

Heterogenní detekce výukový model

Heterogenous detection
tutorial model

Lukáš Michalík

Bakalářská práce
2005



Univerzita Tomáše Bati ve Zlíně
Fakulta technologická

Vložit oficiální zadání diplomové/bakalářské práce

Chtěl bych poděkovat Ing. A. Mynaříkovi za odborné vedení, cenné připomínky a rady, které mi poskytoval v průběhu vypracování mé bakalářské práce. V neposlední řadě bych chtěl poděkovat také panu P. Dvořákovi za zajištění technicko-odborných předmětů, potřebných k provedení práce.

Prohlašuji, že jsem na celé diplomové práci pracoval samostatně a použitou literaturu jsem citoval.

Ve Zlíně, 30. 08. 2005

.....

jméno diplomanta

Abstrakt

Moje bakalářská práce popisuje princip jakým funguje radiový superheterodynní přijímač. Výsledek práce má sloužit jako laboratorní úloha pro studenty a proto je v ní princip superhetu vysvětlen co nejjednodušeji, aby po absolvování této laboratorní úlohy pochopili, jak superhetový přijímač funguje, i studenti, kteří neabsolvovali školu elektrotechnického zaměření.

This Bc. thesis describes the operating principle of superheterogenous receiver. The thesis is formed as a laboratory task intended for students and that is the reason for the simplest explanation. After the finish of this task even students who didn't attend an electrotechnic school should understand the operating principle of superheterogenous receiver.

OBSAH

ÚVOD	6
1 ZÁKLADNÍ INFORMACE O RADIOVÝCH PŘIJÍMAČÍCH	7
1.1 ZPŮSOBY MODULACE	7
1.1.1 Amplitudová modulace (AM)	8
1.1.2 Frekvenční modulace (FM)	11
1.2 DRUHY RADIOVÝCH PŘIJÍMAČŮ	12
1.2.1 Přímotesilující přijímače	13
1.2.2 Superhety	18
1.3 CHARAKTERISTICKÉ VLASTNOSTI RADIOVÝCH PŘIJÍMAČŮ	19
1.3.1 Pro amplitudovou modulaci	19
1.3.2 Pro frekvenční modulaci	20
2 SUPERHET	21
2.1 VŠEOBECNÉ INFORMACE O SUPERHETU	21
2.2 BLOKOVÝ POPIS SUPERHETU	25
2.2.1 Vstupní obvod	30
2.2.2 Směšovač, oscilátor	32
2.2.3 Mf zesilovač	34
2.2.4 Neutralizace	37
2.2.5 Detekce	38
2.2.6 Nf zesilovač	44
3 MĚŘENÍ NA RADIOVÝCH PŘIJÍMAČÍCH	49
3.1 MĚŘENÍ MF ZESILOVAČE	49
3.2 MĚŘENÍ VLASTNOSTÍ CELÉHO PŘIJÍMAČE	51
3.3 NASTAVOVÁNÍ A LADĚNÍ JEDNOTLIVÝCH OBVODŮ	52
3.4 POZOROVÁNÍ JEDNOTLIVÝCH SIGNÁLŮ V RŮZNÝCH ČÁSTECH PŘIJÍMAČE	52
4 POPIS LABORATORNÍHO MODELU	54
4.1 POPIS POUŽITÉHO RADIOVÉHO PŘIJÍMAČE	54
4.2 CELKOVÝ POPIS LABORATORNÍHO MODELU	55
5 LABORATORNÍ ÚLOHA	57
5.1 ZADÁNÍ ÚLOHY	57
5.2 VZOROVÝ PROTOKOL	61
ZÁVĚR	65
SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK	66
SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY	68
SEZNAM OBRÁZKŮ	69
SEZNAM PŘÍLOH	70

ÚVOD

Tato bakalářská práce se zabývá superheterogenním radiovým přijímačem, jeho funkcí a zejména pak měřením na tomto přijímači. V práci jsou stručně popsány způsoby modulace a různé druhy radiových přijímačů.

Hlavní část práce je pak věnována superheterogennímu přijímači. Je zde popsána bloková konstrukce tohoto přijímače, každý blok je pak dále podrobně rozebrán a jsou u něj uvedeny různé způsoby provedení spolu s principem jejich činnosti.

Další kapitola je věnována měření na radiových přijímačích, jsou v ní uvedena a popsána nejčastější měření prováděná na radiových přijímačích. Dále je v této kapitole rozvedeno, kde a jaký signál se v radiovém přijímači nachází.

Hlavním úkolem práce je sestavení výukového modelu superheterogenního přijímače pro laboratorní úlohu, kde jsou vyvedeny nejdůležitější signály, které se v přijímači nachází. Na tomto modelu se studenti seznámí s principem rádia. Proto je v další kapitole popsán konkrétní přijímač použitý pro sestavení modelu a samotný model. Poslední částí práce je zadání této laboratorní úlohy a vypracovaný vzorový protokol.

1 ZÁKLADNÍ INFORMACE O RADIOVÝCH PŘIJÍMAČÍCH

Rozhlasové vysílače a přijímače patří k nejběžnějším zařízením pro dálkový přenos veřejných informací pomocí vysokofrekvenčních signálů od 148 kHz po 108 MHz. Informaci, která je na vysílací straně do nosného signálu vložena, je třeba na přijímací straně vhodným způsobem detekovat a obvykle převést na akustický nízkofrekvenční signál.

Jedním z nejstarších řešení, užívaných v počátcích radiotechniky k detekci nemodulovaných telegrafních signálů, je tzv. **heterodyn** (v anglické literatuře se používá **heterogen**). Jeho principem je přímé směšování na akustický zázněj. Anténou zachycený nosný signál se v přijímači pomocí obvodu nazývaného směšovač smísí se signálem samostatného oscilátoru naladěného do těsné blízkosti nosné telegrafního vysílače a vytvoří nízkofrekvenční záznějovou složku danou rozdílem kmitočtů obou signálů. Kmitočet akustického zázněje může být jemným rozlaďováním spojitě měněn . Stejného principu lze využít i k příjmu nemodulované telegrafie. Předností tohoto způsobu detekce je možnost dosáhnout velké citlivosti a selektivity přijímače v nf oblasti.

K rozhlasovému přenosu akustických signálů se používá nosných vf signálů modulovaných amplitudově nebo frekvenčně. Ke zpětné demodulaci a tedy k převodu na slyšitelný akustický signál se používá různých typů přijímačů. Nejvíce je rozšířen přijímač, který také vděčí za svůj název původnímu heterodynu: tzv. **superheterodyn**, zkráceně **superhet**. Slovo super zde označuje směšování na vysoký, nadzvukový mezifrekvenční kmitočet

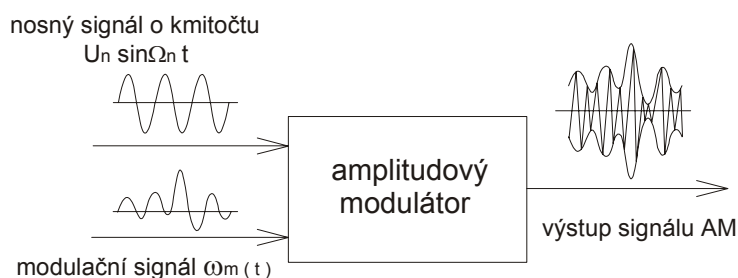
1.1 Způsoby modulace

(obrázky a text v kapitole 1.1 Způsoby modulace byly čerpány z literatury Elektronika – Ing. Jan Mařátko a Amatérské radio viz SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY)

Pro bezdrátový přenos informací se používá vysokofrekvenční nosná vlna, která se šíří prostorem od vysílače. Nosná vlna má neměnný průběh s konstantní amplitudou a sama o sobě žádnou informaci nenese. Informace se přenáší změnami amplitudy, frekvence nebo fáze nosné vlny, jež způsobuje modulační signál. Pro rádiové vysílání se používá amplitudová a frekvenční modulace.

1.1.1 Amplitudová modulace (AM)

Je to nejstarší a dosud nejužívanější modulační metoda, uplatňující se především v rozhlasových pásmech KV, SV, DV. Z označení je patrné, že modulační signál při amplitudové modulaci (AM) ovlivňuje okamžitou amplitudu přenášeného rozhlasového signálu.



