filtraci rušivých kmitočtů vzniklých při směšování je třeba použít kondenzátory co největší kapacity. Sérioparalelní zapojení každého rezonančního obvodu tak, jak je použito v této selektivní propusti, dost podstatně splňuje oba protichůdné požadavky, neboť dvojnásobná kapacita kondenzátoru rezonančního obvodu mezi vstupem v signálu do obvodu a zemí (mimo vstupní obvod) představuje zkrat i pro poměrně nízké kmitočty a naopak výsledná kapacita sériového zapojení obou rezonančních kapacit není natolik velká, aby výrazněji zvětšovala útlum propusti. Tato selektivní propust je proto velmi výhodná pro stereofonní přijímač.

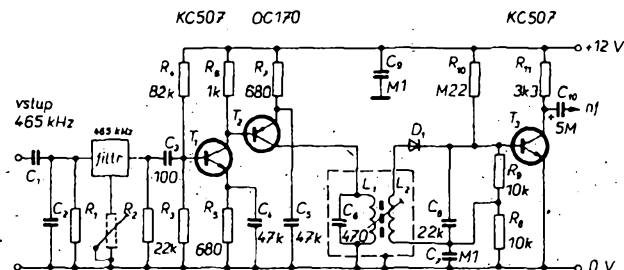
Čtyřobvodovou propust je výhodně použít u přijímačů určených pro místní příjem, které mají ve vf a mf zesilovači menší zisk. Šesti a osmiobvodová propust je určena pro přijímače s velkým ziskem s možností i kvalitního, dálkového příjmu stereofonního signálu.

Mezifrekvenční zesilovač 465 kHz

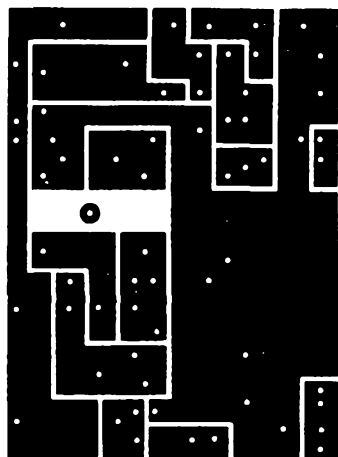
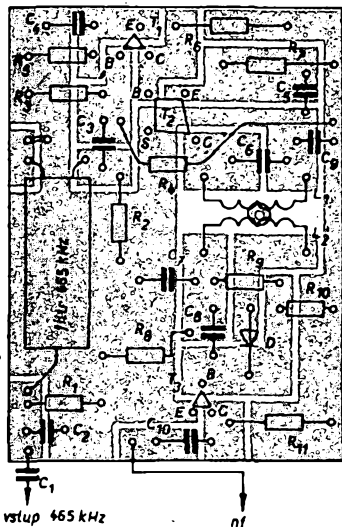
U přijímačů, určených k příjmu amplitudově i kmitočtově modulovaných signálů, sestavených z diskretních součástek a obvodů LC s vinutými cívkami se využívá tranzistorů jako zesilovačů přepínaných buď pro obvody AM nebo pro obvody FM. Použije-li se k zesílení signálu integrovaný zesilovač, případně jako selektivní propust filtr se soustředěnou selektivitou jako jeden obvodový prvek, je třeba, především z hlediska nutného rozdílového zesílení pro AM a FM signály, použít dva samostatně pracující vysokofrekvenční zesilovače a demodulační obvody.

Zapojení jednoduchého mezifrekvenčního zesilovače pro amplitudově modulovaný signál je na obr. 52 a deska s plošnými spoji i s jednostupňovým nízkofrekvenčním zesilovačem na obr. 53. Mezifrekvenční signál přichází ze směšovače na kapacitní děliči z kondenzátorů C_1 a C_2 , který společně s odporem R_1 zajišťuje impedanční přizpůsobení vstupu směšovače a vstupu filtru. Kondenzátor C_2 přitom účinně omezuje průnik nežádoucích směšovačích produktů vyšších kmitočtů na vstup filtru. Odpor R_2 společně se vstupní impedancí zesilovače – tranzistoru T_1 – přizpůsobuje výstup filtru k zesilovači.

Použité piezokeramické filtry TESLA buď SK 854 15 nebo SK 854 65 (z nichž každý má jiný vstupní a výstupní odpor, viz tab. 3) vyžadují velmi přesné impedanční přizpůsobení vstupní i výstupní obvod. Pokud tomu tak není, zvětší se útlum filtru a změní se propouštěné pásmo. Pro přesné přizpůsobení by bylo vhodné zařadit paralelně ke vstupnímu i výstupnímu obvodu proměnný odpor a ten nastavit přesně podle osciloskopu na správný průběh křivky propustnosti a tím také na maximální přenos signálu s neoptimálnějším potlačením postranních pásem. Nelze-li tyto proměnné odpory zapojit, lze dosáhnout dostatečně dobrého přizpůsobení tak, že vstupní i výstupní odpor se použije podle



Obr. 52. Schéma mf zesilovače 465 kHz



br. 53. Deska s plošnými spoji M202 mf zesilovače

doporučení výrobce a zemnici vývod filtru se uzemní přes odporový trimr 470 Ω . Tento trimr se nastaví na maximální přenos signálu. Po nastavení jak v prvním, tak i v druhém případě. Lze trimr po změně nahradit pevným odporem. Mimo toto zapojení lze u obvodů, u kterých nelze dostatečně přesně definovat vstupní a výstupní odpor, dosáhnout dobrých přenosových vlastností tak, že se zemnici pól filtru zapojí přes proměnný odpor 2,2 k Ω na zem. Změnou polohy běžce trimru se nastaví optimální přenos filtru podle kvality a intenzity výstupního signálu. Průběh křivky propustnosti tlumeného a netlumeného filtru je na obr. 54.

Po zesílení v tranzistorech T_1 a T_2 se mezifrekvenční, amplitudově modulovaný signál přivádí do laděného demodulačního obvodu. Primární a sekundární vinutí vf transformátoru demodulačního obvodu je navinuto na jedné kostičce o průměru 5 mm. Cívky jsou navinuty buď křížově nebo alespoň divoce mezi dvě čela. Vinutí cívky L_1 je široké 5 mm a má 200 závitů drátu o průměru 0,1 až 0,15 mm, vinutí L_2 je ve vzdálenosti 3 mm od L_1 , je široké 3 mm a má 50 závitů téhož drátu. Schematický náčrt cívky je na obr. 55. Tento vf transformátor je vhodné umístit do stínícího krytu, aby se do něho nemohly indukovat rušivé signály. Výstup signálu ze sekundárního vinutí je veden na detekční diodu a odtud na nf zesilovací stupeň s tranzistorem T_2 .

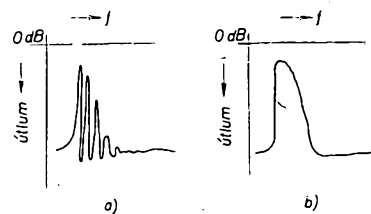
Z hlediska filtrace nežádoucích směšovacíků produktů je zapojení piezokeramického filtru přímo za směšovač málo vhodné. Výraznější selektivity i výraznějšího potlačení rušivých signálů lze dosáhnout zapojením

laděného obvodu LC mezi směšovač a první stupeň mf zesilovače, a teprve za tento zesilovací stupeň zapojit piezokeramický filtr. Laděný obvod může být řešen buď jako pásmová propust, nebo jako jednoduchý laděný obvod. Jednoduchý laděný obvod lze na bázi tranzistoru navázat buď autotransformatorem podle obr. 56, s odbočkou na pátém závitě od zemního konce vinutí cívky L_1 , provedené podle obr. 55 a popsané výše, nebo transformátorovou vazbou se sériovým obvodem L_2 a C_2 podle obr. 57a. Transformátorovou vazbu lze také řešit zapojením obvodu na malé impedanci podle obr. 57b. Tyto mf transformátory jsou zhotoveny obdobným způsobem jako mf transformátor na obr. 55.

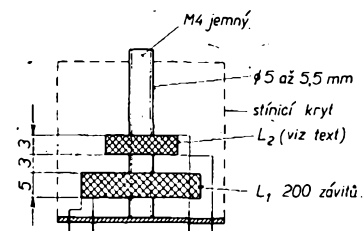
Mezifrekvenční zesilovač se značným ziskem, u něhož se velké selektivity dosahuje rovněž zapojením s piezokeramickým filtrem TESLA, je na obr. 58. Vstupní mezifrekvenční signál z kolektoru směšovacího tranzistoru je veden nejprve na mf transformátor z obr. 57b, který jednak omezuje průnik nežádoucích signálů ze směšovače a jednak vytváří laděný, impedance přizpůsobovací člen mezi výstupem směšovače a vstupem do mf zesilovače.

Výstupní signál z mf transformátoru je veden na tranzistorový zesilovač T_1 a odtud přes piezokeramický filtr TESLA – pro jehož zapojení platí stejné podmínky jako u předchozího zapojení mf zesilovače – na vstup integrovaného obvodu MAA125. Zesílený signál mezifrekvenčního kmitočtu je demodulován diodou D_1 . Za touto diodou je zapojen obvod AVC z diod D_1 a D_2 , odporů R_{15} a R_9 a kondenzátoru C_7 .

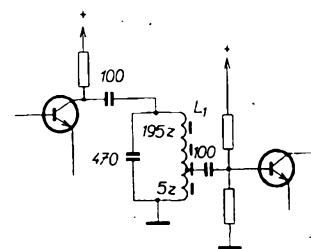
Při příjmu silného signálu se za detektorem objeví usměrněná složka vř. napětí, z níž se získává přes diodu D_2 záporné napětí pro vstup IO. Následkem změny pracovního bodu se otevře dioda D_1 , čímž se přes



Obr. 54. Průběh křivky propustnosti u filtru TESLA; netlumený filtr (a) a tlumený, správně přizpůsobený filtr (b)

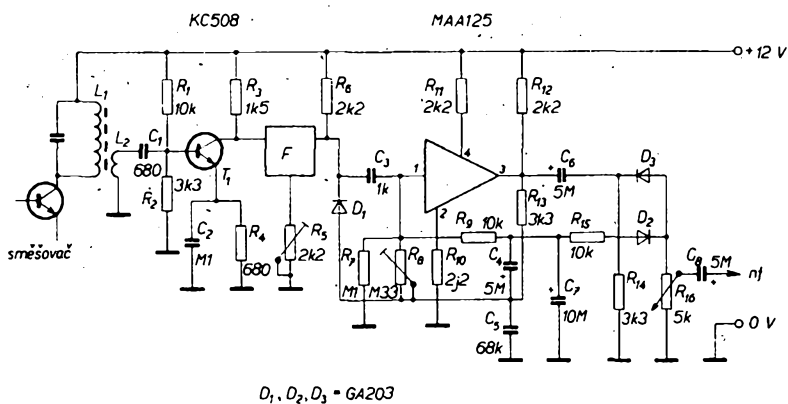
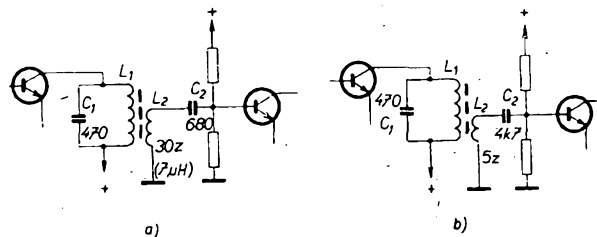


Obr. 55. Konstrukce cívky mf zesilovače



Obr. 56. Vazba na vstup mf zesilovače přes odbočku vinutí

Obr. 57. Vazba sériovým obvodem LC (L_2 , C_2) (a) a vazba na malé impedanci (b)



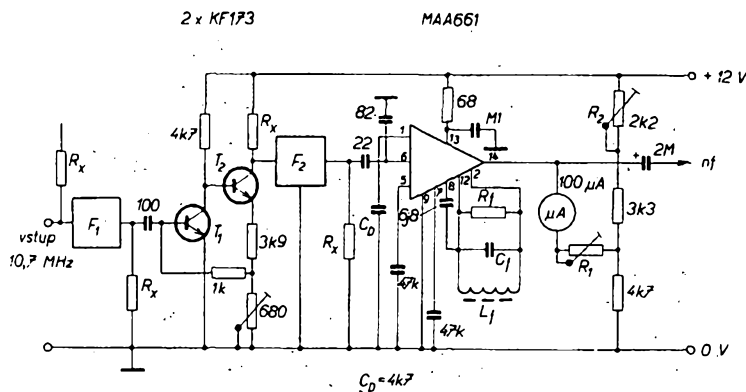
$D_1, D_2, D_3 = \text{GA203}$

Obr. 58. Mf zesilovač 465 kHz s IO

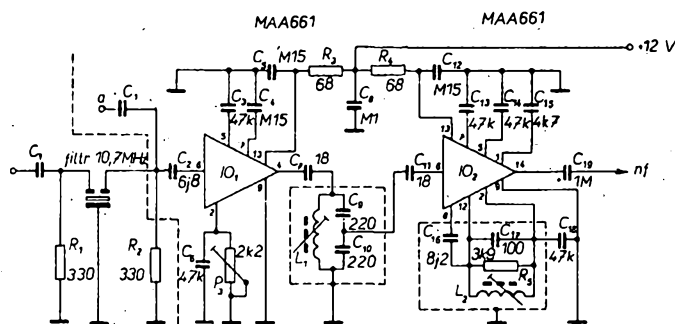
kondenzátor C_2 blokuje část vstupního signálu přicházejícího přes C_1 na vstup IO a nedochází tak uvnitř IO k limitaci signálu. Tato limitace by se jinak projevila výrazným zmenšením hlasitosti při správném vyladění stanice a zkreslením reprodukce. Při příjmu slabých stanic je dioda D_1 uzavřena a k limitaci signálu a jeho zkreslení nedochází. Diody D_1 a D_2 jsou libovolné křemíkové diody, splňující podmínku pro závěrné napětí U_R větší nebo rovné 3 V a pro propustné napětí U_F rovné 0,52 až 0,65 V.

Mezifrekvenční zesilovače 10,7 MHz

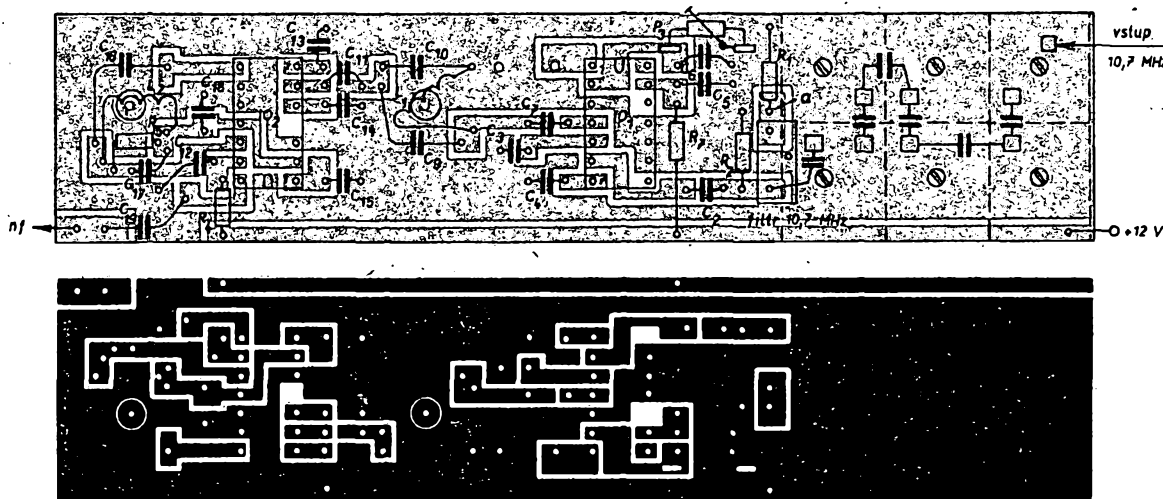
Má-li mezifrekvenční zesilovač kvalitně zpracovat i slabý vstupní signál a dobře ho amplitudově omezit, musí být jeho zisk nejméně 80 dB. Přitom nelze opomenout, že pásmové filtry omezující činnost širokopásm-



Obr. 59. Mf zesilovač 10,7 MHz s IO



Obr. 60. Mf zesilovač 10,7 MHz se dvěma IO



Obr. 61. Deska s plošnými spoji M203 mf zesilovače z obr. 60

mového zesilovače na dané kmitočtové pásmo závadějí do přenosové cesty signálu určitý, nikoli zanedbatelný útlum. Tento útlum může být podle použitých filtrů, zvolené šířky propouštěného pásma kmitočtů a strmosti boků křivky propustnosti několik jednotek až desítek dB. Je proto nanejvýš výhodné, má-li zesilovač napěťový zisk vzhledem k útlumu filtru (filtrů) o 20 až 40 dB větší, aby mohl být plně kompenzován vložený útlum pasívními obvody a demodulátorem.