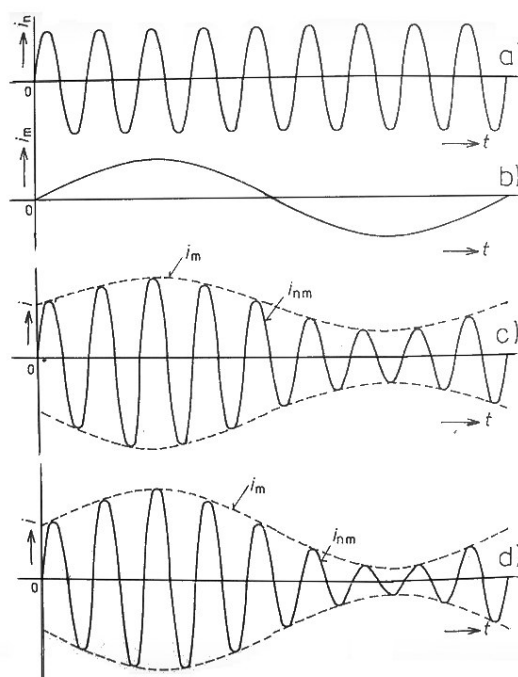
Obr. 1. Znázornění činnosti amplitudového modulátoru

Amplitudový modulátor je v podstatě obvod se dvěma vstupy a jedním výstupem (Obr. 1.). Na jeden ze vstupů modulátoru se přivádí signál stabilního nosného harmonického průběhu $u_n = U_n \sin \omega_n t$ s konstantní amplitudou. Na druhý, modulační vstup je pak přiváděn vlastní modulační signál U_m , jehož časový průběh může mít nejrůznější charakter.

Amplituda modulovaného signálu mění amplitudu nosné vlny. Předpokládejme, že harmonický vysokofrekvenční proud nosné frekvence ω_n s amplitudou I_n bude amplitudově modulován harmonickým nízkofrekvenčním proudem frekvence ω_m s amplitudou I_m . Je-li fázový posun obou proudů v čase $t = 0$ nulový, platí $i_n = I_n \sin \omega_n t$; $i_m = I_m \sin \omega_m t$. Při amplitudové modulaci se mění amplituda vysokofrekvenčního proudu v rytmu proudu nízkofrekvenčního. Pro modulovaný proud i_{nm} platí:

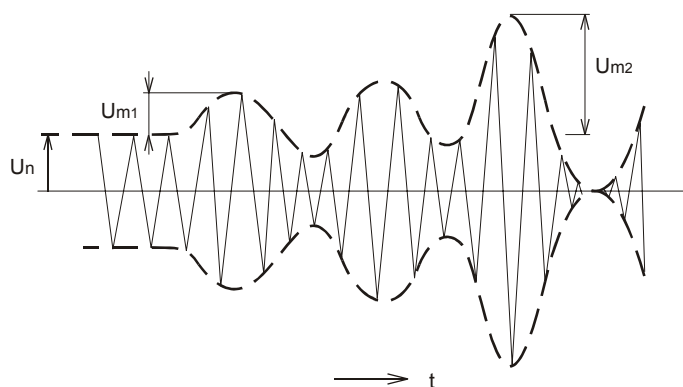
$$i_{nm} = I_n \sin \omega_n t + \frac{1}{2} I_m [\cos(\omega_n - \omega_m)t - \cos(\omega_n + \omega_m)t].$$

Při této modulaci vznikají dvě postranní složky.



Obr. 2. Amplitudová modulace

Při proměnném modulačním napětí, což je právě případ amplitudové modulace přirozeným akustickým signálem (hudba, řeč), který má náhodný a neperiodický charakter, se náhodně mění jak jeho okamžitá amplituda, tak spektrum modulačních kmitočtů.



Obr. 3. Časový rozvoj signálu AM při modulaci napětím sinusového průběhu a při různé modulační hloubce

Na Obr. 3. je znázorněna situace při modulaci vysokofrekvenčního signálu o frekvenci f_n periodickým sinusovým nízkofrekvenčním signálem o frekvenci f_m , pro pochopení dvou základních pojmů:

a. *Modulační obálka* - je to pomyslná spojnice všech vrcholových bodů (stejné polarity) amplitudově modulovaného signálu.

b. *Hloubka modulace* m je funkcí poměru amplitud, popř. modulačních obálek signálu při určitém stupni modulace a při modulaci nulové. Vzhledem k nezbytnému požadavku linearity modulační charakteristiky může být hloubka modulace podle Obr. 3. definována

$$\text{jako } m[\%] = \frac{U_m}{U_n} \cdot 100$$

Je zřejmé, že úrovni modulačního signálu odpovídá hloubka modulace, kmitočtu modulačního signálu odpovídá kmitočet modulační obálky.

Při klasické amplitudové modulaci nosného signálu sinusovým signálem obsahuje výsledný modulovaný signál tři základní složky:

a) nosný signál o kmitočtu f_n s amplitudou U_n

b) dolní postranní signál o kmitočtu $f_d = (f_n - f_m)$ s amplitudou $U_n \cdot \frac{m}{2}$

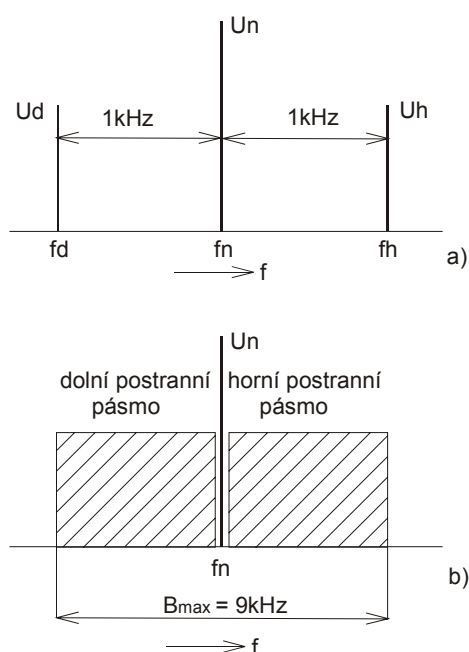
c) horní postranní signál o kmitočtu $f_h = (f_n + f_m)$ s amplitudou $U_n \cdot \frac{m}{2}$

Se změnou modulačního kmitočtu se mění kmitočtový odstup f_d , f_h od nosného kmitočtu f_n , a se změnou úrovně modulačního signálu (tj. s hloubkou modulace) se mění amplitudy signálů postranních kmitočtů.

Rozdíl při modulaci jednoduchým sinusovým signálem 1 kHz a modulaci přirozeným signálem obsahujícím spektrum kmitočtů je znázorněn na Obr. 4 .

Pro přenos určitého modulačního signálu je nutná i určitá šířka přenosového pásma, souměrného vůči f_n . Při modulaci přirozeným akustickým signálem je ovšem složitější i kmitočtové spektrum signálu AM. Postranní kmitočty z Obr. 4. a) přecházejí v postranní pásma, viz. Obr. 4. b). Vzhledem k množství vysílačů, sdílejících jednotlivá rozhlasová pásma, bylo nutno omezit šířku jejich přenosových kanálů. Podle norem je odstup sousedních vysílačů na rozsahu SV 9 kHz, což znamená, že mezní přenášený kmitočet je při šířce pásma $B = 9$ kHz nejvýše $B/2 = 4,5$ kHz. To je ovšem pro jakostní přenos hudebního signálu málo. Další podstatnou nevýhodou klasické amplitudové modulace je omezená dynamika přenášeného signálu a malá odolnost přenosové cesty vůči průmyslovému rušení. Vzhledem k omezení hloubky modulace $m_{\max} < 100$ % a vlivu

nejrůznějších rušivých signálů lze jen stěží v praxi dosáhnout přenosové dynamiky větší než 25 dB.



Obr. 4. a) Kmitočtový rozvoj signálu AM při modulaci sinusovým signálem o $f_m = 1 \text{ kHz}$ a hloubce modulační $m = 100 \%$; b) úplné kmitočtové spektrum vysílače AM pro rozhlasové účely

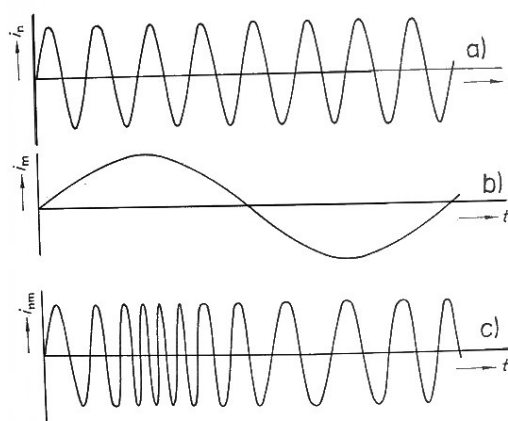
Na druhé straně je ovšem amplitudová modulace v té formě, jak se používá k rozhlasovým účelům, vcelku vhodným kompromisem mezi požadavky na kmitočtovou šířku přenosového pásma a složitost přijímačů. Je-li v místě příjmu dostatečný signál, vyhovuje AM dobře průměrným nárokům.