Použije-li se jako selektivní člen obvod soustředěné selektivity, může být útlum velmi velký a pak mohou na vstup integrovaného širokopásmového zesilovače s velkým zesilením pronikat z okolí parazitní signály, které zesilovač zesílí. Proto se u některých velmi kvalitních mf zesilovačů v pásmu 10,7 MHz zapojujících s IO používají dva

samostatné selektivní obvody. Mezi selektivními obvody je ještě jeden zesilovač buď s tranzistorem, nebo rovněž s IO, zapojený tak, aby celkový zisk odpovídal potřebě. Tímto rozdělením soustředěné selektivity, ať již realizované seskupením obvodů LC, či piezokeramickými filtry lze dosáhnout lepšího impedančního přizpůsobení i vhodného průběhu fázové charakteristiky.

Na obr. 59 je schéma zapojení mf zesilovače 10,7 MHz, u něhož mohou být jako filtry F_1 a F_2 použity buď dva čtyřobvodové filtry soustředěné selektivity z obr. 51 nebo dva dvourezonátorové piezokeramické filtry.

Signál ze směšovače přichází přes filtr F_1 na dvoustupňový stejnosměrně vázaný vf zesilovač s tranzistorem T_1 a T_2 . Pracovní odpor R_1 v kolektoru T_2 působí zároveň jako tlumicí odpor připojeného mezifrekvenčního filtru. Hodnota všech čtyř odporů R_i je pro piezokeramický filtr podle tab. 3 330 Ω , pro čtyřobvodový filtr soustředěné selektivity 2,2 k Ω . Z výstupu filtru se mf signál přivádí na vstup integrovaného obvodu MAA661. Zapojení tohoto obvodu bude podrobněji

popsáno u dalšího zapojení mf zesilovače. Na bod 14 tohoto IO, z něhož je vyveden nízkofrekvenční signál, je připojeno také měřidlo pro indikaci úrovně vysokofrekvenčního přijímaného signálu. Vstupní vf signál se v tomto bodě objeví ve formě stejnosměrného napětí, odpovídajícího velikosti úrovně vstupního vf signálu. Trimrem R_2 se vykompenzuje klidové stejnosměrné napětí, které je v tomto bodě zhruba +6 V. Trimr R_2 se nastaví tak, aby v době nepřítomnosti vf signálu na vstupu mf zesilovače ukazoval mikroampérmetr nulovou výchylku. Trimrem R_1 se nastaví vhodný rozsah měřidla.

Mezifrekvenční zesilovač s velkým ziskem, u něhož lze dosáhnout takového zesílení, aby vstupní signál kolem 2 μ V byl již plně zalimitován, je na obr. 60. Deska s plošnými spoji a rozložení součástek jsou na obr. 61. V zesilovači je využito dvou IO MAA661, zapojených za sebou. Tři diferenciální stupně v jednom IO zajišťují na kmitočtu 10,7 MHz zesílení 54 až 60 dB. Vhodným zapojením dvou těchto integrovaných obvodů lze dosáhnout zesílení až 110 dB, což plně postačí křýt i ztráty v obvodech s velkou selektivitou tak, aby byla amplituda užitečného signálu omezoována již v oblasti úrovně šumového napětí na vstupu zesilovače.

Deska s plošnými spoji tohoto zesilovače je řešena tak, aby bylo možno zapojit zesilovač buď s obvody s cívkami, nebo s obvody v tuhé fázi – piezokeramickými filtry. Na vstupu je místo pro šestiobvodový filtr soustředěné selektivity z obr. 51b. Cívka L_1 rezonančního vazebního obvodu mezi oběma

IO je konstrukčně i počtem závitů shodná s cívkou L_2 ve fázovacím obvodu (popis viz dále). Na obr. 60 je zapojení kombinace keramického filtru a obvodu LC, na obr. 62 je detail zapojení keramického filtru jako náhrady za L_1 mezi oběma IO. Je-li použit na vstupu filtr soustředěné selektivity, zapojují se výstup z tohoto filtru do bodu A a odpor R_2 se změní na 2,2 k Ω . Jako vstupní selektivní filtr lze také použít tzv. feritovou pásmovou propust (podrobný popis byl uveden v AR B2/76), jejíž konstrukce je popsána u popisu přijímače na str. 36.

U prvního integrovaného obvodu je v tomto zapojení využit pouze třístupňový diferenciální zesilovač a vnitřní stabilizace napájení. Zisk se při uvádění mf zesilovače do provozu nastavuje odporovým trimrem P_3 . Tento trimr, vysokofrekvenčně blokovaný kondenzátorem C_6 , lze umístit i vně zesilovače a řídit jím dálkový zisk.

Při zapojování integrovaných obvodů je nutno dbát na to, aby bylo znemožněno přivést na polovodičovou podložku v IO (na substrátu) jiné napětí, než je předepsáno.

Obvykle to znamená, že nesmí být jako napájecí napětí přivedeno záporné napětí. Pokud bychom zaměnili polaritu napájecího napětí, dojde k průrazu této podložky, z tranzistorů se stanou diody a integrovaný obvod je zničen. Proto pozor na přepólování i případné otočení IO v objímce (je-li při zapojování použita).

Jedna užitečná rada: připojíme-li při uvádění do provozu k desce s plošnými spoji s IO (libovolné) napájecí napětí 1 V až 1,5 V (monočlánek) přes vhodný miliampérmetr, může téci obvodem celé destičky jen nepatrný proud. Teče-li proud značný (desítky mA), je vada v zapojení, buď je někde na destičce zkrat, nebo je přepólován IO. Při tomto malém napětí k průrazu polovodičové podložky obvykle ještě nedochází a IO je tak včas ochráněn před zničením. Může se také stát, že při předkreslování desky s plošnými spoji se omylem zhotoví zrcadlový obraz spojů a pak jsou přirozeně polovodičové prvky zapojeny obráceně. Na tuto záadu lze kromě důkladné kontroly přijít pouze uvedenou zkouškou nebo zničením IO při přímém připojení jmenovitého napájecího napětí.

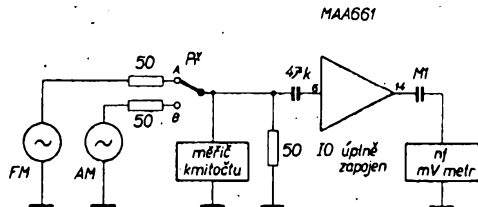
V zapojení mf zesilovače s dvojitým piezokeramickým filtrem podle obr. 62 lze kondenzátorem trimrem C_1 v malých mezích upravit fázovou charakteristiku zesilovaného signálu.

Druhý integrovaný obvod na obr. 60 je zapojen známým způsobem jako mf zesilovač kmitočtové modulovaného signálu s koincidenčním detektorem na výstupu. Fázový posuv signálu pro demodulaci obstarává fázovací obvod C_{16} , C_{17} a L_2 zatlučený odporem R_3 tak, aby demodulační obvod měl v lineární části demodulační charakteristiky sířku propouštěného pásma zhruba 300 kHz. Vinutí L_2 (stejně jako cívka vstupního obvodu L_1) má 35 závitů vinutých vedle sebe drátem o průměru 0,15 mm na cívkovém tělisku o průměru 5,5 mm (cívkové tělisko 6PA 260 06) s feritovým jádrem 504-650/N02. Použije-li se v tomto obvodu cívka L_2 o stejném průměru, ale s mosazným jádrem M4 a s vinutím o 40 závitech téhož drátu, je Q takto zhotovené cívky výrazně menší a tlumicí odpor R_3 může odpadnout, neboť obvod je malou jakostí cívky tlumen dostatečně.

Uvedení do provozu i nastavení obvodu nevyžaduje žádný zvláštní předpis. Nevlastníme-li vhodné přístroje, lze tento zesilovač nastavit ve vyhovující kvalitě tak, že všechny laděné obvody nastavíme na maximální přenos signálu, tj. na největší zesílení co nejslabšího signálu. Potlačení amplitudové modulovaných signálů lze bez přístrojů nastavit tak, že proměnným prvkem fázovacího obvodu (v tomto případě jádrem fázovací cívky L_2) nastavíme maximální hlasitost přijímaného signálu vyladěné slabší stanice (případně pouze s náhražkovou anténou) a v době, kdy je vysílacem vysílán pouze nosný kmitočet bez modulace, jemně doladíme obvod jádrem L_2 na minimální šum v reprodukci. Přijímaný signál musí být velmi slabý, nejlépe poněkud v šumu, aby se co nejméně uplatnila amplitudová modulace v IO. Při silnějším signálu je nastavení na maximum i následující minimum málo výrazné.

Máme-li k dispozici potřebné měřicí přístroje, můžeme změřit úroveň potlačení amplitudové modulovaných signálů podle zapojení na obr. 63. Přepínač P_1 dáme do polohy A. Generátor FM nastavíme na kmitočet

Obr. 63. Sestava přístrojů k měření potlačení AM



10,7 MHz s výstupním efektivním napětím 10 mV a s modulačním kmitočtem 1 kHz při zdvihu $\Delta f \pm 50$ kHz. Ladicím prvkem fázovacího obvodu nastavíme maximální úroveň výstupního nf signálu na milivoltmetru a změřenou úroveň si poznamenejme. Přepínač P_1 dáme do polohy B a generátor AM nastavíme na kmitočet 10,7 MHz s efektivním výstupním napětím 10 mV s modulací 1 kHz a s hloubkou modulace 30 %. Přesnost nastavení kmitočtu kontrolujeme digitálním měřicím kmitočtu. Není-li měřič k dispozici, proladíme jemně generátor AM tak, aby se na nf milivoltmetru objevila nejmenší výchylka mezi dvěma zvětšujícími se úrovněmi. Velikost potlačení signálu AM v dB je pak dána vzájemným poměrem obou efektivních výstupních napětí:

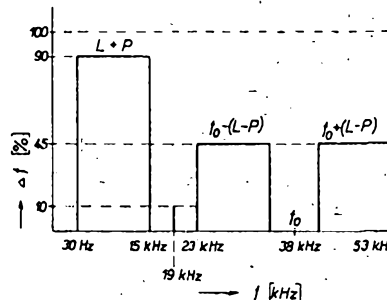
$$AMK = 20 \log \frac{U_{\text{nf FM}}}{U_{\text{nf AM}}}$$

Stereofonní dekodéry

Pro stavbu jakéhokoli přístroje či obvodu je nutné znát nejen jeho funkci, ale také charakter činnosti a požadavky na zpracovávanou informaci. Pro objasnění funkce stereofonního dekodéru proto nebude jistě na škodu, když si v kostce něco řekneme o tvorbě rozhlasového stereofonního signálu, požadavcích na jeho kvalitní přenos k posluchači a o vlastnostech obvodů, určených ke zpracování stereofonního signálu v přijímáči.

Evropská a s ní i československá norma pro vysílání stereofonního rozhlasu vychází ve své podstatě z americké normy FCC, na jejímž podkladě byl v první polovině roku 1961 zahájen oficiální provoz tohoto kvalitativně nového způsobu vysílání rozhlasových pořadů v USA. V některých západoevropských zemích to byl rok 1964; u nás se začalo s pokusným vysíláním rozhlasové stereofonie v roce 1966. Používaný systém přenosu stereofonní informace je systémem s pilotním kmitočtem a s úplně potlačenou pomocnou nosnou vlnou, která je původně potřebná při stereofonní modulaci k vytvoření postranních pásem zakódovaného stereofonního signálu. Stereofonní signál se vytvoří na vysílací straně ze signálů pravého a levého kanálu smíšením v tzv. maticovém obvodu. Vznikne součtový $(L + P)$ a rozdílový $(L - P)$ signál. Součtový signál, který obsahuje úplnou přenášenou kmitočtovou informaci celého nízkofrekvenčního spektra snímaného pořadu, je kromě své funkce v zakódovaném stereofonním signálu určen i pro kvalitní, plně hodnotný monofonní příjem.

Rozdílový signál je v kruhovém modulatoru vysíláče amplitudově modulován kmitočtem pomocné nosné 38 kHz. Vytvoří se dvě postranní pásma kolem tohoto kmitočtu a zároveň se potlačí pomocný nosný kmitočet. Oběma postranními pásmy rozdílového signálu a součtovým signálem se kmitočtové moduluje vlastní nosný kmitočet vysíláče. Potlačení signálu pomocného nosného kmitočtu 38 kHz není samoučelné. Důvod je nutno hledat na přijímací straně, i přesto, že by při jeho přenosu bylo dekodování stereofonní informace podstatně jednodušší. K dekodování stereofonní informace na přijímací straně je přítomnost signálu nosného kmitočtu 38 kHz synchronně vázaného s kmitočtem



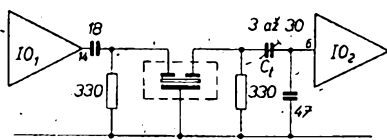
Obr. 64. Spektrum ZSS, zdvih 50 kHz pro OIR, 75 kHz pro CCIR

vysílaného signálu nutná, ale signál je vhodný pouze tehdy, neobsahuje-li parazitní signály. Z pohledu na spektrum úplného multiplexního stereofonního signálu (obr. 64) však neplyne vážný důvod k potlačení nosné 38 kHz. Skutečný praktický důvod si objasníme na příkladu: vysíláme-li rozdílový signál o kmitočtu 100 Hz, pak se na obou stranách pomocné nosné vytvoří postranní pásma s kmitočty 38 100 Hz a 37 900 Hz. Protože je třeba, aby byly důkladně potlačeny všechny parazitní signály nejméně desetkrát (20 dB, a to pro kvalitní dekodování není mnoho), musel by mít rezonanční obvod laděný na signál tohoto nosného kmitočtu potřebný činitel jakosti zhruba 2000. Přesně jej lze vypočítat ze vztahu

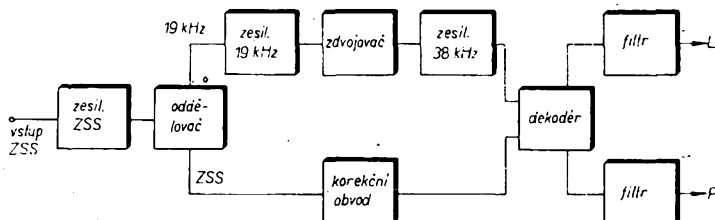
$$Q = \frac{f_0}{f_1 - f_2} \sqrt{a^2 - 1}$$

kde f_0 je kmitočet nosné 38 kHz,
 $f_1 = 38\,100$ Hz,
 $f_2 = 37\,900$ Hz,
 a je útlum (10).

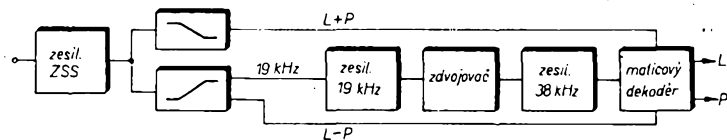
Na kmitočtu 50 Hz se blíží jakost Q 4000, a to za předpokladu, že amplituda nosné a signálů postranních kmitočtů by byla shodná. Pokud by z energetického hlediska byla amplituda signálu nosného kmitočtu zmenšena, byla by požadovaná jakost obvodu ještě mnohem větší. Realizovat selektivní kmitočtovou propust s tímto činitelem jakosti by bylo přinejmenším velmi obtížné. Při použití laděného obvodu s běžným Q by na výstupu pouze signál kmitočtu 38 kHz, ale signál s měnící se amplitudou s proměnlivou amplitudou, který by znehodnotil stereofonní informaci. Protože je však pro dekodování pomocného nosného kmitočtu nezbytný, je vysílán i signál pilotního kmitočtu 19 kHz, jenž je subharmonickým kmitočtem nosného kmitočtu. Aby byla zaručena fázová věrnost signálu pilotního kmitočtu se signálem o kmitočtu nosné 38 kHz, která je, jak uvidíme dále, bezpodmínečně nutná pro kvalitní reprodukci stereofonní informace, je na straně vysílací nejprve generován signál o kmitočtu 19 kHz, který je dále vysílán a z něj je teprve zdvojením vyroben signál pomocného nosného kmitočtu 38 kHz. Fázová shoda signálů je tak plně zajištěna.



Obr. 62. Úprava mf zesilovače z obr. 60



Obr. 65. Blokové schéma stereofonního dekodéru



Obr. 66. Dekodér s časovým přepínáním

Postranní pásmo celého zakódovaného stereofonního signálu (dále ZSS) přenášené vysílačem pak vypadá tak, že od signálu nosného kmitočtu vysílače (který lze považovat za nulový kmitočet pro dané přenášené pásmo až do kmitočtu 15 kHz) je přenášena součtová složka úplného stereofonního signálu, na 19 kHz je vysílán signál pilotního kmitočtu, jehož amplituda je zmenšena na 10 % zdvihu a na kmitočtech 23 kHz až 53 kHz jsou vysílána obě postranní pásma signálu rozdílového. Signál pilotního kmitočtu má v tomto případě kolem sebe pásmo ± 4 kHz, bez modulace. Potřebná jakost rezonančního obvodu ve stereofonním kodéru tak vychází až o dva řády menší, lze ji tedy realizovat mnohem snadněji. Jednou ze základních vlastností ZSS je, že akustické signály levého kanálu leží v kladných půlvlnách ZSS a signály pravého kanálu v záporných půlvlnách ZSS.