1.1.2 Frekvenční modulace (FM)

Pro jakostní přenos akustických a zvláště hudebních signálů je modulace AM nevýhodná. Pokud jde o přenášené nf pásmo, mohlo by být samozřejmě zvětšeno rozšířením přenosového kanálu. Vezmeme-li však v úvahu mezní nf kmitočet např. $f_m = 15 \text{ kHz}$, bylo by již potřebné přenosové pásmo s $B = 30 \text{ kHz}$. Při tak velké šířce pásma by se do rozsahu SV "vešlo" jen málo vysílačů a kromě toho by se již také více uplatnily šumové a rušivé složky v signálu na přijímací straně. Navíc tento postup neřeší základní nevýhodu přenosové trasy AM, tj. nevyhovující dynamiku (poměr mezní a minimální amplitudy přeneseného akustického signálu, při kterém se ještě znatelně neuplatní vlivy, zhoršující jakost konečného akustického vjemu). Při hledání jakostnějšího způsobu modulační bylo

jasné, že bude vyžadovat větší šířku pásma - jediné místo pro nový typ rozhlasového vysílání bylo v pásmech VKV a UKV. Kritéria na vhodnou modulační metodu vyplývala z nedostatků modulace AM a z technických možností doby. Jako vítěz vyšla z řady různých řešení modulace kmitočtová.

FM využívá změny frekvence nosné. Amplituda modulovaného signálu mění frekvenci nosné vlny. Amplituda nosné vlny zůstává nezměněna, ale mění se pozice nosné vlny v kmitočtovém spektru. Výkyvy nosné vlny ve frekvenčním spektru tedy přesně odpovídají tvaru amplitudy modulovaného signálu. Při této modulaci vzniká celá řada postranních složek. S tímto druhem modulace se setkáváme při poslechu FM rádií. Nevýhodou tohoto typu modulace je skutečnost, že jediná relace nezabere pouze jeden kmitočet, ale celé pásmo. Pokud můžeme pro vysílanou relaci uvolnit dostatečně široké pásmo, můžeme přijímat zvuk ve vynikající kvalitě.



Obr. 5. Frekvenční modulace

1.2 Druhy radiových přijímačů

(obrázky a text v kapitole 1.2 Druhy radiových přijímačů byly čerpány z literatury Amatérské radio viz SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY)

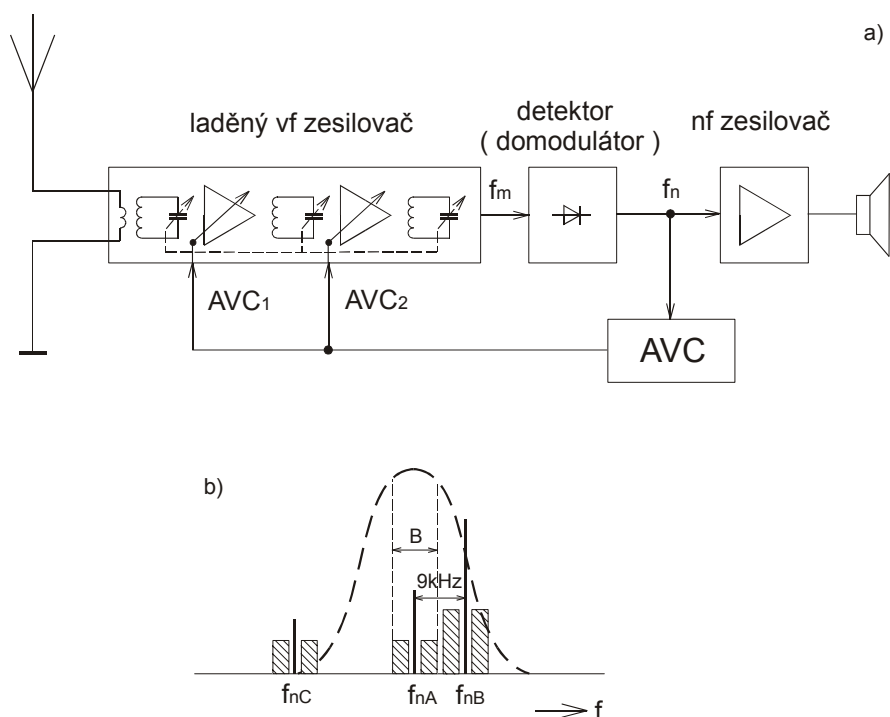
Nejstarším typem radiového přijímače byl detektorový přijímač, tzv. krystalka. Ta obsahovala pouze anténu a selektivní vstupní obvod s vhodně zapojeným rezonančním obvodem LC, provádějícím výběr zvolené stanice. Na tento obvod byl vázán krystalový detektor, který byl při silných vstupních signálech schopen vybudit sluchátko.

Dále následují dva radiové přijímače, které již obsahují aktivní zesilovací prvek, takže mají podstatně větší citlivost, jsou to přijímače přímo zesilující a superhety.

Mezi přijímači pro příjem amplitudově a frekvenčně modulovaného signálu jsou určité rozdíly. My se budeme zabývat, a i následné měření v laboratorní úloze bude prováděno, na přijímači pro příjem amplitudově modulovaného signálu, protože jeho konstrukce i princip je jednodušší.

1.2.1 Přímозesilující přijímače

Přímо zesilující přijímače (typické blokové schéma je na Obr. 6.) zpracovávají vstupní signál na kmitočtu na němž přichází. A na tomto kmitočtu pracují všechny obvody, pro přeladění na jiný kmitočet se musí přelad'ovat všechny obvody současně. Proto se tato konstrukce používá jen pro jednoduché přijímače, pro poslech místních stanic, maximálně se dvěma laděnými obvody.



Obr. 6. Základní schéma přijímače s přímým zesílením a) a jeho kmitočtový diagram b)

Jeho základem je vhodný demodulátor. U přijímačů AM se nejčastěji užívá detektorů diodových. Optimální činnost detektoru zajišťuje selektivní, laděný vf zesilovač, který určuje dva základní parametry zařízení, vysokofrekvenční citlivost a selektivitu. Tím jsou, spolu s nf zesilovačem, vymezeny základní funkční bloky přímозesilujícího přijímače. Při

vyšších nárocích na jakost přijímače vyplývá účelnost automatické regulace zisku (AVC), upravující citlivost přijímače podle velikosti přijímaného užitečného signálu. .

Přímozesilující přijímač by i přes svoji jednoduchost mohl být teoreticky ideálním řešením, nebýt jediného, ale zásadního problému. Je jím omezená, konečná selektivita vstupního laděného obvodu LC. Dosáhnout jejího v praxi vyhovujícího průběhu je současnými technickými prostředky složité a nákladné.

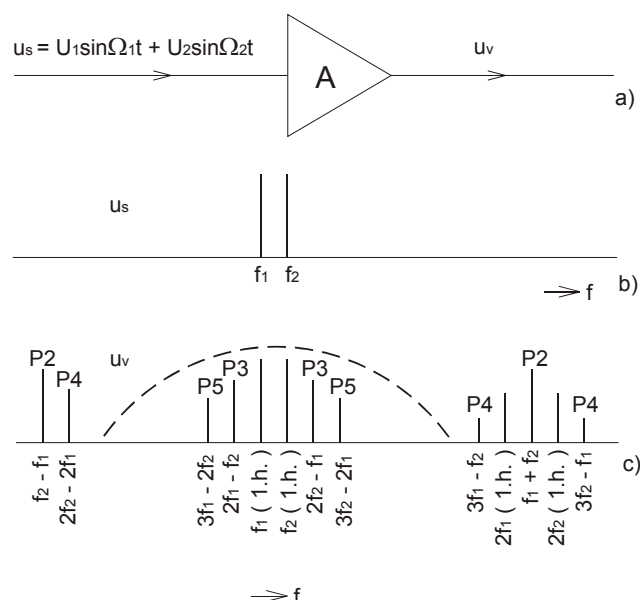
Celková vf selektivita přijímače se může zlepšit kaskádou laděných obvodů LC nebo filtrů, zařazených do jednotlivých selektivních zesilovacích stupňů. Nutnost velké vstupní selektivity však klade vysoké nároky na parametry prvního z aktivních zesilovacích obvodů. Pro jeho nelinearity (při velkých vstupních signálech) dochází v praktickém provozu k tvarovému a tím i harmonickému zkreslení signálu. Nedokonalá vstupní selektivita má však za následek, že na vstup aktivního prvku (tranzistoru) může přicházet současně několik vstupních signálů AM, které spolu s žádaným (vyladěným) a také samy mezi sebou mohou na nelinearitě tranzistoru způsobit vznik celé řady nežádoucích, z hlediska užitečného příjmu rušivých signálů a zkreslení.

U nelineárního zesilovače dochází k tvarovému zkreslení, v kmitočtové rovině ke vzniku nežádoucích harmonických vyššího řádu.

Vše je zjednodušeno, uvažujeme-li jediný sinusový, popř. AM signál na vstupu vf zesilovače. Na vstup vf zesilovače reálného přijímače s nedokonalou vstupní selektivitou může však současně přicházet celá směs rozhlasových signálů, šumů a různých rušivých produktů.

Uvažujme proto dále (Obr. 7.) na vstupu zesilovače dva sinusové vstupní signály f_1 a f_2 velkých amplitud. Po zpracování ideálním, lineárním zesilovačem by bylo výstupní spektrum opět tvořeno pouze dvěma základními spektrálními čarami (Obr. 7. b). Superposice signálů na vstupu nelineárního přenosového členu však působí vedle harmonických složek vyššího řádu také vznik velmi nepříjemných intermodulačních produktů, kombinačních kmitočtů, které nejsou se vstupními (v našem případě f_1 , f_2) v žádném harmonickém poměru. Výsledné výstupní spektrum zesilovače s neladěným výstupem může být stanoveno ze vztahu $f_{p+q} = |\pm pf_1 \pm qf_2|$ v němž součet $p + q$ označuje řád nelinearity převodní charakteristiky zesilovače. Při výpočtu dosazujeme za p , q všechna celá čísla, vyhovující tomuto předpokladu. Například pro převodní charakteristiku 2. řádu lze odvodit, že na výstupu zesilovače budou vedle signálů základních a

harmonických kmitočtů ($f_1, f_2, 2f_1, 2f_2$) přítomny také intermodulační produkty 2. řádu ($f_1 - f_2, f_2 - f_1$), u zesilovače s převodní charakteristikou třetího řádu k nim vedle základních harmonických ($3f_1, 3f_2$) přibudou intermodulační produkty 3. řádu ($2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$) atd.



Obr. 7. Nelineární přenosová funkce je příčinou vzniku intermodulačního zkreslení

Na obr. 7 c) je pro názornost rozložení výstupního spektra obecného nelineárního čtyřpólu, počítané pro převodní charakteristiku 5. řádu a zakreslené pro oblast dvou blízkých základních kmitočtů f_1, f_2 a nejbližší okolí. Fakt, že výstupní selektivita laděného vf zesilovače odstraňuje ze spektra zesílených signálů signály kmitočtů, vzdálených od základních harmonických f_1, f_2 , je v obr. 7 c) znázorněn čárkovaným průběhem výstupního laděného obvodu. Harmonické základních kmitočtů kf_1, kf_2 jsou opět bezpečně potlačeny. Potlačeny jsou i intermodulační produkty 2. řádu ($f_1 - f_2, f_2 - f_1$). Intermodulační produkty 3. řádu, tj. složky $2f_1 - f_2, 2f_2 - f_1$ a 5. řádu, tedy složky $3f_1 - 2f_2$ a $3f_2 - 2f_1$ však již někdy být odfiltrovány nemohou a jsou příčinou intermodulačních rušení a zkreslení vf signálu.

Vf intermodulace

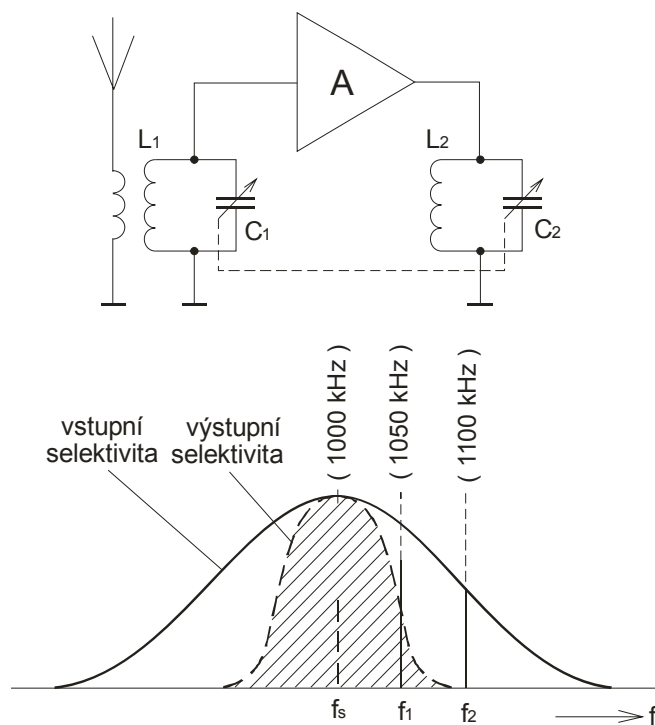
Podle obr. 8 předpokládejme, že je přijímač naladěný na signál určitého kmitočtu f_s , kde právě nepracuje žádný vysílač. V blízkém okolí, pro něž je útlum vstupního obvodu LC nedostatečný, však předpokládejme výskyt dvou silných signálů nosných kmitočtů $f_1 = 1050 \text{ kHz}$ a $f_2 = 1100 \text{ kHz}$. Uvažujme pro jednoduchost nelinearitu převodní

charakteristiky zesilovače 3. řádu. Intermodulační produkty 2. řádu jsou bezpečně mimo selektivitu výstupního obvodu LC. Produkty 3. řádu jsou při naznačených kmitočtech

$$2f_1 - f_2 = 2100 - 1100 \text{ kHz} = 1000 \text{ kHz},$$

$$2f_2 - f_1 = 2200 - 1050 \text{ kHz} = 1150 \text{ kHz}.$$

Vidíme, že především složka $2f_1 - f_2$ spadá přímo do středu propustného kmitočtového pásma a nemůže být v žádném případě výstupním selektivním obvodem zesilovače (čárkovane) odstraněna ani potlačena. Tento intermodulační produkt bude tedy přijímačem zpracován jako rozhlasový signál na kmitočtu 1 MHz, který ovšem ve skutečnosti vůbec neexistuje. Bude-li navíc alespoň jeden ze signálů f_1 , f_2 modulovaný, bude modulován i intermodulační signál f_s . Obdobně nestabilita poměru f_1 / f_2 má za následek kmitočtové odchylky f_s , které mohou být detektorem přijímače vyhodnoceny jako intermodulační hvězdy. Ty je třeba odlišit od hvězdů interferenčních, vznikajících i při dokonalé linearitě vf obvodů omezenou celkovou vf selektivitou přijímače. Interferenční hvězdy vznikají akustickým záznějem signálů nosných kmitočtů či modulačních spekter sousedních vysílačů v detekčním obvodu.

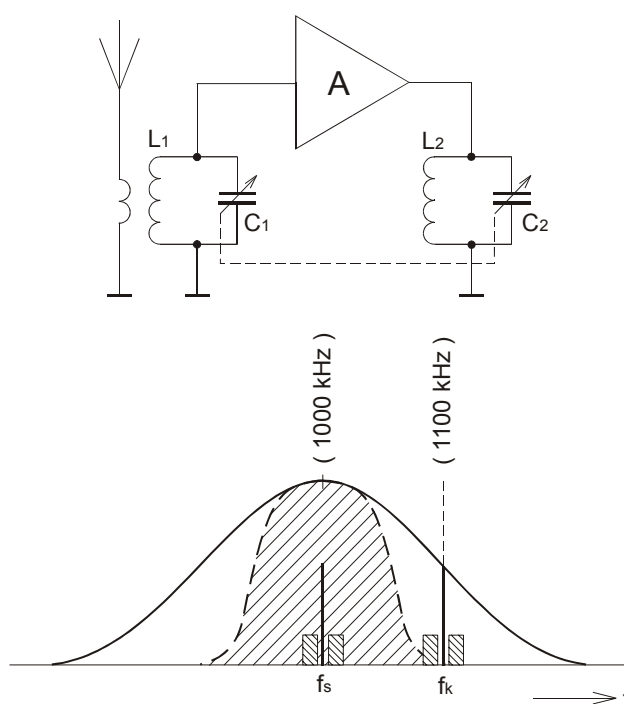


Obr. 8. Princip přímého uplatnění vf intermodulačních produktů

Křížová modulace

Příčiny vzniku křížové modulace jsou stejné jako příčiny vf intermodulace. Mechanismus je však poněkud odlišný, nepodléhá žádným selektivním kritériím. Pro vznik křížové modulace stačí jeden užitečný a jeden rušivý rozhlasový signál.

Předpokládejme, že je přijímač naladěn shodně jako v předchozím případě (Obr. 9.). Na kmitočtu f_s tentokrát předpokládejme nemodulovaný signál nosného kmitočtu, harmonický vf signál 1 MHz. Na druhém, libovolně vzdáleném kmitočtu, ovšem ovlivněném požadavkem konečného útlumu vstupního obvodu LC vf zesilovače, uvažujme silný vysílač AM s kmitočtem nosné f_k a modulačním spektrem $f_k \pm f_{m(k)}$. Příčinou vzniku křížové modulace je opět nelinearita převodní charakteristiky vf zesilovače, která způsobuje, že nosná o kmitočtu f_s je modulována spektrem $\pm f_{m(k)}$ rušící stanice. Při zániku modulace rušícího vysílače zaniká i křížová modulace. Lze dokázat, že hloubka parazitní křížové modulace je opět podmíněna nelinearitou převodní charakteristiky vyššího než druhého řádu.