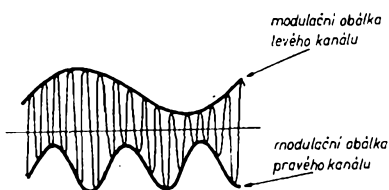
Požadovaná fázová věrnost mezi součtovým a rozdílovým signálem je nutná hlavně proto, že zhoršením fázových poměrů při přenosu, které se projeví vzájemným prolínáním kladných a záporných půlvln při dalším zpracování ZSS, vzniknou na přijímací straně přeslechy mezi kanály, které zmenšují na přijímací straně rozdíl mezi pravým a levým kanálem a zhoršují stereofonní jev. Velmi značné rozfázování pak může mít za následek i ztrátu stereofonního jevu, neboť se vyrovnávají signály v amplitudě těchto signálů, který přichází zleva i zprava původně v různé intenzitě a signál se objeví uprostřed mezi reproduktory. Fázová věrnost je v podstatě zachována jen tehdy, je-li zachována fázová věrnost mezi původním signálem nosného kmitočtu a signálem o kmitočtu obnovené nosné, který je v přijímací obnoven ze signálu pilotního kmitočtu bez parazitních zánějů.

Je tedy zachování fázové věrnosti přenášeného signálu dominantní pro celý přenosový řetězec od modulatoru vysílače až po reproduktorovou soustavu na straně přijímací. Pro velmi kvalitní přenos stereofonní informace se uvažuje maximální odchylka $\pm 3^\circ$, vyhovující požadavky ještě splňuje fázová chyba 10° .

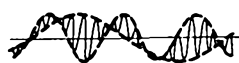
Důležitá je také shodnost amplitudové charakteristiky součtového kanálu s charakteristikou kanálu rozdílového. Při nestejném amplitudovém zesílení těchto kanálů by byla stereofonní informace rovněž zkreslena. Amplitudová věrnost by měla být dodržena při velmi kvalitním přenosu na $\pm 0,5$ dB. Úroveň přeslechů mezi kanály pro kvalitní stereofonní přenos by se neměla zmenšit pod

20 dB v celém přenášeném nízkofrekvenčním pásmu od 50 Hz do 15 kHz.

Po příjmu stereofonního signálu vysílače a jeho kvalitním zpracování v obvodu přijímače se na výstupu demodulátoru objeví kompletní ZSS. Ke zpracování – dekodování – ZSS, se v přijímací používá stereofonní dekodér. Jeho vstup je zapojen na nf výstup z demodulátoru a výstupy obou kanálů budi zesilovací a korekční obvody nf zesilovače. Stereofonní dekodér zasahuje svou funkcí přímo do přenosové cesty signálu. Jeho



Obr. 67. Superpozice ZSS a pomocné nosné



Obr. 68. Zakódovaný stereofonní signál s potlačenou nosnou

obvod má tak vedle žádoucího účinku i řadu účinků vedlejších, nežádoucích. Jsou to kromě již zmíněných přeslechů také harmonická zkreslení, zkreslení intermodulační a výskyt kombinací tónů, vzniklých nedostatečným potlačením signálu pomocného nosného kmitočtu, zbytky multiplexního signálu, zaviněné nesprávně řešenými obvody dekodéru či použitím nevhodných součástek. K zajištění správné funkce dekodéru je především nutno obnovit signál pomocné nosné 38 kHz. Tento signál se získává ze signálu pilotního kmitočtu buď jeho zdvojením, nebo synchronizací oscilátoru. Dekodér je tedy sestaven z obvodů obnovovače, obvodů pomocné nosné vlny, obvodů dekodovacích, zesilovacích, indikačních a filtračních.

Mf signál lze dekodovat v podstatě dvěma odlišnými způsoby. Jednak na základě oddělení součtové a rozdílové složky v maticovém dekodéru, jednak časovým přepínáním obou kanálů. Kromě těchto dvou způsobů lze použít ještě třetí, který je jejich obměnou. Při něm se signál dekoduje na základě demodulace obálky zakódovaného stereofonního signálu s přidáním pomocnou nosnou vlnou; jde o dekodér s polárním demodulátorem.

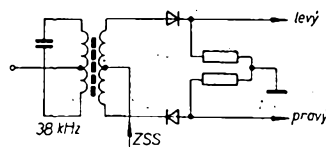
Maticový dekodér pracuje opačným způsobem, než jakým se ZSS vytváří ve vysílači,

tj. odděluje se v něm součtová a rozdílová složka. Jeho činnost je blokově zobrazena na obr. 65. ZSS se nejprve zesílí v zesilovači na vhodnou úroveň, potřebnou ke kvalitnímu zpracování. Kmitočtovými propustěmi se rozdělí na součtový signál, který představuje hlavní kanál, sloužící pro přenos monofonního signálu za nepřítomnosti signálu pilotního kmitočtu, na signál tvořený oběma postranními pásmy pomocné nosné vlny s namodulovaným rozdílovým kmitočtem a na signál pilotního kmitočtu, s jehož pomocí se vytvoří v obnovovači signál pomocné nosné 38 kHz. Pomocná nosná vytvoří společně se signálem obou postranních pásem běžný, amplitudově modulovaný signál se symetrickou modulační obálkou. Následuje demodulace jednoduchým nebo dvoucestným špičkovým detektorem. Demodulátorem získaný rozdílový signál se společně se součtovým signálem přivádí do maticového obvodu, v němž se sčítáním a odčítáním vytvoří signály levého a pravého kanálu. Demodulační obvod lze sestavit ze dvou diod opačně pólovaných. Bývá proto obvykle zapojen jako vyvážený kruhový demodulátor, nebo jako souměrný detektor v můstkovém zapojení. Výhodou souměrného vyvážení demodulátoru je, že nežádoucí signál pomocné nosné je již na výstupu dobře potlačen.

Dekodér s časovým přepínáním (obr. 66) je založen na rychlém „střídání“ obou kanálů. Předpokládáme, že signál obnoveného nosného kmitočtu, použitý pro přepínání obou kanálů (kladné půlvlny levého kanálu, záporné pravého), bude mít obdélníkový průběh. Čím bude šířka kladných a záporných přepínacích obdélníkových impulsů shodnější svou velikostí s polovinou jedné periody nosného kmitočtu, tím větší nebezpečí vzájemných přeslechů bude vznikat. Šířku kladného a záporného impulsu v intervalu jedné periody ovšem zase nelze libovolně zmenšovat. Z teorie pulsní modulace je známo, že k přenosu jakéhokoli střídavého signálu není třeba plynule přenášet jeho celý průběh, že stačí přenášet jen krátké „vzorky“ tohoto signálu, které je však nutno odebrat nejméně dvakrát za jednu periodu nejvyššího přenášeného kmitočtu. Šířka tohoto „vzorku“ reprezentujícího šířku daného impulsu však musí být dostatečná, aby efektivní hodnota výstupního signálu neměla malou úroveň. V praxi se proto volí šířka přepínacího impulsu kolem 50 % jedné periody kmitu.

Z obr. 67 vidíme, že modulační obálky ZSS jsou vytvořeny přímo signály levého a pravého stereofonního kanálu. Potlačí-li se signál základního nosného kmitočtu, obálky se budou protínat a maxima i minima signálu pomocného nosného kmitočtu pak leží střídavě uvnitř obálky, ohraničené levým a pravým kanálem (obr. 68). Jestliže takto zakódovaný stereofonní signál bude synchronně přepínán s kmitočtem 38 kHz, dostaneme na výstupech přepínače nízkofrekvenční signál pravého a levého kanálu. Tento nf kmitočet má však charakter impulsů s opakovacím kmitočtem 38 kHz. K získání správného průběhu signálu je nutno zařadit do obvodu vyhlazovací filtrační kondenzátory.

Celý dekodér tedy pracuje tak, že se nejprve v jeho vstupních obvodech oddělí signál pilotního kmitočtu 19 kHz, který se vede do obnovovače pomocné nosné. Signál s kmitočtem obnovené nosné vlny, který je ve



Obr. 69. Princip polárního demodulátoru

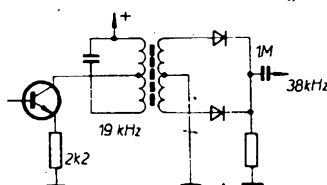
fázi s tímto signálem na vysílací straně, se přivede na elektronický přepínač, do kterého je současně přiveden ZSS. Jako přepínač lze použít dvojité diodový můstek, či kruhový nebo křížový demodulátor.

Dekodér s polárním demodulátorem využívá principu činnosti obou výše uvedených dekodérů a přitom je jeho zapojení jednodušší. U demodulátoru maticového se sčítáním a odčítáním signálů součtového a rozdílového kanálu vytváří pravý a levý kanál, u demodulátoru s časovým přepínáním (časový multiplex) se na výstup levého a pravého kanálu dostává vzorek obalové křivky pomocného nosného kmitočtu, který je nositelem informace v příslušném kanálu. Jestliže k zakódovanému stereofonnímu signálu přidáme ve fázi signál kmitočtu pomocné nosné vlny, rozestoupí se modulační obálka a získáme na jedné straně trvale kladný průběh této obálky, odpovídající průběhu nf signálu v levém kanálu a na druhé trvale záporný průběh, odpovídající pravému kanálu. Tvar obalových křivek a tím i věrnost signálů zůstane zachována. Stačí pak signál běžně detekovat dvěma vhodně polarizovanými diodami a výstup z jedné diody odpovídá nf průběhu signálu pravého a výstup z druhé diody nf průběhu levého kanálu. Zapojení tohoto demodulátoru je tedy jednoduché (princip na obr. 69) a jediným požadavkem kromě dostatečně velké úrovně napětí pomocné nosné je, aby demodulační charakteristika obou diod měla stejný průběh.

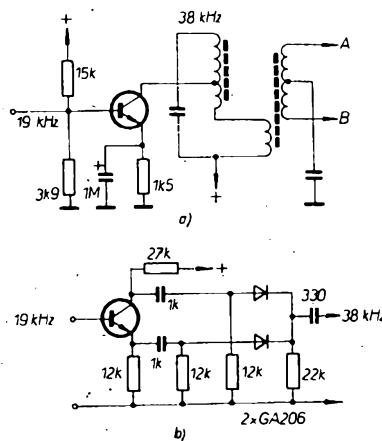
U demodulátorů, u nichž se zakódovaný signál demoduluje jako celek, je demodulace ZSS výhodnější. U dělené demodulace totiž vznikají vlivem dělicích propustí nejen fázové, ale také amplitudové rozdíly mezi jednotlivými k sobě příslušujícími kanály. Protože je poměrně dosti obtížné vyrovnat tyto rozdíly (naprosto přesné dynamické průběhy parametrů použitých součástek), jsou dekodéry s dělenou demodulací méně vhodné, neboť se u nich vyskytují větší přeslechy. Z tohoto důvodu je výhodnější zapojení s polárním demodulátorem, nebo časovým multiplexem. Typ demodulátoru s přepínacím časem rovným jedné půlperiodě obnovené pomocné nosné vlny se poměrně dobře realizuje a je také nejčastěji používaným zapojením dekodérů.

Pro kvalitní funkci dekodérů jsou dále důležité dva parametry, dané použitým přijímačem: úroveň zakódovaného stereofonního signálu na výstupu kmitočtového demodulátoru a poměr úrovní součtové složky a obou postranních pásem, která přenášejí rozdílovou složku. Druhý parametr je dán charakterem použitého přijímače, hlavně jeho mezifrekvenční obvod a nelze jej dále ovlivnit; přijímač s malou šířkou propustného pásma mf zesilovače má na výstupu rozdílnou úroveň součtové a rozdílové složky a není proto vhodný k použití pro stereofonii. Pokud jde o první parametr, lze výstupní nf signál z přijímače upravit ve vstupních obvodech dekodérů, proto lze přijímač s malou výstupní úrovní ZSS po úpravě použít ke stereofonnímu přenosu. Běžné tranzistorové přijímače mají výstupní nf úroveň 300 mV a méně.

Na velikost vstupního napětí do stereofonního dekodérů závisí úroveň přeslechu, neboť správné vyvážení (nastavení) dekodéru je právě funkcí tohoto napětí. Na jeho



Obr. 70. Zdvojení kmitočtu dvoucestným usměrňovačem

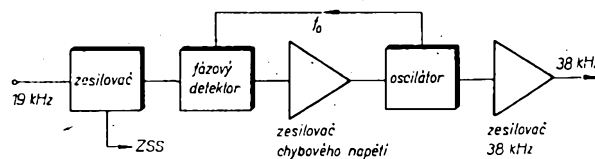


Obr. 71. Zdvojení v nelineárním zesilovači obvodem laděným na harmonický kmitočet (a), usměrněním kolektorového a emitorového signálu (b)

úrovni je také závislé nastavení prahové citlivosti pro automatické přepínání na stereofonní provoz u automatických dekodérů. U přijímačů s menším výstupním napětím se připojují před stereofonní dekodér jedno až dvoutranzistorové zesilovače, aby úroveň signálu byla plně vyhovující.

Za zesilovačem následuje oddělovač signálu pilotního kmitočtu od ZSS. Zakódovaný stereofonní signál je pak veden do vlastního dekodérů, signál pilotního kmitočtu do obnovovače nosné vlny.

Obr. 72. Blokové schéma obnovovače nosné s automatickou fázovou synchronizací



Obnovovač pomocné nosné vlny

Ve všech dekodérech, jejichž princip činnosti byl uveden, se vyskytoval jeden společný prvek a to obnovovač signálu pomocného nosného kmitočtu, který může být zapojen libovolně podle dále popisovaných způsobů, bez zjepte na to, ve kterém z uvedených dekodérů je použit. V obnovovači se získává ze signálu pilotního kmitočtu 19 kHz signál o kmitočtu 38 kHz. Signál pomocného nosného kmitočtu lze v podstatě obnovit čtyřmi způsoby. Jsou to:

- zdvojení kmitočtu pilotního signálu dvojcestným usměrňovačem, nejčastěji za pomoci cívky s uzemněným středem;
- zdvojení kmitočtu v nelineárním zesilovači;
- kmitočtovou synchronizaci oscilátoru signálem o kmitočtu 19 kHz, s výstupním obvodem laděným na druhou harmonickou;
- fázové napětíovou synchronizaci oscilátoru 38 kHz.

Princip zapojení dvoucestného usměrňovacího zdvojovače je na obr. 70. Na výstupu usměrňovače není zapojen filtrační člen, ale rezonanční obvod 38 kHz. Napětí za diodami má však kromě základního kmitočtu také značný obsah sudých harmonických, které se nepříznivě projeví při dekódování. Je proto třeba, aby následný rezonanční obvod laděný na 38 kHz byl kvalitní a potlačil všechny signály nežádoucích kmitočtů. K zachování fázové shody takto vytvořeného pomocného kmitočtu s kmitočtem ve vysílací se používá u dekodérů se zdvojovačem fázovací člen RC, zapojený buď před nebo za zdvojova-

čem. Tvoří jej obvykle vstupní odpor následujícího tranzistoru a vazební kondenzátor, jeho kapacita se může jevit nápadně malá vzhledem k přenášenému kmitočtu. Při diodovém zdvojení se totiž fáze nosné vlny posouvá o 90° vzhledem k fázi pilotního signálu a je ji proto nutno hrubě „dofázovat“ zmíněným kondenzátorem a jemně doladit rezonančním obvodem. Doladuje se vždy na minimum přeslechu.

Zdvojení kmitočtu v nelineárním zesilovači může být buď přímé, probíhající na nelineární části přenosové charakteristiky zesilovače, nebo využívající principu otočení fáze o 180° mezi emitorem a kolektorem tranzistoru. V prvním případě se pracovní bod nastaví tak, aby výstupní signál obsahoval velké procento harmonických kmitočtů. Na výstupu zesilovače (obráz. 71a) je pak zapojen obvod laděný na 38 kHz, který vybere z kmitočtové směsi signál pomocného nosného kmitočtu. Ve druhém případě se na kolektor i emitor připojí stejné pólované diody (viz obr. 71b).

Obnovovače s kmitočtově řízeným oscilátorem se již prakticky nepoužívají, protože nezaručují dostatečně přesnou fázi obnovené pomocné nosné vlny.

Určitou nevýhodou zapojení se zdvojovači je, že pracují v nelineární oblasti demodulační charakteristiky a je proto třeba potlačit všechny signály nežádoucích kmitočtů, jinak dojde k intermodulačnímu zkresení – parazitní fázové a amplitudové modulaci obnovené nosné. Pro snesitelnou úroveň těchto interferencí je třeba zajistit selektivitu obnovovače pro kmitočty nižší než 15 kHz a vyšší než 23 kHz alespoň -40 dB, raději však

ještě větší. To ovšem vyžaduje větší jakost cívek, která má však za následek větší nestabilitu laděných obvodů a tím posuv fáze a zhoršení přeslechu.

Uvedenou nevýhodu odstraňuje oscilátor s automatickou fázovou synchronizací (AFS). Tento dekodér nepotřebuje ke své funkci laděné obvody (cívky) a po nastavení je dlouhodobě velmi stabilní. V provedení z diskretních klasických součástek je však spotřeba součástek značná, čímž se stává neúnosně drahý. V současné době je kompletní zapojení celého obvodu realizováno na jednom čipu integrovaného obvodu např. firmou MOTOROLA.

Základní funkce fázové synchronizovaného obnovovače (obráz. 72) je následující: ve vstupním obvodu dekodérů je zapojen fázově citlivý detektor, na který se přivádí jednak vstupní signál pilotního kmitočtu a jednak signál z místního oscilátoru. Je-li signál místního oscilátoru fázově posunut proti pilotnímu signálu, objeví se na výstupu z fázového detektoru chybové stejnosměrné napětí, které je úměrné fázovému rozdílu. Po filtraci se toto napětí zesílí a použije se k synchronizaci místního oscilátoru. Tím je vzniklá fázová chyba odstraněna. Signál oscilátoru je pak použit po zesílení jako signál pomocné nosné.

K doplňkovým obvodům stereofonního dekodérů patří ruční nebo automatické přepínání provozu mono-stereo, které je u kaž-

dého zapojení dekodéru dáno principem jeho činnosti. Obdobně je tomu také s indikací provozu přijímače mono či stereo. Tato indikace, pokud je s žárovkou, potřebuje ještě doplňkové zapojení výkonového zesilovače pro žárovku. V poslední době se druh provozu (mono-stereo) indikuje svítícími diodami LED, kterým ke světelnému efektu stačí proud jen několika mA.

Podmínky kvalitní stereofonní reprodukce

Při hodnocení kvality stereofonní reprodukce se uvádí jako jeden z nejdůležitějších parametrů vzájemný přeslech mezi levým a pravým kanálem. Čím větší je naměřený odstup mezi oběma signály v jednom kanálu, tím se přijímací a reprodukční zařízení hodnotí více. Odstup mezi kanály (a nejen tento parametr) se určuje měřením napětí na zatěžovacích odporech, které jsou zapojeny místo reproduktorů na výstupu kanálů nf zesilovače. Při tomto měření se vylučují vnější akustické vlivy, které budou při reprodukci nutně působit na signál a spoluvytvářet stereofonní jev (druh soustav, vliv místnosti atd.).

Je však vždy konstrukce přijímače špičkových parametrů bez ohledu na cenu či konstrukční náročnost zárukou jakostní stereofonní reprodukce? Nepořídili jsme si zbytečně drahé a technicky náročné zařízení, kterého nám objektivní podmínky nedovolují využít?

Kvalita stereofonní reprodukce je dána kromě dostatečné kvalitní zařízení řadou objektivních činitelů, které mohou stereofonní signál znehodnotit do té míry, že výsledný efekt bude stejný, ať je již použit přijímač špičkový či pouze střední kvality. Tyto činitele mohou pak být vnější a tedy těžko ovlivnitelné, nebo vnitřní, dané koncepcí a konstrukcí celého zařízení od antény

posuvu mezi kmitočty součtové a rozdílové složky, nelze jej odstranit či vykompenzovat ani sebelepší konstrukcí stereofonního dekodéru či nf zesilovače. Totéž ovšem platí i o nízkofrekvenční a akustické cestě signálu k posluchači, kde fázový posuv mezi přenosovými kanály je opět příčinou změny v kvalitě až i ztráty stereofonní informace při reprodukci.

Z vnějších, těžko ovlivnitelných činitelů, které mohou fázově posouvat signály přenášených kmitočtů a tím způsobovat přeslechy mezi kanály a zhoršovat tak jakost stereofonní informace, lze uvést:

- velikost a jakost přijímaného stereofonního signálu na anténě,
- prostředí – místnost a poslechové možnosti stereofonní reprodukce.
- Z vnitřních technicky ovlivnitelných činitelů si vyjmenujme např.:
- jakost anténního systému a přizpůsobení svodu,
- jakost vstupních a mezifrekvenčních obvodů přijímače,
- jakost stereofonního dekodéru, nf zesilovače a reprodukčních soustav.

Rozebereme-li si podrobněji uvedené vlivy (viz níže) pro dané poslechové místo, lze z rozboru usoudit, jsou-li podmínky příjmu kvalitního stereofonního signálu reálné a má-li cenu poříditi si drahé zařízení špičkových parametrů, nebo zda objektivní podmínky zaručí kvalitní poslech i se zařízením levnějším a dostupnějším.

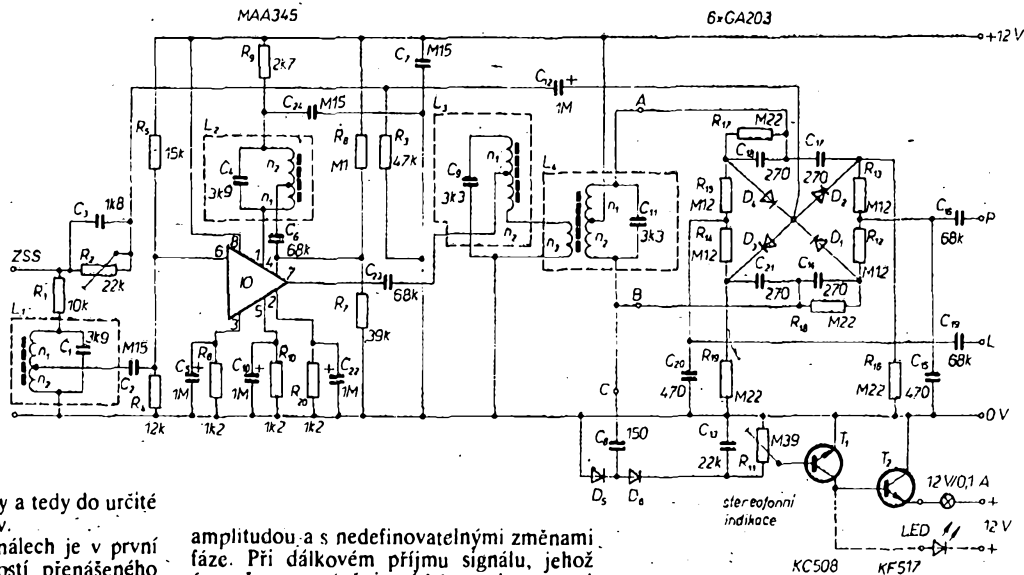
Při přenosu signálu od vysílací antény k anténě přijímací může docházet za určitých okolností i k výrazným posuvům fáze jednotlivých přenášených signálů celého ZSS. Jde o případy, kdy signál nepřichází na anténu přijímače pouze přímo, ale také z několika stran, odražený buď od pevných překážek, či lomem a odrazem v atmosféře. V takto přijatém signálu se pak nalézá směs signálů o kmitočtech přenášeného pásma s různou

na sluchátka postačí potlačit přeslechy pouze desetkrát (tj. 20 dB), stejně tak je tomu ve velmi malých prostorách, jako např. v autě, malé chatě apod. Odrazy od stěn místnosti totiž výrazně zhoršují úroveň přeslechů. Pro poslech v místnosti, jejíž plocha se pohybuje kolem 20 m² vyhovují přeslechy 23 až 26 dB, u protáhlé místnosti menší, u čtvercové větší úroveň. Jsou-li stěny obloženy tlumicí látkou, odrazy od stěn se zmenšují a požadavky na kvalitu potlačení přeslechů se mohou zvětšit o 3 až 6 dB. Teprve u rozměrově mnohem větších místností s dokonalou akustickou izolací, zabráňující odrazům zvuků, se požadavky na potlačení přeslechů zvětšují až nad 30 dB. Proto je provozování přijímače s udaným potlačením přeslechů, např. větším než 30 dB na výstupu, v běžném obývacím pokoji zbytečným přepychem.

Z technických parametrů, majících vliv na fázovou věrnost stereofonního signálu, je to v první řadě anténa a její svod k přijímači. Anténa má být směrová, aby co nejméně přijímala signály odražené od okolních překážek a má být co nejpečlivěji směřována na vysílací. Jedině pak je reálný předpoklad, že amplituda přímé vlny bude mnohonásobně větší, než amplitudy vln odražených (které se proto v příjmu neprojeví). Anténní svod by měl být co nejlépe přizpůsoben jak u antény, tak i u přijímače, aby odrazy na vedení (a tím i poměr stojatých vln) byly co nejménší. Pak se na vstupních svorkách přijímače objeví žádaný signál o mnohonásobně větší úrovni než signály parazitní. Avšak i při velmi kvalitní anténě, přizpůsobeném svodu i signálu s velkou úrovní je nutno počítat se zhoršením přeslechů v této části přenosové cesty o 6 až 10 dB.

O požadavcích na vstupní a mezifrekvenční obvody určené pro příjem stereofonního signálu již byla řeč na jiném místě, zde jen připomeneme, že širka pásma zesilovacích a laděných obvodů musí být taková, aby

Obr. 73. Stereofonní dekodér s jedním IO



až po reprodukční soustavu a tedy do určité míry schopné změn a úprav.

Úroveň přeslechů v kanálech je v první řadě dána fázovou věrností přenášeného pásma kmitočtů od vysílání až po reprodukci. V podstatě jde o to, dosáhnout co nejmenšího fázového posuvu mezi součtovou a rozdílovou složkou a fází přepínacího kmitočtu obnovené nosné 38 kHz po cestě vysokofrekvenčního přenosu včetně stereofonního dekodéru. Čím je tento fázový posuv větší, tím více zasahují pulzperiody přepínacího kmitočtu pro jeden kanál do informace určené pro druhý kanál a tím se také zvětšují přeslechy mezi oběma kanály.

Vznikne-li tedy v přenosové cestě signálu od vysílání až po vlastní dekodování fázový

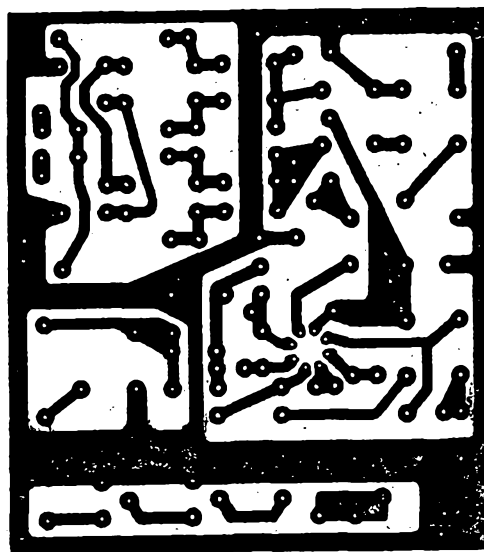
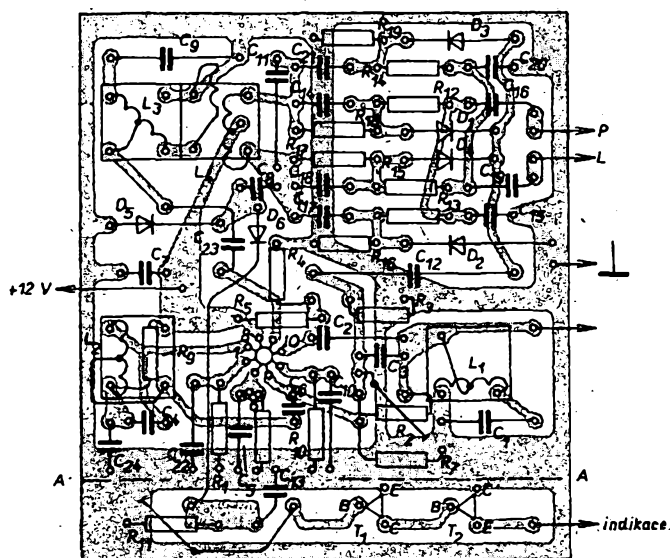
amplitudou a s nedefinovatelnými změnami fáze. Při dálkovém příjmu signálu, jehož úroveň na anténě je získána odrazem od několika nehomogenit v atmosféře (reprodukce se projevuje častými nebo také jen občasnými úniky) je vlivem značných fázových posuvů kvalitní poslech stereofonního rozhlasu prakticky nemožný i s přijímačem špičkové kvality. Pokud tedy nemáme jinou možnost příjmu než tuto, pak použití sebe-dražšího přijímače nám nezaručí skutečně kvalitní reprodukci. Intenzita pole přijímaného vysílání v místě příjmu musí být stále a taková, aby monofonní příjem byl velmi kvalitní. Jedině tak lze zaručit i dobrou stereofonní reprodukci.

Druhým těžko ovlivnitelným činitelem určujícím kvalitu poslechu je prostředí, v němž bude přijímač provozován. Je známo, že pro velmi dobrý poslech stereofonního snímku

nebyly tlumeny a fázově posunuty signály obou postranních pásem více vzdálených od nosné (10,7 MHz) proti signálům, jejichž kmitočty leží v blízkosti nosné. Avšak i tehdy, je-li v části přijímače konstruována podle všech požadavků, je třeba počítat s tím, že se přeslechy zhorší o 6 i více dB proti úrovni, vysílané vysílacem.

U stereofonního dekodéru, který může velmi výrazně a nepříznivě ovlivnit úroveň přeslechů, je těžiště úspěchu v jakosti obnovy signálu o kmitočtu 38 kHz.

Nakonec zbývá nízkofrekvenční zesilovač a reproduktorová souprava – ty musí být řešeny jako dvě naprosto rovnocenné přenosové cesty.



Obr. 74. Deska s plošnými spoji dekodéru podle obr. 73 (M205)

yše uvedené vlivy působící na stereofonní signál mohou být také do jisté míry vodítkem, jaké zapojení obvodů jednotlivých částí stereofonního přijímače bude vhodné zvolit při amatérské stavebnicové stavbě.

Stereofonní dekodér s jedním IO (MAA345) a s vinutými cívkami

Celý dekodér obsahuje pouze jediný IO, který společně s laděnými obvody pracuje jako obnovovač signálu nosného kmitočtu 38 kHz. Vlastní ZSS se přivádí přímo na křížový modulátor, který pracuje jako elektronický prepínač. Schéma dekodéru je na obr. 73.

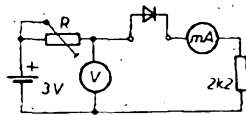
Úplný ZSS se přivádí na vstup dekodéru, kde se jednak odporovým trimrem P_1 nastaví vhodná úroveň ZSS pro vlastní dekódování v křížovém modulátoru a jednak přivedením tohoto signálu na laděný obvod se vybere signál pilotního kmitočtu pro obnovení nosné. Vstupní signál je na laděný obvod připojen přes odpor 10 k Ω a to na horní konec laděného obvodu.

Signál pilotního kmitočtu, vyladěný vstupním obvodem, je veden přes vazební kondenzátor C_2 na dvoustupňový zesilovač v integrovaném obvodu, v jehož výstupu je zapojen obvod nalaďený na kmitočet 19 kHz. Zesílený signál pilotního kmitočtu je z odbočky tohoto obvodu veden do dalšího tranzistoru v tomto IO, který je nastaven tak, aby zesiloval i druhou harmonickou, tj. 38 kHz, na kterou je nalaďen obvod na výstupu tohoto tranzistoru. Cívka L_1 je indukčně vázána s cívkou L_2 . Oba výstupy z cívky L_1 jsou vedeny do křížového demodulátoru. Součtový a rozdílový signál jdou ze vstupu přes korekční obvod a potenciometr R_2 do středu vyváženého demodulátoru. Korekční obvod vyrovnává pokles vyšších kmitočtů nízké frekvence, způsobený ve vysokofrekvenční části přijímače. Kompenzaci lze řídit změnou odporu potenciometru R_2 a tím i do jisté míry ovlivnit velikost přeslechů mezi stereofonními kanály. Jedině signál s vyváženou úrovní v celém přenášeném kmitočtovém spektru se zpracuje v dekódovací části na dva prakticky shodné a vzájemně se neovlivňující signály.

Napětím pomocného nosného kmitočtu je ovládan křížový demodulátor, který pracuje jako prepínač, osazený diodami D_1 , D_2 , D_3 a D_4 . V daném okamžiku se například indukuje ve vinutí n_1 , n_2 cívky L_1 kladná půlvlna, která pak prochází prvky R_{17} a C_{18} , D_1 , D_3 , C_2 zpět do vinutí. Přitom se diody D_1 a D_3 uvedou do vodivého stavu a zakódovaný

stereofonní signál se přes ně dostane u uzlu demodulátoru mezi odpory R_{14} a R_{15} , což znamená, že část obálky nesená kladnou půlvlnou pomocné nosné projde oddělovacím kondenzátorem C_{19} na ní výstup levého kanálu. Podobně záporná půlvlna prochází prvky R_{16} a C_{14} , D_2 , D_4 , C_{17} a propouští část obálky, která je nesená zápornou půlvlnou přes diody D_2 a D_4 ze středu demodulátoru mezi odpory R_{12} , R_{13} a přes kondenzátor C_{16} na výstup pravého kanálu.