Obr. 9. Princip vzniku křížové (příčné) modulace

Jak intermodulační, tak křížové rušení velmi znesnadňují konstrukci jakostních přijímačů AM všech typů. Jakmile je jednou vf signál některou z uvedených parazitních modulací

ovlivněn, nemůže již být vzniklé zkreslení žádným způsobem odstraněno. V praxi se samozřejmě všechny druhy parazitních příjmů a rušení vyskytují současně, jednotlivé intermodulační produkty vznikají i v několika stupních vf zesilovačů, vzájemně se ovlivňují a kombinují. Tím vzniká nepřehledná situace, patrná především při příjmu slabých stanic v oblastech silných rušivých signálů. Velká vstupní selektivita a linearita vf zesilovače jsou základními prostředky k získání vyhovujících intermodulačních parametrů.

Parazitní modulace brumem a průmyslovým rušením

V pásmech AM při vyladění přijímače na signál nosného kmitočtu silné, zpravidla místní stanice se vyskytuje nepříjemný síťový brum. Tento jev se nejvíce vyskytuje u síťových přijímačů, u nichž lze také pozorovat (ve srovnání s bateriově napájenými) mnohem menší odolnost vůči průmyslovému rušení.

Příčina obou těchto jevů je opět v přenosové nelinearitě vf obvodů. Síťové brumy (50, 100 Hz) či jiné rušivé signály, pronikající na vstupy vf zesilovačů nejrozličnějšími cestami (nedokonalé filtrace, síťový rozvod, anténní přívody, indukční a kapacitní vazby, nevhodné zemnění ...) se "slučují" s užitečným signálem a působí, podle své velikosti, větší či menší změny pracovního režimu obvodů. Je-li převodní charakteristika nelineární, vzniká parazitní amplitudová modulace. Na rozdíl od předchozích případů stačí i sebemenší odchylka od lineární převodní charakteristiky a značně se zvětšuje s řádem převodní nelinearity. V detekovaném signálu lze kromě brumové složky pozorovat i zkreslení vzniklé vlivem neharmonických intermodulačních produktů rušivého a modulačního signálu. Mimo brum mohou po síťovém rozvodu atd. pronikat na vstupy jednotlivých vf zesilovačů i různé průmyslové rušivé signály často značné úrovně. Ty mohou, i když jsou kmitočtově mimo pásma AM, i zcela znemožnit rozhlasový příjem. Mnohdy lze zlepšit příjem v oblastech se zvýšeným průmyslovým rušením důsledným využitím základních odrušovacích prostředků (stínící fólie síťového transformátoru, filtrační a odrušovací členy, vhodné zemnění přijímače, stínění anténního svodu atd.).

1.2.2 Superhety

Superhety jsou nejrozšířenější přijímače, a proto se jimi budeme dále podrobně zabývat v dalších kapitolách.

1.3 Charakteristické vlastnosti radiových přijímačů

(text v kapitole 1.3 Charakteristické vlastnosti radiových přijímačů byl čerpán z literatury Obvody zesilovačů a přijímačů – Ing. Milan Syrovátko, viz SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY)

1.3.1 Pro amplitudovou modulaci

Citlivost

Je to nejčastěji udávaný parametr a vyjadřuje velikost vstupního napětí přijímače, při kterém je již užitečný signál o 20 dB větší než nežádoucí šum. Pro střední vlny udává norma 40 μV , pro krátké a dlouhé 60 μV . Pro uživatele je zajímavější užitečná citlivost udávaná pro odstup 36 dB. To je v tomto případě pro střední vlny 200 μV . Citlivost se měří přes umělou anténu při hloubce modulace 30 % a modulační frekvenci 400 Hz.

Selektivita

Udává poměr úrovní v dB na výstupu při rozladění o 9 kHz na obě strany od žádaného signálu. Pro dlouhé vlny se požaduje 60 dB, pro krátké a střední 50 dB.

Interferenční poměr pro zrcadlový signál

Je udávána číselně pro jeden kmitočet rozsahu v dB. Znamená potlačení zrcadlového signálu u superhetu. Pro dlouhé a střední vlny 60 dB, pro krátké vlny 22 dB.

Interferenční poměr pro mezifrekvenční signál

Je dán číselně pro měřicí kmitočet, na SV 550 kHz, na DV 250 kHz. Znamená potlačení mezifrekvenčního signálu. Pro střední vlny 50 dB a pro dlouhé vlny 60 dB.

Automatické vyrovnávání citlivosti AVC

Platí pro přijímaný signál o frekvenci 1 MHz a u přijímačů první jakostní skupiny má být 60 dB. Při tomto rozsahu vstupních napětí se nesmí výstupní výkon změnit o více než 10 dB. Což je dost mírný požadavek, pro komunikační přijímače se požaduje 80 dB a změna výstupního napětí maximálně o 3 dB.

Největší užitečný vstupní signál

Je to největší vstupní napětí přijímače, které při hloubce modulace 90 % vyvolá na nízkofrekvenčním výstupu přijímače signál o harmonickém zkreslení do 10 %.

Potlačení hvízd

Vlivem různých interferencí se během ladění objevují zázněje zachycených signálů, tzv. hvízd. Pro krátké, střední a dlouhé vlny se požaduje jejich potlačení o 30, 40 a 20 dB, což jsou mírné hodnoty. U lepších přijímačů by mělo být potlačení alespoň 60 dB.

1.3.2 Pro frekvenční modulaci

Stejně údaje jako pro AM přijímače se udávají i pro FM přijímače. Citlivost pro odstup signálu od šumu je 26 dB. Při měření na nesouměrném vstupu o impedanci $75\ \Omega$ se udává pro monofonní signál $1\ \mu\text{V}$ a pro stereofonní $8\ \mu\text{V}$. Užitečná citlivost pro odstup 46 dB je pro mono $15\ \mu\text{V}$ a pro stereo $100\ \mu\text{V}$. Selektivita při rozladění o 300 kHz na obě strany od žádaného signálu se požaduje potlačení o 55 dB. Nebo se uvádí selektivita která udává pokles výstupního napětí do 6 dB při rozladění o 100 kHz na obě strany. Dále se požaduje interferenční poměr pro zrcadlový signál nejméně 66 dB a interferenční poměr pro mezifrekvenční signál udává potlačení nežádoucí amplitudové modulace na 50 dB.

Přeslechové tlumení

Platí pro stereofonní příjem. Pro nízkofrekvenční výstup bez koncové části se požaduje v pásmu 80 Hz až 10 kHz přeslech mezi stereofonními kanály 40 dB. Na frekvenci 1 kHz to musí být alespoň 50 dB.

Potlačení pilotního signálu

Potlačení na frekvenci 19 kHz má být 46 dB a na 38 kHz alespoň 60 dB.

Samočinné dolad'ování AFC

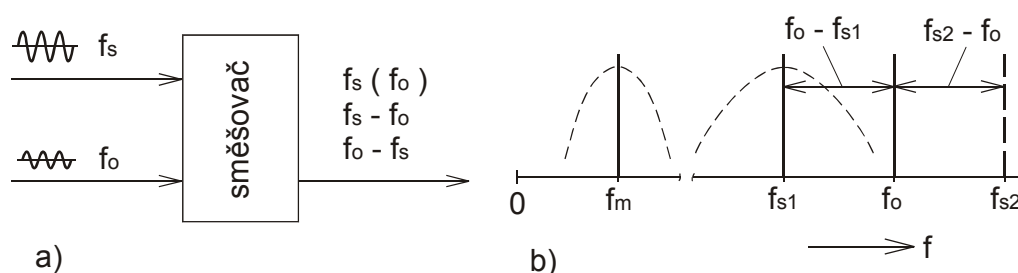
Požaduje se v rozmezí $\pm 100\ \text{kHz}$ od správně naladěného vysílače.

2 SUPERHET

2.1 Všeobecné informace o superhetu

Všechny současné, průmyslově vyráběné přijímače dnes využívají směšovacího (superheterodynního) principu, který odstraňuje charakteristické nedostatky přijímačů s přímým zesílením.

Každý superhet se skládá z těchto hlavních částí: z oscilátoru, směšovače, mezifrekvenčního zesilovače, demodulátoru a nf zesilovače. Mf zesilovač je obdobou přijímače s přímým zesílením fixně naladěného na zvolený, pevný mf kmitočet. Kmitočtovou přeladitelnost umožňuje využití směšovacího principu. Směšovač má za úkol zajistit kmitočtovou transpozici libovolného zvoleného vstupního signálu na signál o kmitočtu mf zesilovače s určitou definovanou šířkou propustného pásma. Vše, co směšovač udělá navíc, je vždy pro optimální funkci přijímače nežádoucí.

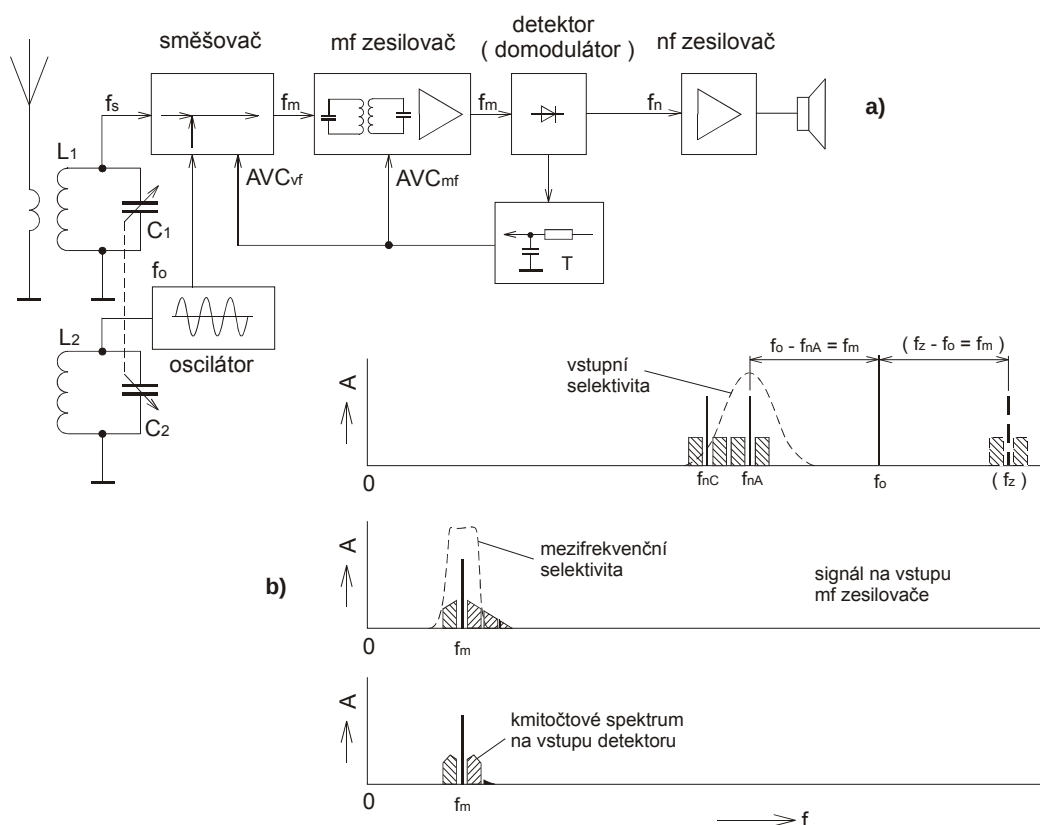


Obr. 10. a) princip činnosti ideálního směšovače b) jeho kmitočtový diagram

Na Obr. 10. je objasněn princip činnosti směšovače. Na jednom ze vstupů směšovače předpokládáme zatím harmonický signál f_s odpovídající nemodulovanému přijímanému signálu. Na druhém ze vstupů směšovače je rovněž signál sinusového průběhu f_o , dodávaný oscilátorem přijímače. Směšovač musí kromě vlastně nežádoucího přenosu obou vstupních signálů zajišťovat především vznik směšovacích produktů, v ideálním případě pouze 2. řádu. Pro náš příklad to jsou signály $f_o - f_s$ a $f_o + f_s$. V souladu s praxí nyní předpokládáme, že na výstupu směšovače bude selektivní obvod LC, který ze směsi kmitočtových složek vybere pouze jedinou, a to $f_o - f_s$. Budeme-li pak měnit kmitočet oscilátoru přijímače v určitém rozsahu $f_{o \min}$ až $f_{o \max}$ a na signálovém vstupu bude místo jediného signálu f_s široké kmitočtové spektrum rozhlasových signálů, mohou z nich na výstup směšovače projít pouze tři. Především je to signál o kmitočtu, odpovídajícímu

rezonančnímu kmitočtu filtru LC (f_{LC}) a dále signály kmitočtů, odpovídajících podmínce $|f_s - f_o| = f_{LC} = |f_o - f_s|$, Všem těmto signálům odpovídá na výstupu směšovače signál pevného kmitočtu - kmitočtu mf zesilovače.

Aby nemohly být při každém nastavení oscilátoru současně zpracovány dva kmitočtově odlehlé a jinak zcela nezávislé signály (Obr. 10. b f_{s1}, f_{s2}) a nepronikal přímý signál $f_s = f_m$ užívá se selektivních vstupních obvodů LC, laděných souběžně s oscilátorovým obvodem tak, aby byla splněna podmínka $f_m = f_o - f_s$. Tím je (v ideálním případě) zajištěno zpracování jediného, právě vyladěného a žádoucího vstupního signálu. Pokud je vstupní signál modulovaný, je na mf signál transponována nejen jeho nosná, ale i celé modulační spektrum. Jakostní směšovač musí zachovávat původní, nezkreslený průběh modulační obálky.



Obr. 11. a) Blokové schéma klasického směšovacího přijímače (superheterodynu) a b) kmitočtový diagram

Na Obr. 11. je blokové schéma klasického rozhlasového superhetu i jeho kmitočtový diagram. Anténní signál přichází na směšovač přes vstupní laděný obvod L_1C_1 . Souběžně

se vstupním obvodem je přeladován i kmitočet oscilátoru přijímače (L_2C_2) tak, aby byla splněna podmínka $f_o - f_s = f_m$. U rozhlasových přijímačů totiž (téměř vždy) oscilátor pracuje o m kmitočet výše, než je rezonanční kmitočet vstupního obvodu. Vzniklý m signál se shodným průběhem modulační obálky jako má vyladěný signál vstupní, je selektivně zesilován v obvodech m zesilovače, v němž je soustředěna základní selektivita přijímače. Základní přínos směšovacích přijímačů spočívá v relativně jednoduché možnosti dosáhnout vysoké "statické" selektivity, blízké optimální. Zatímco u přijímačů s přímým zesílením lze z technologických důvodů užít jen omezeného počtu selektivních členů nižšího řádu (nejčastěji jednoduchých obvodů LC), může být selektivita m zesilovače řešena mnohem dokonaleji. U starších superhetů se téměř výlučně používaly dvojité filtry LC. Šířka pásma ani tvarový průběh selektivity pevně laděného m zesilovače nejsou na ladění přijímače vlnových rozsahů závislé, vzhledem k soustředění m zisku právě v m zesilovači může být dosaženo i relativně stálé citlivosti přijímače. V současné době se již téměř výlučně používají m filtry se soustředěnou selektivitou, které přinášejí řadu významných předností. Patří k nim především značné zlepšení selektivity, intermodulační odolnosti, zvětšení stability, zjednodušení konstrukce a nastavování přijímače.

Dobrý průběh mezifrekvenční selektivity umožňuje potlačit rušení příjmu sousedními vysílači (viz f_{nc} na Obr. 11 b). Na demodulátor superhetu tedy v ideálním případě prochází pouze kmitočtově transponovaný signál vyladěného vysílače.

Superhetová koncepce ovšem není všespasitelná. I když řeší řadu podstatných problémů, mnohé nadále zůstávají, některé dokonce přibývají:

Rušení na m kmitočtu

Rušivé signály (blízké f_m) mohou na m zesilovač procházet i selektivními vstupními obvody (L_1C_1).

U rozhlasových přijímačů s $f_m = 460$ kHz toto nebezpečí hrozí zvláště v pásmech SV, DV. K potlačení m hvizdů atd. v těchto případech stačí použít odladovač na vstupu přijímače.

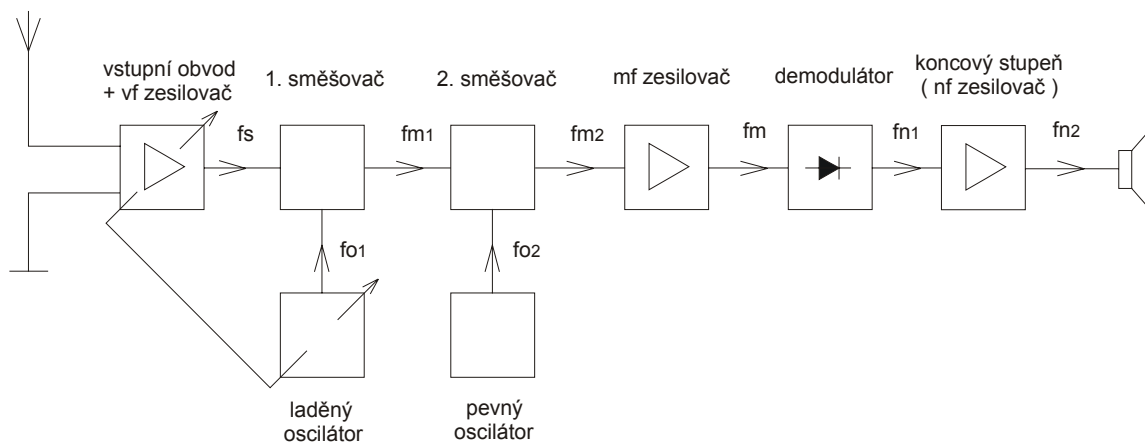
Rušení na zrcadlových kmitočtech

Možnost příjmu rušivých zrcadlových kmitočtů je uvedena na Obr. 10. a Obr. 11. Vyplývá opět z nedokonalé selektivity vstupního obvodu superhetu a velmi rušivě se uplatňuje zejména v pásmech KV. Existují pouze dvě možnosti, jak zlepšit potlačení signálů zrcadlových kmitočtů:

- velká vstupní selektivita, kterou lze však těžko realizovat při respektování současného požadavku velké citlivosti a technoeconomických aspektů,
- volit vysoký mf kmitočet, který je opět v rozporu s potřebou dosáhnout dobrého souběhu ladění vstupu a oscilátoru v pásmech SV, DV.