V rytmu kmitočtu 38 kHz se tak postupně vytváří levý a pravý nízkofrekvenční signál, jakožto obálky



Obr. 75. Zapojení pro měření diod

kladných a záporných půlvln pomocné nosné vlny. Z takto impulsně propouštěného signálu (střídavě do pravého a levého kanálu) se vytvářejí spojitě signály pomocí tzv. pamětových kondenzátorů C_{14} , C_{17} v pravém kanálu a C_{16} a C_{21} v levém kanálu. Kondenzátory C_{20} a C_{15} jsou společně s příslušnými dvojicemi odporů součástí deefmáze.

Přijímá-li přijímač pouze monofonní signál, nepracuje obnovovač nosného kmitočtu a dekodér by byl v takto popsaném zapojení odpojen. Proto je zapojení křížového demodulátoru upraveno tak, aby byl i monofonní signál propuštěn bez zkreslení. Úprava spočívá v přivedení kladného stejnosměrného napětí na střed cívky L_1 , které se přes odpory R_{17} a R_{18} dostane na diody a zmenší jejich odpor v propustném směru i za přítomnosti pomocné nosné vlny. Diodami tak prochází v propustném směru malý proud (kolem 50 μ A), posouvá jejich pracovní bod do lineární oblasti charakteristiky a monofonní signál prochází bez zkreslení. Odpory R_{19} a R_{16} uzavírají obvod tohoto kladného předpětí. Při stereofonním vysílání je pro činnost demodulátoru rozhodující větší napětí nosné vlny, proto v tomto případě kladné „předpětí“ diod nevadí a stereofonní dekodér se tak automaticky nastavuje na příslušný provoz.

Celý stereofonní dekodér je zapojen na desce s plošnými spoji podle obr. 74 o rozměrech 73 $\times$ 66 mm. Společně s dekodérem je na této desce zapojen také obvod stereofonní

indikace. Protože lze pro tento dekodér použít cívky včetně některých součástek a upravené desky s plošnými spoji z výproděného stereofonního dekodéru TESLA TSD 3A pro napájení 200 V, jsou totožné součástky označeny stejným číslem, které je uvedeno ve firemním zapojení tohoto dekodéru.

Diody, které budou zapojeny v obvodu křížového demodulátoru (tj. diody D_1 až D_4) je vhodné před zapájením změřit. Není-li možné změřit dynamickou charakteristiku závislosti proudu diodou na přiloženém napětí v přenášeném kmitočtovém pásmu, postačí, aby diody měly shodný statický průběh „usměrňovací“ charakteristiky. To znamená, že při měření charakteristiky (proud diodou v závislosti na přiloženém stejnosměrném napětí) je vhodné odzkoušet průběh od 0,3 V po skocích 0,3 V do napětí 3 V. Schéma zapojení pro měření diod je na obr. 75. Tato postupně zjištěná statická závislost proudu na napětí se vynese do grafu pro každou diodu a ty diody, u nichž se průběh charakteristiky bude lišit jen málo, se použijí.

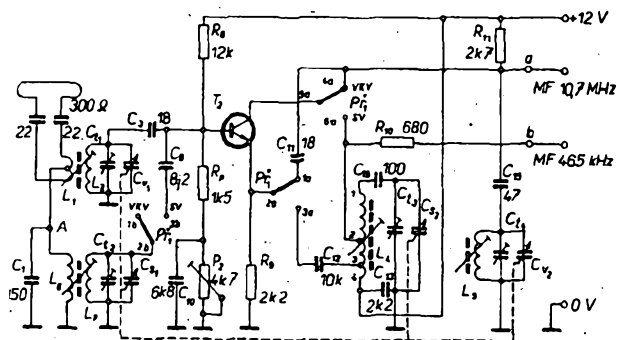
Konstrukční údaje všech použitých civek dekodéru jsou uvedeny v tab. 4.

Tab. 4. Cívky dekodéru

Cívka	Vinutí	Počet závitů
L_1, L_2	n_1	350
	n_2	160
L_3	n_1	265
	n_2	265
L_4	n_1	250
	n_2	250
	n_3	40

Všechny cívky jsou vinuty lakovaným drátem o $\varnothing$ 0,08 mm na kostičky 6 PF 26001.

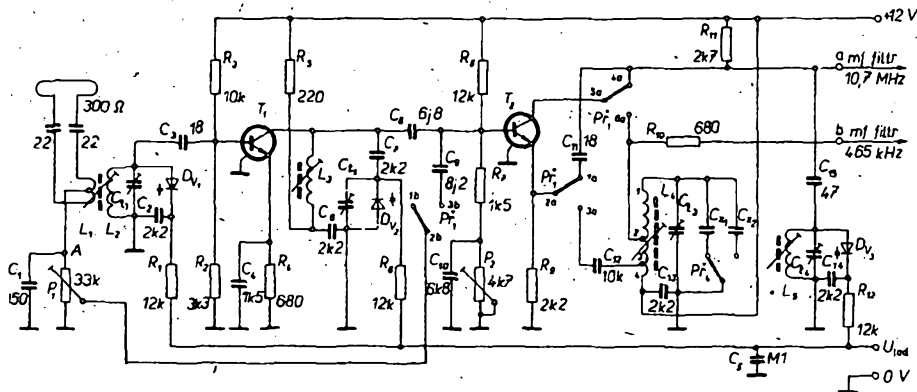
Vinutí cívky L_4 (n_1 , n_2) jsou vinuta dvěma dráty současně závit vedle závitu.



Obr. 83. Zapojení jednotranzistorové vstupní jednotky

dukty). Směšovač pracuje bez neutralizace. V pásmu VKV to není na závadu, ve středovlnném pásmu se vnitřní zpětné vazby tranzistorů využívá ke zlepšení citlivosti. Optimální zisk směšovače se nastaví proměnným odporem P_2 v obvodu báze tranzistoru T_2 . Lze při tom dosáhnout až stavu zpětnovazebního rozkmitání (známé nahvizdnutí při ladění stanice).

Kolektorový obvod směšovacího tranzistoru je přepínán též kontakty přepínače P_1 buď na oscilátorový obvod VKV a vstupní zesilovač 10,7 MHz, nebo na oscilátorový obvod středovlnného pásma a mf zesilovač



Obr. 84. Zapojení dvoutranzistorové vstupní jednotky

Vstupní jednotka je společně s mezifrekvenčním zesilovačem pro amplitudové i kmitočtové modulovaný signál umístěna na jedné desce s plošnými spoji s tlačítkovým přepínačem. Stereofonní dekodér je na zvláštní, rozměrově doplňkové destičce. Všechny obvody LC ve vstupní i mezifrekvenční části jsou řešeny s ohledem na minimální nároky na provedení, a společně s oběma vhodně zapojenými integrovanými obvody MAA661 omezují nebezpečí zakmitávání a vznik nežádoucích či parazitních vazeb na minimum i při značném zisku. Při pečlivém provedení obvodů podle popisu a dodržení nastavovacího předpisu je i uvedení do provozu technicky nenáročné.

Vstupní obvod přijímače je řešen pro připojení k symetrické anténě 300 Ω s dvojlínkou jako napáječem. Symetrický nestíněný napáječ byl zvolen s ohledem na příjem v pásmu středních vln tak, aby nebyla potřeba další přídavná anténa pro toto pásmo. Nesymetrický svod souosým kabelem (musí-li být použit z důvodů instalace) dává poněkud horší příjmové výsledky na SV. Není-li kabel v blízkosti přijímače uzemněn, uzemní

465 kHz. Oscilátor na rozsahu VKV pracuje v běžně používaném Colpittsově zapojení. Kondenzátor C_{11} natáčí fázi zpětnovazebního napětí tak, aby oscilátor spolehlivě kmital v celém přeladovaném pásmu. Obvod kolektoru tranzistoru je stejnosměrně oddělen kondenzátorem C_{15} od laděného oscilátorového obvodu proto, aby mohl být rotor otočného ladicího kondenzátoru (duál) uzemněn.

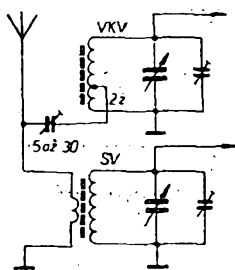
V zapojení pro rozsah středních vln pracuje oscilátor v třídobovém zapojení. Aby byla jakost obvodu větší a aby se zmenšil obsah signálů harmonických kmitočtů v celém přeladovaném pásmu, je oscilátorová cívka připojena ke kolektoru přes odbočku vinutí. Sériový kondenzátor C_{16} v tomto obvodu upravuje svou kapacitou kmitočty oscilátoru v závislosti na poloze ladicího otočného kondenzátoru tak, aby byl zajištěn souběh se vstupním obvodem. Kapacita tohoto kondenzátoru je závislá na výsledném součtu kapacit kondenzátorů C_{12} a C_{13} i kapacity a indukčnosti oscilátorové cívky, dané způsobem jejího navinutí. Dolaďovací trimry C_{17} až C_{19} jsou nedílnou součástí ladicího otočného dvojitěho kondenzátoru TESLA WN 70 413; 2×270 pF a $2 \times 22,5$ pF. Odpor R_{10} upravuje výstupní impedanci směšovače vzhledem ke vstupní impedanci použitého mf filtru TESLA SK 854 60.

Všechny čtyři cívky obvodu VKV a SV jsou navinuty na kostříčkách o průměru 5,5 mm s feritovým jádrem M4 s jemným závitěm. Anténní vinutí pro pásmo VKV cívky L_1 má 2×2 závitů drátu o průměru 0,5 až 0,7 mm, které jsou navinuty přes cívku vstupního obvodu L_2 , který má 5,5 závitů drátu o průměru 0,4 mm s mezerou mezi závitěmi 1 mm. Oscilátorová cívka rozsahu VKV, L_3 , má 5 závitů drátu o průměru 0,4 mm s mezerou 2 mm mezi závitěmi. Vstupní obvod středovlnného rozsahu má anténní cívku L_4 o 150 závitěch drátu o průměru

Vstupní jednotka s jedním tranzistorem (obr. 83)

V základním zapojení tohoto tuneru je ve vstupní jednotce použit pouze jeden tranzistor, zapojený jako kmitající směšovač pro obě přepínaná pásma. Základní zapojení s jedním tranzistorem bylo zvoleno z důvodu co nejjednoduššího provedení. Deska s plošnými spoji je však řešena jak pro toto zapojení vstupní jednotky, tak i pro zapojení následující, v němž jsou použity dva tranzistory. S nepatrnými úpravami spojů bylo odzkoušeno i zapojení s integrovaným obvodem MA3005, které však dávalo jen málo rozdílné výsledky oproti jednotranzistorovému zapojení. Vzhledem ke značné ceně těchto IO bylo od tohoto zapojení upuštěno.

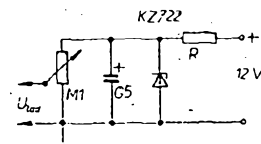
Schéma zapojení jednotranzistorové vstupní jednotky je na obr. 83. Na obr. 84 je schéma zapojení dvoutranzistorové vstupní jednotky, v níž první tranzistor je zapojen jako vysokofrekvenční předzesilovač pro VKV a druhý stejně jako u jednotky podle obr. 83. Aby souhlasilo označení součástek, které jsou použity v obou vstupních jednotkách, jsou některá čísla pozic vynechána součástek u základního zapojení jednotky také vynechána.



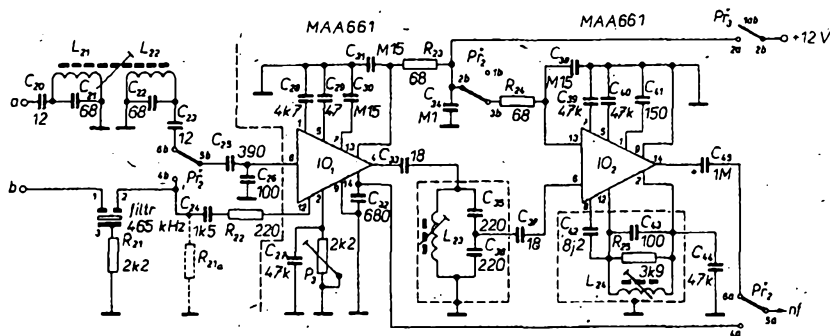
Obr. 85. Připojení drátové antény (autoantény) ke vstupnímu obvodu

se plášt kabelu na střed anténního symetrického vinutí pro velmi krátké vlny (označeno na schématu vstupní jednotky písmenem A). Je-li však kabel v blízkosti přijímače uzemněn, nezbyvá než jej uzemnit na zemní vodič přijímače. V tomto případě jsou však vstupní obvody přijímače výrazně ochuzeny o signál v pásmu středních vln. Střední vodič souosého kabelu je připojen na jeden z vývodů symetrického anténního vstupu. Použije-li se drátová či prutová autoanténa, zapojí se podle obr. 85 s kapacitním trimrem umístěným buď v přijímači, nebo v jeho těsné blízkosti a nastaví se v pásmu VKV nejlepší přenos signálu.

Vstupní laděný obvod rozsahu VKV je propojen přes kondenzátor C_1 přímo na bázi směšovacího tranzistoru (obr. 83). Laděný obvod středovlnného pásma se přes kondenzátor C_2 připojuje kontaktem přepínače P_1 vlnových rozsahů rovněž k bázi tranzistoru T_2 . Vstupní obvod VKV zůstává při příjmu v pásmu středních vln zapojen a přes kondenzátor C_3 působí jako zkrat pro vyšší kmitočty (směšovací a oscilátorové harmonické pro-



Obr. 86. Napájecí napětí pro varikap



Obr. 87. Mf zesilovač 465 kHz + 10,7 MHz

0,1 mm na cívkách L_1 . Cívka L_1 má 270 závitů téhož drátu vinutého mezi dvě čela, která jsou navlečena na tělisku cívky s vnějším průměrem o 3 mm větším než vnitřní průměr. Čela jsou od sebe vzdálena 10 mm. Cívku vineme tak, aby se závitů co nejvíce křížily (výhodnější, avšak obtížnější je křížové vinutí) a tím vzniklá mezizávitová kapacita byla co nejmenší. U vnitřní závit vedle závitů je mezizávitová kapacita značná a dosáhnout úplné přeladitelnosti při dobrém souběhu v celém pásmu je obtížné.

Oscilátorová cívka středních vln je vinuta obdobným způsobem jako cívka L_1 a je z téhož drátu. Od zemního konce cívky, bod 4, je navinuto 26 závitů, pak 4 závitů a nakonec 220 závitů. Tuto cívku lze zhotovit i ve feritovém hrníčkovém jádru o vnějším průměru 10 mm na vnitřní feritové kostičce o průměru 2 mm. Pak má vnitřní 1–2 120 závitů, 2–3 dva závitů, 3–4 12 závitů drátu o průměru 0,06 až 0,08 mm.

Vstupní jednotka se dvěma tranzistory

První tranzistor u této jednotky pracuje jako předzesilovač pro pásmo VKV, druhý opět jako kmitací směšovač. Tato jednotka, u které lze přesným nastavením obvodů dosáhnout v pásmu VKV citlivosti 5 μ V pro odstup s/š 26 dB, je laděna v tomto pásmu varikapů. S ladicím napětím, odvozeným z napájecího napětí 12 V, je přeladitelná přes jedno z pásem VKV. Použije-li se větší ladicí napětí (20 až 25 V) a upraví-li se vinutí cívek (viz dále), lze u této jednotky dosáhnout plynulého přeladění v pásmu kmitočtů od 66 do 100 MHz.

Pro pásmo středních vln je jednotka řešena pouze pro příjem pevně nastavených dvou, případně několika (podle počtu přepínačů) zvolených vysílačů.

Vstupní obvod této jednotky je řešen obdobně jako u jednotky předchozí pouze s tím rozdílem, že odpadá vstupní ladění obvod středovlnného pásma, který je nahrazen odporovým trimrem P_1 , kterým se pouze upraví na vhodnou velikost vstupní odpor přijímače v tomto pásmu. O připojení různých druhů antén a úpravě anténního obvodu platí totéž, co bylo řečeno u předchozí jednotky.

Signál VKV z antény, vyladěný vstupním obvodem, přichází přes kondenzátor C_1 na bázi tranzistoru T_1 . Z kolektoru tohoto tranzistoru je signál veden na paralelní laděný obvod, který zároveň tvoří vstupní laděný obvod kmitacího směšovače. Laděný rezonanční obvod je připojen na bázi směšovače přes vazební kondenzátor C_8 s malou kapacitou. Tento kondenzátor omezuje průnik rušivých signálů krátkovlnných stanic do mezifrekvenčního zesilovače. Obvod směšovače je zapojen shodně s předchozí jednotkou.