Rušení signály harmonických kmitočtů oscilátoru.

Dosud jsme uvažovali ideální směšovač i oscilátor. Je jasné, že reálný oscilátor produkuje kromě základní složky f_0 i vyšší harmonické $(1 \text{ až } n)f_0$. Obdobně produktem reálného směšovače nejsou jen základní směšovací složky, ale i produkty vyššího řádu. Vyšší harmonické oscilátoru mohou s nedostatečně potlačenými vstupními signály vytvořit takové kmitočtové složky, které "padnou" do přenosového pásma mf zesilovače a jsou příčinou parazitních příjmu. Vzniká křížová modulace vstupního signálu s harmonickým kmitočtem oscilátoru. Mimo to může, zvláště při málo selektivních vstupních obvodech mf zesilovače, docházet k intermodulaci nebo křížové modulaci mezi signálem oscilátoru a výstupními produkty směšovače (v mf zesilovači).



Obr. 12. Blokové schéma superhetu s dvojitým směšováním

Má-li mít superhet co největší blízkou selektivitu, to je schopnost potlačovat rušivé signály v blízkém okolí přijímaného signálu, musí mít nízkou mezifrekvenci. Potom je totiž realizace mf filtru se strmými boky amplitudové kmitočtové charakteristiky a případně i s malou šířkou pásma, snadná. Naopak k dosažení co největšího potlačení zrcadlových signálů je žádoucí co nejvyšší mezifrekvence, která zajistí dostatečný odstup zrcadlových signálů, tzv. zrcadlovou selektivitu, od pásma propustnosti vstupních obvodů, tedy od kmitočtu f_s . Tyto dva protichůdné požadavky však obyčejný superhet, s jedním

směšovačem nemůže splnit. Proto vznikla vylepšená verze superhetu s dvojitým směšováním. Blokové schéma je na Obr. 12. Zde se volí první mezifrekvence f_{m1} co nejvyšší, aby byla zajištěna velká zrcadlová selektivita a druhá mezifrekvence f_{m2} co nejnižší, aby byla zajištěna i blízká selektivita. Hrubé ladění tohoto přijímače se obvykle realizuje změnou kmitočtu f_{m1} a jemné ladění se potom provádí změnou kmitočtu f_{m2} .

2.2 Blokový popis superhetu

(obrázky a text v kapitole 2.2 Blokový popis superhetu byly čerpány z literatury Tranzistorové přijímače – Ing. Jaroslav Tomáš Hyan a Amatérské radio viz SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY)

Vysokofrekvenční předzesilovače

V současné době se používají jen velmi zřídka.

Směšovače

Ideální směšovač by měl mít velkou směšovací účinnost, malý vlastní šum a velký dynamický rozsah. Měl by dokonale vzájemně oddělovat vstupní a oscilátorové obvody i výstup (zpětné směšování).

Ze směšovacího principu obecně vyplývá nebezpečí vzniku křížové modulace vzájemným působením parazitního vstupního signálu f_k a oscilátorového kmitočtu f_o , které má vždy (hlavně pro dosažení velké směšovací účinnosti a malého šumu) poměrně velkou úroveň.

Místní oscilátor, souběh

Nedílnou součástí každého směšovacího obvodu v přijímači je i místní oscilátor harmonického signálu f_o , podmiňující svými parametry jak vznik, tak jakost mezifrekvenčního signálu. K základním požadavkům na signál oscilátoru patří zejména:

- spektrální čistota, tj. minimální obsah vyšších harmonických složek včetně šumu a parazitních modulací
- stabilita kmitočtu a její nezávislost na vnějších podmínkách,
- stálost úrovně U_o a její nezávislost na ladění přijímače.

Splnit lze uvedené požadavky pouze u samostatných oscilátorů.

Samostatným problémem je vzájemný souběh ladění vstupního a oscilátorového obvodu. Ze směšovacího principu vyplývá, že v ideálním případě by při libovolném naladění

přijímače měl být rozdíl rezonančních kmitočtu oscilátorového a vstupního obvodu LC vždy přesně roven mf kmitočtu f_m . Při požadavku společného ladění obou obvodů nelze ovšem ideálního souběhu v širším kmitočtovém intervalu dosáhnout. Problém je v tom, že určité přeladitelnosti vstupního obvodu $f_{s \max} / f_{s \min} = \text{konst.}$ odpovídá jiná velikost poměru $f_{o \max} / f_{o \min} = x$, což vyplývá právě z kmitočtového posuvu obou rezonančních kmitočtu o f_m . Dosáhnout určitého stupně souběhu je tím obtížnější, čím širší je přeladované kmitočtové pásmo f_s a čím vyšší je užitý mf kmitočet.

Standardní rozhlasový kmitočet $f_m = \text{cca } 460 \text{ kHz}$, stanovený jako určitý kompromis mezi kvalitou souběhu, potlačením zrcadlových signálů (ovšem pouze v pásmech SV, DV) a mf selektivitou je v pásmech SV a DV nejčastěji zajišťován metodou tzv. tříbodového souběhu. Na rozsazích KV, na nichž se se zvyšujícím se kmitočtem poměr k/x blíží jedné a současně se zmenšuje selektivita vstupních obvodů, jsou požadavky na dokonalost souběhu menší.

Dokonalého souběhu vstupního a oscilátorového obvodu pro určité proladované kmitočtové pásmo lze v praxi dosáhnout pouze v omezeném počtu bodů a mezi těmito body s dokonalým souběhem pak vzniká větší či menší chyba.

Detailním rozбором řešení tříbodového souběhu se zabývat nebudeme.

Mezifrekvenční zesilovače

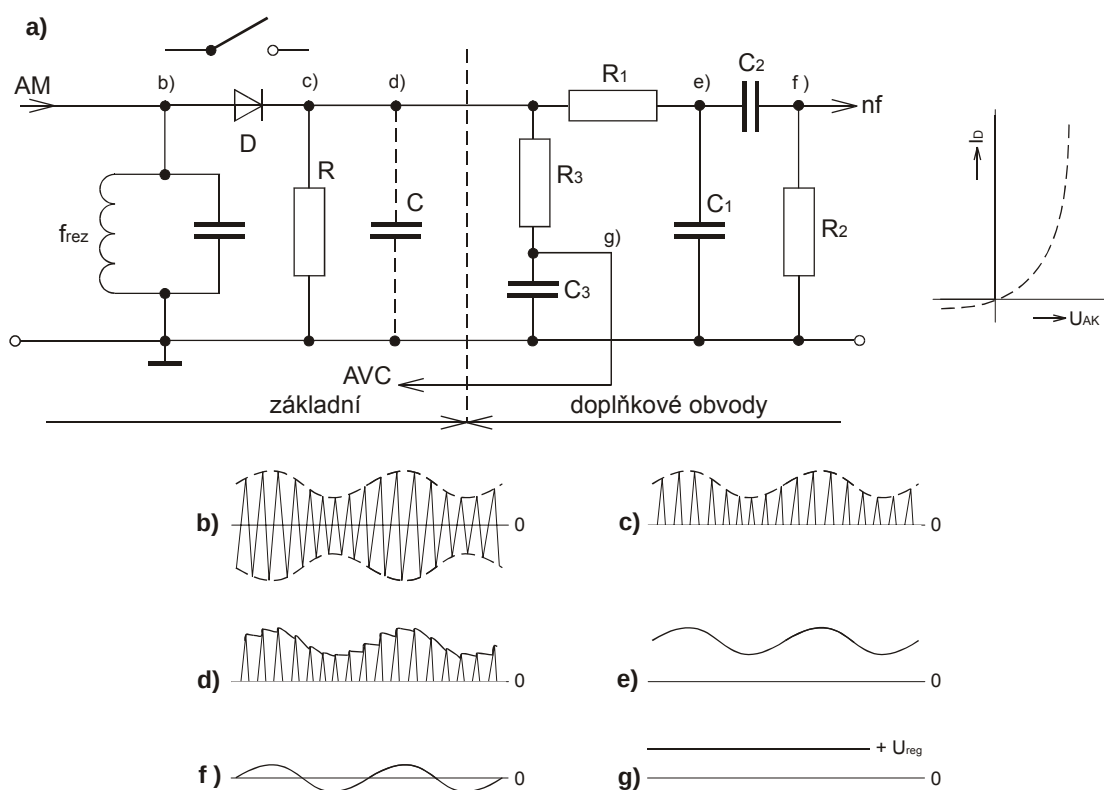
Obvody mf zesilovače jsou v podstatě shodné se zapojením pevně naladěného, velmi selektivního přímozesilujícího přijímače. Moderní mf zesilovač je charakterizován užitím účinného mf filtru soustředěné selektivity na svém vstupu. Základní přednost tohoto řešení vyplývá z jeho srovnání s klasickou koncepcí.