Signál pro příjem v pásmu středních vln je veden přes potenciometr P_1 , který se nastaví tak, aby byl co nejvíce potlačen průnik rušivých kmitočtů, na přepínač Pf_1 a konden-

zátor C_4 a odtud je přiveden na bázi tranzistoru T_2 . Oscilátorový obvod středovlnného rozsahu je zapojen bez „paddingu“ (C_{16}), kondenzátory C_1 je nutno nastavit tak, aby zvolená stanice byla přesně vyladěna (viz dále). Cívka L_4 je stejná jako v předchozím případě.

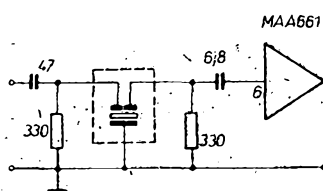
Pro ladění v pásmu VKV je použita varikapová trojice KB105, pro přeladění přes obě pásma VKV lze s výhodou použít i varikapy KB109. Napájecí napětí pro ladění varikapů, které je blokováno proti nakmitánímu vř a nf napětí kondenzátorem C_1 , je bráno z napájecího napětí 12 V a přes odpor R (obr. 86) dodatečně stabilizováno Zenerovou diodou KZ722 (odpor R volit tak, aby diodou tekla proud 2 až 4 mA) nebo KZ705. Dokonalé vyhlazení tak, aby nebyl vnášen do signálu brum (střídavá složka napětí, která v rytmu kmitočtů rozladuje varikapy) zajišťuje elektrolytický kondenzátor 500 μ F/12 V. Pro přeladění v obou pásmech je potřebné ladicí napětí 20 až 24 V, které je stabilizováno Zenerovou diodou KZ712. Vyhlašovací kondenzátor musí být dimenzován na toto napětí.

Cívky pásma VKV jsou navinuty na stejné kostičky jako v předšlém případě. Cívka L_1 je vinuta stejným způsobem, cívky L_2 a L_3 jsou vinuty drátem o průměru 0,4 mm s mezerou mezi závitů 1 mm. Pro pásmo OIR mají obě cívky po 7,5 závitů, pro přeladění přes obě pásma po 5,5 závitů, s co nejkratšími přívody. Oscilátorová cívka L_4 má pro pásmo OIR 7 závitů s mezerou mezi závitů 2 mm, pro přeladění přes obě pásma 5 závitů.

Mezifrekvenční zesilovač 465 kHz, 10,7 MHz

Mf zesilovač (obr. 87) vychází ze zapojení mf zesilovače z obr. 60. Je však řešen tak, aby jej bylo možno použít s minimálním počtem pasivních prvků i pro mezifrekvenční zesilovač 465 kHz. První integrovaný obvod pracuje podle polohy přepínače vlnových rozsahů buď jako zesilovač mf kmitočtu 465 kHz a detektor AM, nebo jako první stupeň zesilovače mf kmitočtu 10,7 MHz. Druhý IO pracuje pouze při příjmu na VKV a to jako mf zesilovač a koincidenční detektor.

Přepnutím přepínače Pf_1 v kolektorovém obvodu směšovače je jeden nebo druhý signál mezifrekvenčního kmitočtu (465 kHz či 10,7 MHz) veden ze vstupní jednotky (vývody a a b) do mezifrekvenčního filtru



Obr. 88. Náhrada feritové propusti keramickým filtrem

(pásmové propusti). Pro amplitudově modulovaný mf kmitočet 465 kHz je použit piezokeramický filtr TESLA SK 854 60 se třemi vývody (podrobnější popis viz tab. 3 a text). Přizpůsobovací odpory R_{21} společně s R_{21a} je vhodné při uvádění tuneru do provozu v pásmu SV nahradit na zkoušku trimry 2,2 k Ω a zjistit jejich optimální odpor pro nejvhodnější přenos signálu.

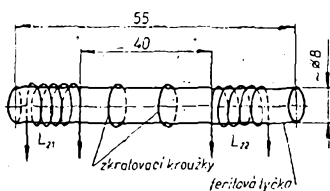
Při příjmu středních vln (tláčitkový přepínač Pf_1 zamáčknut) je mf signál 465 kHz veden z mf filtru přes kontakty přepínače Pf_2 a kapacitní dělič C_{25} , C_{26} na vstup MAA661. V tomto zapojení je první integrovaný obvod využit jako vf zesilovač a amplitudový detektor. Výstupní nf signál se odvádí z vývodu 14 tohoto IO na přepínač Pf_3 . Vhodný zisk zesilovače se nastaví odporovým trimrem P_3 . Kladná zpětná vazba z vývodu 12 na vstup IO upravuje kmitočtovou charakteristiku pro středovlnný signál. Kondenzátor C_{32} na nízkofrekvenčním výstupu odřezává složky šumového napětí s vyššími kmitočty, pronikajícími po detekci na nf výstup. Přes rozpojený kontakt přepínače Pf_2 je při příjmu středních vln odpojeno napájecí napětí druhého integrovaného obvodu.

Při stisknutí tlačítka VKV se u tlačítkového přepínače Pf_2 spojí kontakty pro přívod signálu do mf zesilovače 10,7 MHz. Přes další kontakty přepínače Pf_2 se připojí feritová pásmová propust přes kondenzátor C_{33} a kapacitní dělič C_{25} , C_{26} na vstup prvního IO. V tomto zapojení je v integrovaném obvodu v činnosti pouze vf diferenciální zesilovač. Vhodný zisk se nastaví odporovým trimrem P_3 ; nastavení souhlasí s nastavením zisku pro SV. Spojením dalších kontaktů přepínače Pf_2 se přivede napájecí napětí na druhý IO přes odpor R_{24} . Tento odpor společně s odporem R_{23} a kondenzátory C_{31} a C_{38} zamezuje vzniku nežádoucích vazeb vysokofrekvenčního napětí přes stejnosměrný napájecí okruh.

Zesílený mf signál se vede z vývodu 4 prvního IO přes C_{33} na paralelní rezonanční obvod s L_{23} a s kapacitním dělicem C_{35} , C_{36} . Z obvodu LC je mf signál veden přes C_{37} na vstup druhého IO. K demodulaci signálu je využito koincidenčního detektoru v tomto integrovaném obvodu, jehož správná funkce však vyžaduje fázový posuv signálu – obstarává jej fázovací obvod C_{42} , C_{43} , L_{24} , tlumený odporem R_{25} . Konstrukční provedení tohoto obvodu, jakož i obvodu s cívkou L_{23} je stejné jako u obvodu L_1 a L_2 v mf zesilovači z obr. 60, kde je také uveden podrobný popis výroby.

Pokud by byl tuner používán pouze pro monofonní příjem, zamění se kapacita kon-





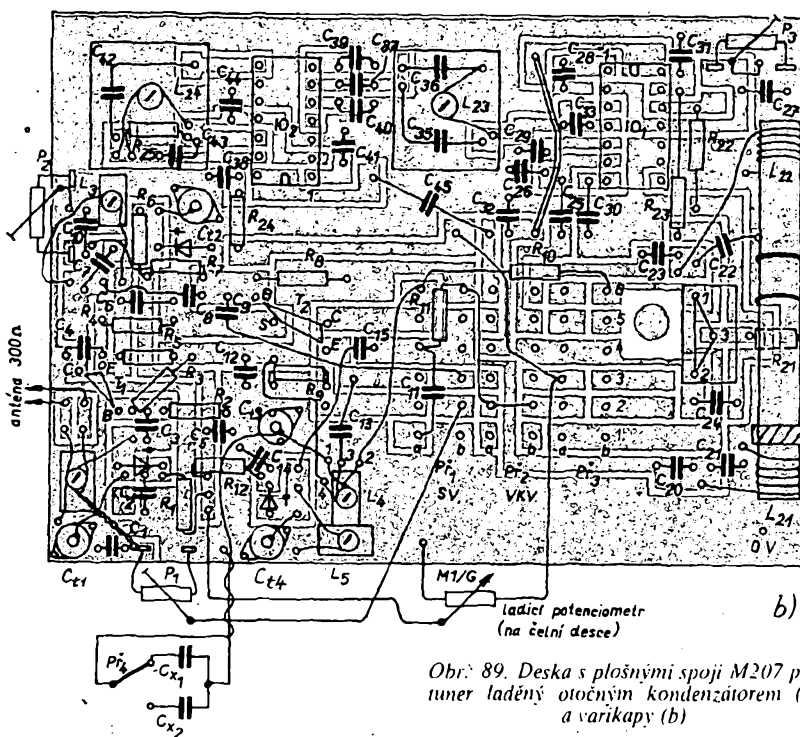
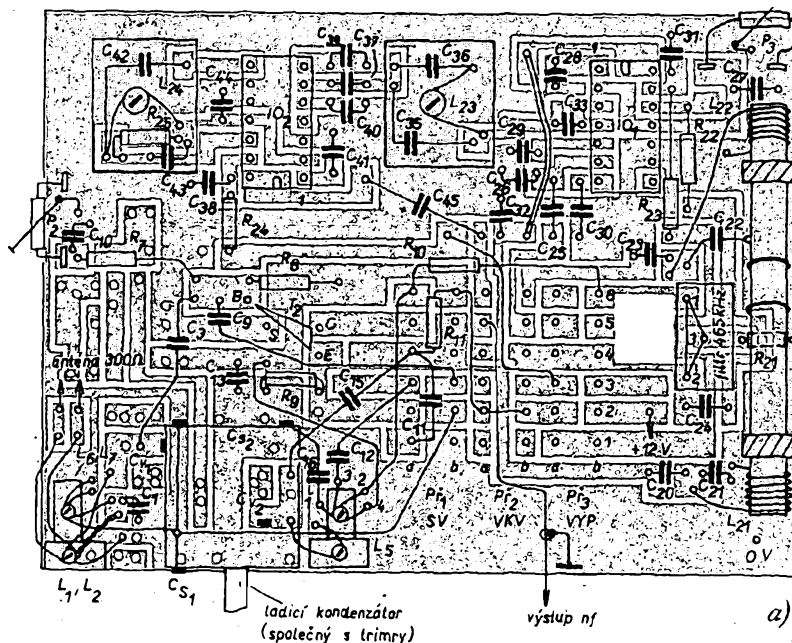
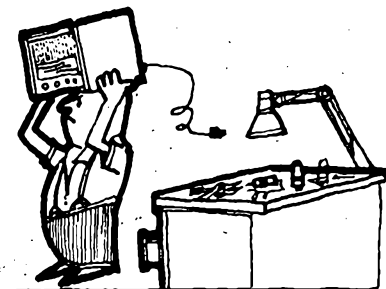
Obr. 87a. Feritová pásmová propust

denzátoru C_{41} (150 pF). Blokovací kondenzátory C_{39} , C_{40} a C_{44} zůstanou beze změn. Výstupní signál (nf-ZSS) je veden přes kondenzátor C_{45} na kontakt přepínače P_7 a odtud přes další kontakt do stereofonního dekodéru.

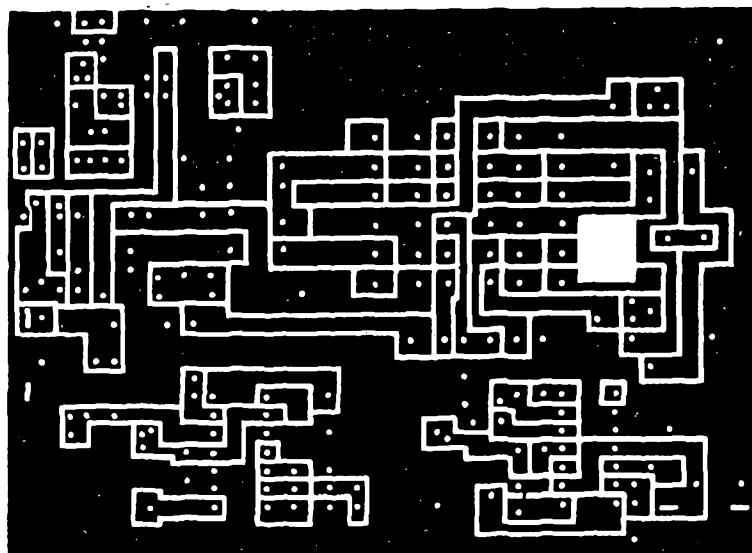
Provedení feritové pásmové propusti (obr. 87a)

Podstatnou částí feritové pásmové propusti je feritová tyčka vhodné délky a průřezu podle použitého pracovního (mezifrekvenčního) kmitočtu. Na obou koncích této tyčky jsou cívky dvou rezonančních obvodů LC, které jsou vždy přes kondenzátor s malou kapacitou připojeny na vysokofrekvenční zdroj a zátěž. Uprostřed feritové tyčky je umístěn tlumící prvek vzájemné vazby mezi obvody LC, realizovaný zkratovacími kroužky. Použitím pásmové propusti na feritové tyčce v mezifrekvenčním zesilovací přijímači signálu FM lze dosáhnout zhruba stejného kmitočtového průběhu jako při použití tří klasických pásmových propustí. Použitá feritová propust je nenáročná na materiál a je značně levná. Navíc je její zhotovení i nastavení jednoduché.

Délka feritové tyčky závisí na potřebné indukční vazbě mezi dvěma minimálně tlumenými rezonančními obvody LC a na použitém rezonančním kmitočtu. Jde o tyčku používanou běžně v rozhlasových přijímačích pro středovlnné feritové antény (modré či zelené značení). Pro kmitočet 10,7 MHz je použita tyčka o průměru 7 až 8 mm a délky 55 mm $\pm$ 2 mm, zakoupená buď přímo s těmito rozměry, nebo získaná zkrácením delší feritové tyče napilováním hranou pilníku a přelomením. Z každé strany je na tuto tyčku navinuto ve stejném směru po devíti závitoch drátu o průměru 0,25 až 0,3 mm CuL závit vedle závitu přímo na ferit. Vzdálenost vnitřních konců obou cívek na feritu je 40 mm $\pm$ 1 mm. Tento rozměr je nutno bezpodmínečně dodržet, jinak nelze dosáhnout předpokládaného průběhu křivky propustnosti, křivka je méně strmá. Vnější konce obou cívek jsou „živé“, vnitřní jsou uzemněny. Vzájemné prohození vývodů, či záměna smyslu vinutí nemá podstatný vliv na tvaru přenosové charakteristiky, má pouze menší vliv na útlum signálu. Obě cívky musí být dokonale zajištěny proti posunutí např. zakápnutím lakem.



Obr. 89. Deska s plošnými spoji M207 pro tuner laděný otočným kondenzátorem (a) a varikapem (b)



Jsou-li oba rezonanční obvody stejně vzdáleny od kraje feritu, je střední kmitočet přenášeného pásma nejnižší a útlum propusti nejmenší. Vystředěním feritu lze měnit rezonanční kmitočet až o 1 MHz směrem k vyšším kmitočtům, přičemž se útlum zvětší až o 6 dB. Posuvem cívek rezonančních obvodů ke středu feritu přechází vazba v nadkritickou.

Mezi oběma rezonančními cívkami je na feritu umístěn tlumicí člen, který je realizován dvěma zkratovacími měděnými kroužky. Měděné kroužky jsou zhotoveny navinutím dvou závitů měděného neizolovaného drátu o průměru 0,8 mm, závity jsou propájeny cinem. Symetrickým posouváním obou kroužků po feritu směrem k cívkám se vazba mezi obvody mění od nadkritické (kdy jsou oba kroužky uprostřed feritu) se šířkou pásma pro pokles 3 dB větší jak 350 kHz až k podkritické se šířkou pásma kolem 150 kHz. Dalším posuvem kroužků k cívkám se zvětšuje útlum propusti, šířka propouštěného pásma se již mění pozvolna.

Protože je délka feritové tyčky rozdělena zkratovacími kroužky na tři krátké úseky, je tyčka s cívkami jako anténa pro příjem signálů na kmitočtu 10,7 MHz naprosto nevhodná a není třeba ji instalovat do stínícího krytu. Normalizované skupinové zpoždění této propusti se pohybuje kolem 0,2 a při šířce pásma 200 až 250 kHz je průběh skupinového zpoždění lineární. To odpovídá velmi kvalitnímu několikastupňovému přesně nastavenému mf zesilovači s klasickými pásmovými propustmi. Průběhem fáze přenášeného signálu i přenášenou šířkou pásma je tato propust vhodná i pro náročnější stereofonní přijímače.

Vlastníme-li piezokeramický filtr 10,7 MHz s propustným pásmem 220 až 250 kHz, lze ho zapojit místo feritové propusti; přívody k filtru děláme co nejkratší. V tomto zapojení odpadne kondenzátor C_{20} . Filtr je nutno na vstupu i výstupu impedančně přizpůsobit změněním přes odporů 330 Ω tak, jak je to zobrazeno na obr. 88.

Zapojení na desce s plošnými spoji

Do vyvrtaných děr o průměru 1 mm na desce s plošnými spoji tuneru (obr. 89) zapojíme nejprve tlačítkovou soupravu Iso-stat 3 x 6 párů kontaktů a na určená místa přilepíme kostřičky s navinutými cívkami vstupní jednotky. Integrované obvody nepřipojíme přímo do destičky, ale použijeme raději objímky. Ladicí otočný kondenzátor je na spojovou destičku připevněn pouze spodními vývody. Příšroubování je ze strany hřídele na čelní destičku tuneru, která je v konečné fázi stavby připájena k základní desce. U otočného kondenzátoru je třeba připojit střední vývody (rotor) obou trojic vývodů se zemí a propojit vývody trimrů s vývody satorů ladicích kondenzátorů příslušných sekcí. Návrh propojení kondenzátorů s označením vývodů je na obr. 90. Některé součástky (C_{11} , C_6 , C_{16} , C_{15} , R_{11} a R_{10}) nejsou vpájeny do destičky, ale jsou zapojeny (obr. 89) mezi vývody tlačítkové soupravy a další příslušný vývod. Pro převod ladění na ladicí hřídel i pro ukazatel stupnice je na hřídeli rotoru ladicího kondenzátoru našroubována kladka. V daném případě má kladka průměr 30 mm, je samozřejmě, že lze použít i jiný průměr podle zvolené délky stupnice. Feritová pásmová propust je připevněna ke spojové desce např. samonosně, lépe však je upevnit ji na distanční podložky asi 5 mm od spojové destičky. Pozor při upevnění feritové tyčky – k upevnění nelze použít vodivý kroužek, aby nevznikl zkratovací závit kolem feritu.

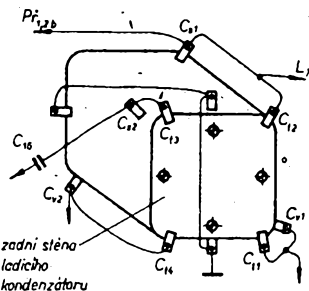
U dvoutranzistorové vstupní jednotky jsou jako kapacitní trimry použity malé skleněné trimry vpájené do desky se spoji držákem matice šroubku jádra. Ladicí potenciometr je

společně s napájecími obvody pro ladění, tj. se srážecím odporem, Zenerovou diodou a filtračním kondenzátorem upevněn na čelní destičce v místech nad tlačítkovou soupravou. Detaily jsou zřejmé z fotografií na obálkách.

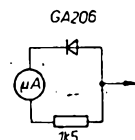
Nastavení tuneru

Tuner nastavujeme bez stereofonního dekodéru. Na nízkofrekvenční výstup – kontakt 5a přepínače Pf_2 – připojíme nf zesilovač. Integrované obvody zatím do objímek nezásuneme a tuner připojíme přes mAmetr (rozsah do 100 mA; nemáme-li, postačí i žárovka 0,1 A s jmenovitým napětím 6 až 12 V) a na desku přivedeme napětí 3 až 5 V. Protéká by měl jen nepatrný proud. Žhne-li žárovka nebo ukazuje-li přístroj velký odběr proudu, je v zapojení zkrat. Zasunutím obou integrovaných obvodů do objímek se zvětší proud o několik mA (podle napájecího napětí). Výrazné zvětšení proudu (rozsvícení žárovky) svědčí opět o závadě. Buď je IO zasunut obráceně nebo je deska se spoji zhotovena zrcadlově. Je-li vše v pořádku, připojíme tuner na plné napájecí napětí.

Tlačítkem Pf_1 přepneme tuner na rozsah středních vln a trimry P_3 a P_2 nastavíme na plný odpor. Při dotyku kovovým předmětem na vývod 14 a 1 prvního IO se ozve v reproduktoru brum, na vývod 6 směřuje stanic. Na vstupní obvod tuneru připojíme anténu. Kmitá-li oscilátor, měli bychom při proladění pásma zachytit silné SV stanice. Není-li tomu tak, je nutno hledat závadu v obvodu kmitacího směšovače. Nemáme-li vhodné přístroje (vlnoměr, osciloskop), lze činnost oscilátoru ověřit následujícím způsobem: z objímek vyjmeme oba IO a napájecí napětí připojíme přes miliampérmetr s rozsahem max. do 6 mA, aby se ručka přístroje vychýlila přes polovinu stupnice. Výchylka, kterou po zapojení přístroj ukáže, se musí mírně změnit, dotkne-li se prst ruky oscilátorové cívky. Změna proudu svědčí o změnách vysokofrekvenčních podmínkách činnosti oscilátoru a tím i o určité změně stejnosměrného proudu. Není-li výchylka patrná, oscilátor nekmitá. Jiným způsobem, jak ověřit činnost oscilátoru, je použít tzv. sací metodu podle zapojení na obr. 91. Odpor s diodou připojíme přímo mezi vývody mikroampérmetru a výstupním hrotem, anténkou (asi 3 cm dlouhý drát) se dotkneme kolektoru tranzistoru. Ručka přístroje se musí vychýlit. I nepatrná výchylka dokazuje, že oscilátor kmitá, protože kladné půlplyn nakmitaného vf napětí na anténce přicházejí na měřicí přístroj přes diodu, záporné přes odpor. Oscilátor lze zkoušet tímto způsobem i tehdy, jsou-li IO zasunuty do objímek a v plném provozu. Po uvedení oscilátoru do chodu lze již vyladit silnější SV stanice. Přijímač sladíme v pásmu tak, že nejprve zhruba uprostřed stupnice (pásmu) vyladíme s dostatečně dlouhou anténou slabší stanice a změnou nastavení P_2 , P_3 , případně R_{21} nastavíme největší zesílení. Jádrem cívky L_4 a trimrem C_{13} , případně



Obr. 90. Propojení vývodů na ladicím kondenzátoru



Obr. 91. Indikátor vf napětí

i změnou C_{16} nastavíme oscilátor tak, aby přijímač obsáhl celé SV pásmo. Nakonec nastavíme na kmitočtu 600 kHz jádrem vstupní cívky L_1 maximální citlivost a trimrem C_{15} na kmitočtu 1,3 MHz také. Proladíme pásmo. Pokud při ladění „nahlížíme“ stanice, zmenšíme stupeň vazby zmenšením zisku T_2 trimrem P_2 .

U dvoutranzistorové vstupní jednotky vybereme pouze vhodné C_1 pro zvolené stanice (pro Prahu I je to 220 pF) a u spodního okraje pásma doladíme jádro cívky u horního kapacitní trimr. Trimr P_1 nastavíme podle poslechu do nejvhodnější polohy (kompromis mezi nejlepším přenosem signálu žádaných stanic a co nejmenším pronikáním rušivých signálů).

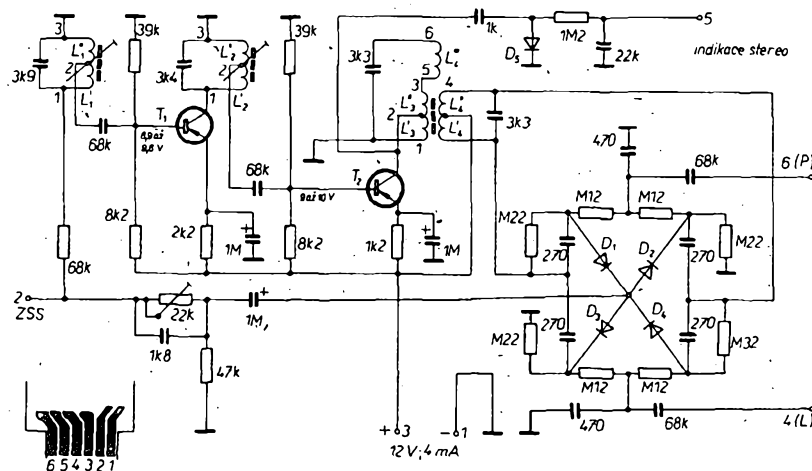
Nastavení VKV

Kondenzátor C_{11} (150 pF) na desce s plošnými spoji překleneme kondenzátorem 4700 pF ze strany spoju. Přepínač Pf_2 přepneme do polohy VKV. Je-li vše v pořádku a je-li druhý IO dobrý a správně zapojen, ozve se z reproduktoru větší šum. Nejprve nastavíme obvody mf zesilovače. Trimr P_3 ponecháme v poloze, v níž byl při příjmu SV. Jádro cívky L_{24} zašroubovujeme do střední polohy tak, aby bylo možno indukčnost cívky v dostatečné míře zvětšovat i zmenšovat. Po dotyku kovovým hrotem na vývod 6 druhého IO a pak i na vývod 4 prvního IO by se měla ozvat směs krátkovlnných stanic. Jádrem cívky L_{23} nastavíme jejich největší hlasitost, případně největší šum. Nejdůležitější z hlediska správného přenosu přenášeného kmitočtového pásma i zisku je přesné nastavení feritové pásmové propusti. Lze ji nastavit naprosto přesně i bez měřicích přístrojů, vyžaduje to však větší míru trpělivosti.

Na vstup mf zesilovače do bodu a připojíme drát délky asi 1 m. Zkratovací kroužek u vinutí L_{22} nastavíme ke středu feritové tyčky. Druhým kroužkem pozvolna pohybujeme v druhé půlce feritu, až se šum výrazně zvětší. Případný signál stanic KV není při tom na závadu. Nalezneme-li bod maximálního zesílení při posuvu jedním kroužkem, jemným pohybem druhým kroužkem se snažíme o totéž. Nastavení je velmi kritické, stačí jen posunout kroužek o několik desetin mm a útlum i průběh křivky propustnosti se výrazně změní. Při přesném nastavení na maximum zisku pro dané rozměry feritové propusti odpovídá křivka propustnosti mírně podkritické vazbě.

Po nastavení feritové propusti ještě jemně doladíme cívku L_{23} a L_{24} na maximální zesílení. Běžec trimru P_3 pak podle potřeby nastavíme společně s P_2 do polohy, odpovídající největšímu zisku jak při příjmu SV, tak i VKV.

Máme-li k dispozici vf generátor FM-AM, pak jeho výstupní signál o kmitočtu 10,7 MHz připojíme do bodu a. Zdvih nastavíme na 22,5 kHz a výstupní úroveň takovou, aby byl signál slyšet z reproduktoru. Při nastavování feritové propusti pak postupujeme, jak je uvedeno výše; při tom stále zmenšujeme úroveň signálu na vstupu tak, aby měl výstupní signál z přijímače mírný



Obr. 92. Stereofonní dekodér TESLA TSD3A upravený pro napájecí napětí 12 V

šum, tj. tak, aby byl signál v mf zesilovači co nejméně omezen. Potlačení amplitudově modulovaného signálu nastavíme jádrem cívky L_{23} při 30% AM modulaci signálu 10,7 MHz s výstupní úrovní z generátoru odpovídající úrovni pro odstup signál-šum 26 dB. Majitelům rozmitače a osciloskopu by nemělo správné nastavení křivky propustnosti působit žádné potíže.

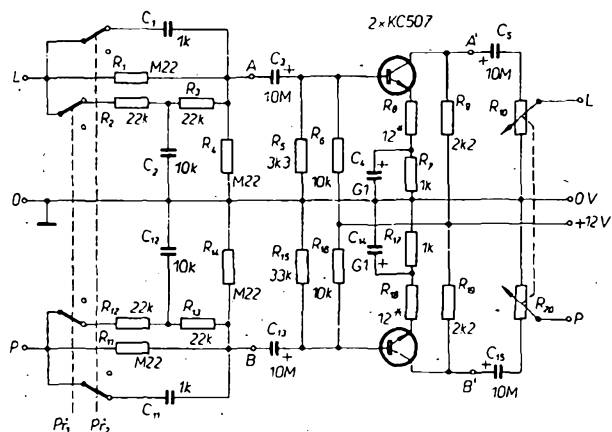
U jednotranzistorové vstupní jednotky lze nastavení do pásma zajistit bez větších problémů díky velkému poměru mezi počáteční a konečnou kapacitou ladičního kondenzátoru. Ověřit, kmitá-li oscilátor, můžeme stejným způsobem jako při nastavování dílu pro příjem SV. U vstupního obvodu ladíme na maximální signál (vyhoví i na šum) ve spodní části pásma jádrem cívky, v horní části kapacitním trimrem. Pronikají-li po připojení vnější antény signály krátkovlnných stanic do obvodů mf zesilovače a ruší tak příjem, je třeba zmenšit kapacitu kondenzátorů 22 pF v anténním přívodu. Má-li kondenzátor velmi malou kapacitu (4,7 pF), projeví se výraznější útlum v příjmu VKV, ale nežádoucí kmitočty jsou již dokonale omezeny. Nejvhodnější kapacitu je proto třeba vyzkoušet zkusem.

Máme-li možnost přijímat silnější stanice v obou pásmech VKV, lze naladit vstupní obvod na pásmo 88 až 104 MHz a tím, že oscilátor kmitá pro pásmo 64 až 78 MHz o mf kmitočet výše, bude pro 88 až 104 MHz kmitat o tento kmitočet níže. Určitá nevýhoda je v tom, že (kromě potřeby velmi silného signálu našich vysílačů) leží obě pásma „na sobě“, čili mohou se nacházet dvě silné stanice obou pásem těsně vedle sebe. Tím vzniká nebezpečí vzájemného rušení, které může být i neúnosné, přijímají-li se dvě silné stanice, které jsou od sebe kmitočtově vzdáleny právě o dvojnásobek mezifrekvenčního kmitočtu. Jedinou pomocí je změnit o několik desetin MHz mezifrekvenční kmitočet přeladěním všech laděných obvodů mf zesilovače 10,7 MHz.

U dvoutranzistorové vstupní jednotky platí v širším rozsahu totéž co u jednotranzistorové. Kdyby při nastavení na maximální zesílení vstupní tranzistor T_1 zakmitával, (není neutralizován), je vhodné zapojit mezi jeho kolektor a cívku L_1 sériový odpor 220 až 470 Ω . Je-li jednotka konstruována jako dvoupásmová, doladujeme obvody jádry cívky na maximální signál ve středupásmu 66 až 73 MHz a kapacitními trimry ve středupásmu 88 až 104 MHz.

Pro uvedení do chodu a dostatečné nastavení vstupní jednotky i celého tuneru bez přístrojů je nutné mít k dispozici kvalitní

Obr. 93. Zapojení korekčních obvodů s předzesilovačem



výkonnou venkovní anténu s velmi dobrým signálem alespoň jedné stanice, k jemnému doladění potřebujeme naopak takový signál, který je sice se šumem, ale má konstantní úroveň. Ten lze získat buď příjmem vzdáleného vysílače, nebo příjmem na náhražkovou anténu. Při tomto signálu pak doladujeme na maximální šum obvody vstupní jednotky, feritovou pásmovou propust a cívky L_{23} i L_{24} . Pak ještě doladíme na nejsilnější příjem obvody pásma středních vln.

Tunery je třeba nastavovat s vypnutým stereofonním dekodérem (nejlépe je dekodér zcela nahradit tak, že nf signál vyvedeme z výstupu na přepínači přímo na vstup nf zesilovače jednoho kanálu, viz dále). Po nastavení celé vf části přijímače připojíme dekodér a odpojíme kondenzátor 4700 pF, který společně s vnitřními odpory IO působí jako deemfáze a odřezává vyšší kmitočty přenášeného nf pásma.

Po nastavení tuneru připojíme k destičce tuneru na straně feritové tyčky dekodér, propojíme nf výstup se vstupem dekodéru, připojíme napájecí napětí a výstup pravého a levého kanálu vyvedeme na konektor k propojení s mf zesilovačem. Je-li obnovovač nosného kmitočtu již předem nastaven na 19 kHz, je při příjmu stereofonního signálu, který musí mít takovou intenzitu, aby při monofonním provozu nebyl v reprodukci ani sebemenší šum, třeba pouze přesně nastavit obvody tak, aby ručka indikačního měřidla stereofonního signálu měla maximální výchylku. Dále se pak již při nastavování postupuje tak, jak je uvedeno v popisu dekodéru.

Z dříve popisovaných dekodérů lze v tomto tuneru použít bez dalších úprav dekodér s jedním integrovaným obvodem s vnitřními cívkami podle schématu na obr. 73. Je použit mimo jiné také z toho důvodu, že jej lze bez úprav nahradit vyprodejním dekodérem TESLA TSD 3A, upraveným pro napájecí napětí 12 V. Schéma tohoto dekodéru se

zapojením upraveným pro napájecí napětí 12 V je na obr. 92. Parametry dekodéru jsou totožné s parametry dekodéru s jedním IO z obr. 73, nastavení i jemné doladění je rovněž shodné. U dekodéru TESLA je pouze nutno odstříhnout přívodní kontakty (část desky se spojí) a přidělat případné destičky pro indikaci stereofonního příjmu. Protože však indikace není z funkčního hlediska pro provoz přijímače nezbytně nutná, není třeba tento obvod v přijímači používat.

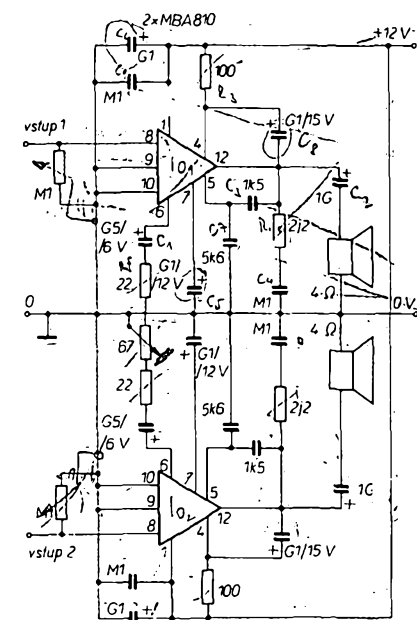
Tuner společně s dekodérem byly v popísaném vzorku umístěny do vyprodejní krabičky z plastické hmoty od konvertoru TESLA pro IV. a V. TV pásmo.

Stereofonní nf zesilovač 2 × 4 W

Stereofonní nf zesilovač tvoří společně s korekčními obvody samostatnou jednotku, sestavenou ze tří desek s plošnými spoji.

Střední deska nese korekční obvody a předzesilovací stupně pro oba kanály a potenciometr pro regulaci hlasitosti. Vstupní obvod koncového zesilovače je pro každý kanál na samostatné desce. Obě desky zesilovače jsou upevněny po stranách desky s korekčními obvody (viz obálka).

Pro zjednodušení konstrukce jsou korekce co nejjednodušší (obr. 93) pouze pro dva stavy a to zapnutý, popř. vypnutý obvod ke zdůraznění nízkých či vysokých tónů (podle polohy přepínačů P_1 a P_2). Nf signál,



Obr. 94. Schéma stereofonního zesilovače se dvěma MBA810

prichazející na vstup korekčního obvodu (jeden kanál), je veden na odporový dělič R_1 , R_2 , který zmenšuje úroveň signálu na vstupu v bodě A (B). Při sepnutí přepínače P_1 se připojí paralelně k R_1 kapacitně odporový článek T, který propustí signály nízkých kmitočtů pouze s malým útlumem, avšak průnik signálů vyšších kmitočtů značně omezi. Tím se na výstupu v bodě A objeví signály nízkých kmitočtů s větší napětovou úrovní, než signály ostatních kmitočtů. Obdobně je tomu při sepnutí přepínače P_2 se zdůrazněním signálů vysokých kmitočtů. Ty procházejí kondenzátorem C_1 bez útlumu, zato signály středních i nízkých kmitočtů jsou propouštěny se značným útlumem. Při sepnutí obou přepínačů jsou na výstupu korekčního obvodu zdůrazněny signály vysokých i nízkých kmitočtů proti kmitočtům středním.

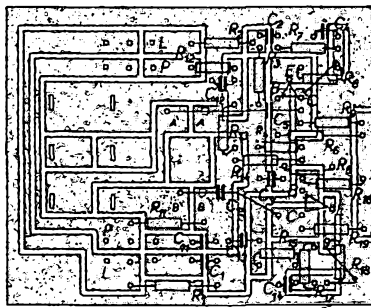
V případě, že je vhodné před koncový stupeň zapojit ještě jednostupňový zesilovač, je na desce se spoji korekčního obvodu (obr. 95) pro něj místo. Změnou odporů R_7 (R_{17}) a R_8 (R_{18}) v emitorovém obvodu tranzistoru lze dosáhnout různého stupně zesílení. Největšího zesílení se dosáhne, je-li odpor R_8 (R_{18}) nulový nebo velmi malý (10 Ω). Určitý malý odpor je vhodné ponechat zapojený; mírně linearizuje převodní charakteristiku tranzistoru, čímž zmenšuje zkreslení při větších úrovních vstupního signálu a částečně omezuje možnost zakmitávání. Zvětší-li se odpor na 47 Ω , zmenší se zesílení na jednu třetinu. S odporem 270 Ω má zesilovač zesílení 0,1 $\times$ zesílení bez odporu. Místo odporu R_8 je vhodné zapojit trimr 100 Ω (v obou předzesilovačích) a nastavit ho tak, aby při vypnutých korekčních měl monofonní signál z obou kanálů stejnou výstupní úroveň (hlasitost).

Je-li na desce se spoji (obr. 95) použito pouze zapojení korekčních obvodů, propojí se body A a B přímo s tandemovým potenciometrem řízení hlasitosti, tj. body A-A' a B-B'. Výstup z běžce potenciometru je veden na vstup IO (vývod 8, obr. 94).

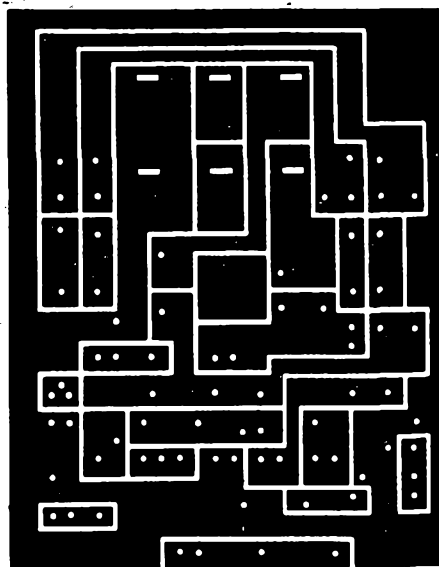
Vlastní stereofonní zesilovač má pouze dva integrované obvody MBA810. Podle druhu chladiče lze z tohoto integrovaného obvodu odebrat při napájecím napětí 12 V výkon 1,5 až 4 W (sinus). Na obr. 97 je zapojení monofonního zesilovače na jedné desce se spoji. Pro stereofonní verzi se použijí tyto destičky dvě a jejich zapojení je na obr. 94. Je zde změna v zapojení vývodu 6 IO, v jehož obvodu je zapojena zesilováha, sloužící k nastavení stejného výstupního výkonu. Změnou odporu R_4 od asi 15 do 150 Ω (odpor je zapojen v sérii s kondenzátorem k vývodu 6 IO), lze změnit napětové zesílení vstupních zesilovacích obvodů v IO až osmkrát. Největšího zesílení se dosáhne při co nejmenším odporu. Protože však na odporu i na kapacitě sériového kondenzátoru C_1 závisí také dolní mezní kmitočty přenášené zesilovačem, je třeba hodnoty uvedené ve schématu v dané toleranci dodržet.

Kapacita kondenzátoru C_1 ovlivňuje průběh zesilovací křivky v oblasti vyšších kmitočtů. Kapacita kondenzátoru C_2 by měla být zhruba čtyři až pětkrát větší, než kapacita kondenzátoru C_3 . Čím je kapacita kondenzátoru C_3 menší, tím je integrovaný zesilovač náchylnější k rozkmitání. Tato vlastnost je dána technologií výroby IO a nelze ji vnějšími úpravami zapojení odstranit tak, aby byl přenos signálů nejvyšších kmitočtů zajištěn bez nebezpečí zakmitnutí. Je proto třeba nalézt vhodný kompromis mezi kapacitou 470 a 1500 pF. Kondenzátory C_4 a C_5 blokují napájecí napětí a brání tak možnému zakmitávání celého zesilovače při větším výkonu.

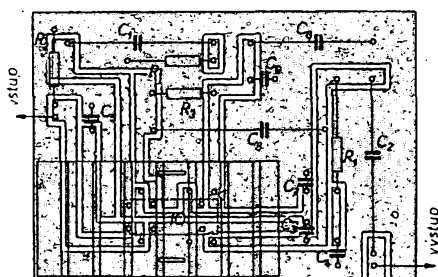
Na impedanci zátěže (reproduktor 4 nebo 8 Ω) závisí potřebná kapacita vazebního kondenzátoru C_2 pro zvolený nejnižší kmitočty. Např. pro 40 Hz a pro reproduktor o impedanci 8 Ω je to 500 μ F, pro reproduktor 4 Ω 1000 μ F.



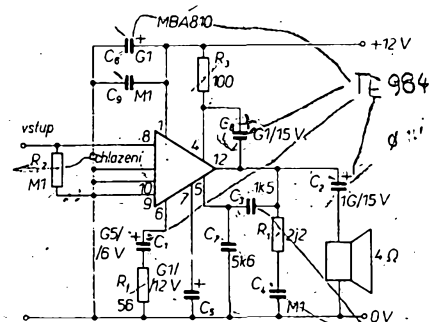
Obr. 95. Deska s plošnými spoji M208 korekčních obvodů



Obr. 96. Deska s plošnými spoji zesilovače s MBA810 (M209)



žebra chlazení IO



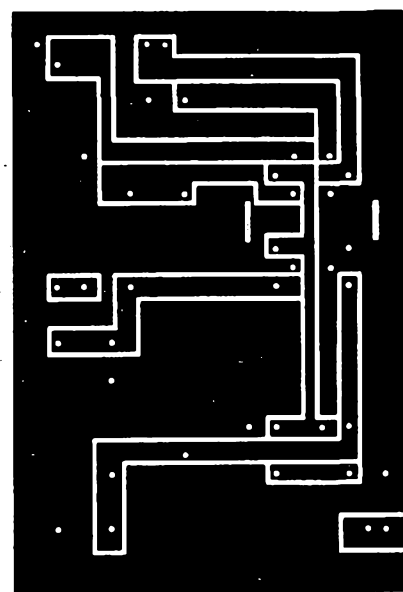
Obr. 97. Schéma koncového zesilovače s MBA810

Každý kanál zesilovače je na jedné samostatné desce s plošnými spoji, obr. 96, lze jej tedy využít i jako monofonního zesilovače. Integrovaný obvod je možné chladit i pouze pomocí fólie na desce s plošnými spoji. Pak je ovšem třeba dbát při provozu na to, aby nebyl zesilovač delší dobu namáhán větším výkonem. Uvedený způsob chlazení vyhoví pro běžný i mírně hlasitý pokojový poslech až do výkonu 1 W. Na desce se spoji se prožehou v místech chladičích „křídélků“ IO díry, jimiž se křídélka prostrčí a připevní k fólii.

V případě, že je požadován větší výkon, je třeba použít přidavné chlazení (viz obr. na obálce).

Potenciometr k řízení stereovány lze použít s odporovou dráhou max. 100 Ω . Potenciometr je upevněn na čelním panelu zesilovače.

Desky obou zesilovačů jsou upevněny po stranách desky korekčních obvodů a jednotlivé vstupy a výstupy jsou propojeny drátovými spojkami. Všechny tři desky jsou připájeny k čelní desce zesilovače. Na zadní straně z kuprexitové destičky jsou připevněny vstupní a výstupní konektory. Celý stereofonní zesilovač o rozměrech 170 $\times$ 80 mm byl umístěn ve výprodejní krabici TV konvertoru TESLA (viz fotografie na obálce).



Obr. 96.

Tab. 5.

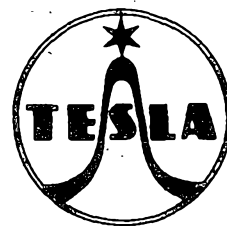
Cívka	Indukčnost	Počet závitů	Poznámka
L_1	52 mH	285	odbočka na 57. záv.
L_2	52 mH	285	odb. na 41. závitů
L_3	13,3 mH	2 $\times$ 72	vinuto dvěma dráty současně
L_4	7,08 mH	105	vinuto na L_5
L_5	7 mH	2 $\times$ 52	vinuto dvěma dráty současně

Tab. 6.

Cívka	Počet závitů	Poznámka
L_1	250	odbočka na 40. závitů
L_2	250	
L_3	2 $\times$ 150	
		vinuto dvěma dráty současně, spojen konec jednoho se začátkem druhého vinuti (spoj slouží jako střed vinuti)
L_4	300	odbočka na 100. závitů
L_5	2 $\times$ 300	
L_6	50	
		dvěma dráty současně jako u L_3

Na základě vaší objednávky na korespondenčním lístku vám

POŠLEME IHNEDE NA DOBÍRKU!



REPROBOXY

ZG3	3 W	4 Ω	305 Kčs
ZG5	5 W	15 Ω	390 Kčs
ZG20	20 W	8 Ω, 4 Ω	1090 Kčs

REPRODUKTORY VÝŠKOVÉ

ARV081 Ø 75 × 50 mm	4 Ω	43 Kčs
ARV082 Ø 75 × 50 mm	8 Ω	44 Kčs
ARV088 Ø 75 × 50 mm	8 Ω	43 Kčs
ARV261 Ø 100 mm	4 Ω	50 Kčs
ARV265 Ø 100 mm	8 Ω	51 Kčs

REPRODUKTORY HLOUBKOVÉ

ARZ368 Ø 100 mm	3 W	8 Ω	80 Kčs
ARN567 Ø 165 mm	10 W	4 Ω	115 Kčs

REPROBEDNY

ARS820	15 W	4 Ω	630 Kčs
--------	------	-----	---------

Dále vám můžeme zaslat též některé náhradní díly k výrobkům spotřební elektroniky TESLA, integrované obvody, polovodiče, odpory, kondenzátory aj.

ZÁSILKOVÁ SLUŽBA TESLA, NÁMĚSTÍ VÍTEZNÉHO ÚNORA 12, 688 19 UHERSKÝ BROD

postavte si sami v akci **HIFI-JUNIOR**

SNADNO – RYCHLE – LEVNĚ A SPOLEHLIVĚ

kvalitní zařízení pro věrnou reprodukci zvuku podle osvědčených a podrobných stavebních návodů:

SG 60 Junior – stavební návod č. 6, cena Kčs 10,-

Poloautomatický hifi gramofon 33/45 ot., odstup > 43 dB, kolísání < 0,1 %, automatický koncový zesilovač, mechanická volba otáček. Možno stavět tři varianty: nejjednodušší A, vybavenější B a kompletní přístroj C (jak se dodává hotový hifi klubům Svazarmu).

TW 40 Junior – stavební návod č. 4, cena Kčs 6,-

Stereofonní hifi zesilovač 2 × 20 W, hudební výkon 2 × 35 W, zkreslení < 0,2 %, vstup 2,4 mV pro magn. přenosku, 250 mV pro radio, magnetofon a rezervní vstup. Výstup pro magn. záznam, pro reproduktory 4, 8, 16 Ω a pro sluchátka. Kvazi-kvadrofonní přípojka pro zadní reproduktory. Fyziologická regulace hlasitosti, nezávislá regulace basů a výšek, regulátor symetrie, vypínač reproduktorů, přepínač mono/stereo a páskového monitoru.

TW 120 – stavební návod č. 5, cena Kčs 4,-

Univerzální koncový hifi zesilovač 2 × 60 W, 4 Ω, se jmenovitým sinusovým výkonem 2 × 40 W/8 Ω, zkreslení pod 0,1 %. Max. hudební výkon 2 × 100 W/4 Ω. Vstup 2 × 1 V/100 kΩ pro předzesilovač nebo směřovací pult. Kvazi-kvadrofonní přípojka pro zadní reproduktory. Monofoňní provoz s dvojnásobným výkonem. Hmotnost jen 4,8 kg! Vhodný pro trvalé hifi soupravy, pro mobilní provoz a ozvučování. Elektrické díly jsou většinou shodné s koncovým stupněm TW 40 Junior.

RS 20 Junior, RS 22 Junior, RS 21 Junior – sada tří stavebních návodů, č. 1, 3 a 7 (5 listů), cena Kčs 4,-.

Třípásmové, dvoupásmové popř. jednopásmové hifi reproduktorové soustavy do 20 W. Uzavřená levístenová skříň potažená melaminovou krytinou, vpředu průzvučná přírodní tkanina. Moderní reproduktory TESLA optimálně přizpůsobené elektrickou výhybkou dávají soustavám vlastnosti převyšující požadavky normy DIN 45 500.

RS238A Junior – stavební návod č. 8, cena 2 Kčs

Třípásmová hifi reproduktorová soustava v dřevěné skříni vhodná pro individuální výrobu. Maximální hudební zatížitelnost 40 W, impedance 8 Ω, kmitočtový rozsah 40–20 000 Hz ± 5 dB, citlivost 83 dB pro 1 W/1 m, zkreslení 2,5 % při 20 W. Vnitřní objem 20 l, rozměry 480 × 320 × 230 mm, hmotnost 9,2 kg.

POZOR – NEPŘEHLÉDNĚTE!

V roce 1977 počet došlých objednávek podstatně přesáhl průchodnost zásilkové služby i celkovou kapacitu podniku Elektronika. Proto bylo s Ústřední radou hifi klubu Svazarmu dohodnuto přechodné východisko z nouze:

1. Zásilková služba nadále posílá dobírkou jen samotné stavební návody. Zásilkový prodej přístrojů a dílů bude obnoven v lednu 1979 prostřednictvím Domu obchodních služeb Svazarmu ve Valašském Meziříčí.

2. Členská prodejna ve Smečkách v uvolněné kapacitě zvýší prodej dílů a přístrojů řady Junior, a to přednostně prostřednictvím svazarmovských hifi klubů, které mají příslušné instrukce. Nejste-li dosud členem, doporučujeme Vám přihlásit se v nejbližším hifi klubu. Spojení získáte na každém OV Svazarmu.

Věříme, že naši zákazníci přijmou s pochopením toto přechodné opatření, které zabezpečuje základní členské služby až do doby definitivního uspořádání v roce 1979.



ELEKTRONIKA

podnik ÚV Svazarmu
Středisko členských služeb
Ve Smečkách 22, 110 00 PRAHA 1
telefon 248 300, telex 121 601