Zatímco u dosud obvyklého mf zesilovače s vazbou jednotlivých stupňů zesilovací kaskády dvojitými mezifrekvenčními filtry LC je mf selektivita (strmost boků útlumové mf charakteristiky) na vstupu prvního aktivního prvku malá a zvětšuje se teprve s postupem signálu směrem k demodulátoru, je při soustředěné vstupní selektivitě definována optimální šířka pásma již na vstupu prvního zesilovacího stupně. Všechny nežádoucí produkty směšovače, ležící mimo propustné pásmo mf zesilovače, ale i pronikající "užitečný" vstupní signál a signál oscilátoru mohou být soustředěnou mf selektivitou na vstupu mf zesilovače potlačeny tak dokonale, že již v jeho dalších obvodech nemohou být příčinou vzniku intermodulačních produktů.

Demodulátory signálů AM

Pro detekci AM signálů se nejčastěji užívá zapojení s diodovým sériovým detektorem.

Typický sériový detektor je na Obr. 13. a. Uvažujme nejprve diodu D jako absolutně rychlý a ideální jednosměrný ventil (spínač s vnitřním odporem nulovým v propustném a nekonečným v závěrném směru). Dále předpokládejme, že na detekční obvod projde pouze signál jediného užitečného vysílače, například se sinusovým průběhem modulační obálky (Obr. 13. b). Vyjděme ze situace, kdy zátěží diody D je pouze rezistor R.



Obr. 13. Obvyklé uspořádání diodového demodulátoru

Důsledkem činnosti diody D je odříznutí jedné (záporných) půlvln signálu (Obr. 13. c). Připojíme-li nyní paralelně k R čárkovaně zakreslený kondenzátor C vhodné kapacity, změní se výstupní signál detektoru podle Obr. 13. d). Časová konstanta RC musí být volena tak, aby obvod pracoval jako dynamický špičkový detektor, jehož výstupní napětí sleduje průběh modulační obálky vstupního signálu. Pak nastává vlastní demodulace, rekonstrukce původního modulačního signálu na vysílací straně. Vhodná volba konstanty RC je výsledkem kompromisu, z něhož vyplývá potřeba dodatečně

potlačit superponované zbytky vf signálu např. jednoduchou dolní propustí R_1C_1 (Obr. 13. e). Detekovaný signál se pak již od původního liší v podstatě jen tím, že je podložen určitou stejnosměrnou složkou, proporcionální rozkmitu signálu AM na vstupu detektoru. Ta je snadno odstraněna vazebním členem R_2C_2 a tak získán čistý demodulovaný nf, signál s nulovou ss složkou.

Skutečnosti, že ss složka detekovaného signálu je proporcionální úrovni signálu AM na vstupu detektoru a v širší souvislosti i úrovni užitečného vf signálu na vstupu přijímače, se s výhodou užívá k odvození napětí AVC pro automatickou regulaci citlivosti vf a mf dílu.

Regulace AVC

Je nejdůležitějším pomocným obvodem každého citlivého rozhlasového přijímače AM. K zajištění linearity vf části přijímače pro široký rozsah vstupních signálů a zároveň k dosažení optimálních šumových parametrů při příjmu slabých signálů bývá zpravidla regulace AVC rozložena do několika smyček k regulaci zesílení různých obvodů. Předností AVC je současně vyrovnávání hlasitosti slabých i silných stanic.

K získání napětí vhodného k automatické regulaci v principu stačí signál na Obr. 13. d) filtrovat členem R_3C_3 s dostatečně velkou časovou konstantou (Obr. 13. a). Konstanta R_3C_3 se v praxi volí asi 0,1 až 0,2 s. To proto, aby se vf citlivost regulovala dostatečně rychle jak při změnách úrovně vstupního signálu (zvláště v pásmech KV), tak při ladění přijímače. Regulace AVC rozhlasového přijímače má dva úkoly: udržet jednak lineární režim celého vf a mf dílu při všech úrovních vstupního signálu (kritériem jakosti AVC z tohoto hlediska je proto regulační rozsah s ohledem na zkreslení detekovaného signálu) a jednak co nejstálější úroveň detekovaného signálu (hlasitost reprodukce) za stejných podmínek (kritériem účinnosti je tedy v tomto ohledu velikost změny úrovně demodulovaného signálu jako funkce využitelného rozsahu vstupních signálů).

Ideální diodový detektor by měl produkovat demodulovaný nf signál bez zkreslení. V reálném detekčním obvodu však je celá řada příčin a možností vzniku tvarového zkreslení. Zatěžovací impedance detektoru podle Obr. 13. má komplexní charakter. Pro nedomodulovaný mf signál lze za zátěž detektoru pokládat pouze R . Zanedbáme-li dočasně čárkovaně ohraničenou část zapojení, tvoří zátěž detektoru pro nf složku signálu paralelní článek RC. Při modulaci harmonickým signálem se výstupní impedance detektoru zmenšuje s modulačním kmitočtem a je nejmenší při $f_m = 4,5$ kHz. Poměr zatěžovacích impedancí při nulovém a mezním modulačním kmitočtu má vliv nejen na průběh útlumové

charakteristiky detektoru, ale i na zkreslení demodulovaného signálu. Proto je třeba volit časovou konstantu tak, aby zmenšení zatěžovací impedance na 4,5 kHz bylo zanedbatelné.

I při správně určené časové konstantě se u většiny praktických zapojení diodového detektoru setkáváme s poměrně velkým zkreslením. Příčina bývá nejčastěji v nevyhovujícím poměru zatěžovacího odporu detektoru pro ss složku a nf signály i velmi nízkých kmitočtů. Bývá tomu tak při nevhodně volených odporech zatím neuvažovaných rezistorů v doplňkových členech RC (Obr. 13., R_1 , R_2). Pro nemodulovaný signál můžeme opět za zátěž detektoru považovat R . Již pro minimální modulační kmitočet se však k němu paralelně řadí jednak R_3 integračního členu obvodu AVC, jednak sériová kombinace R_1 (člen doplňkové filtrace zbytků vf složky detekovaného signálu) s R_2 (výstupní vazební člen). Příslušné kapacity C_2 , C_3 představují pro všechny nf kmitočty zanedbatelnou reaktanci. Vlivem nelineárních změn strmosti detekční charakteristiky diody vzniká při zpracování modulovaného signálu AM tvarové zkreslení, které může být velmi značné.

Reálná dioda se značně liší od ideální. Kromě nenulového čelního napětí $U_{AK} > 0$ se uplatňuje také její dynamický vnitřní odpor. Průběh statické voltampérové charakteristiky reálné diody lze rozdělit zhruba do tří úseků:

- a) kvadratického, odpovídajícího napětím U_{AK} řádu mV,
- b) obecně exponenciálního,
- c) přibližně lineárního, odpovídajícího nasycenému stavu přechodu PN.

Pro ideální funkci detektoru je zapotřebí zajistit, aby pracoval v lineárním režimu detekční diody, jinak se uplatňují nelinearity detekční charakteristiky (hlavně jejího počátku), projevující se ve zkreslení demodulovaného nf signálu při:

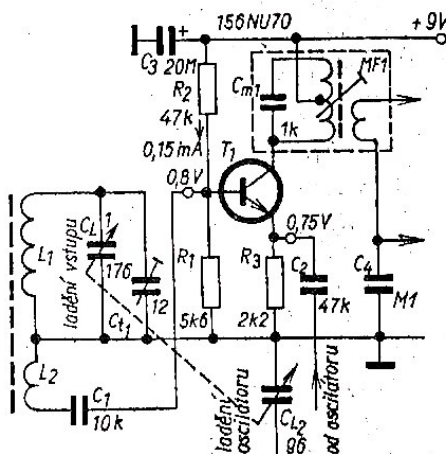
- a) detekci malých signálů na vstupu detektoru všeobecně,
- b) detekci poměrně velkých vstupních signálů, ale při velké hloubce modulace m .

K uvedeným jevům nesmí při požadavku minimálního zkreslení demodulovaného signálu docházet. Základním prostředkem, jak dosáhnout lineární detekce, je nutnost zajistit velký signál AM na vstupu detektoru, přičemž potřebný rozkmit (kolem ± 5 V) může být tím menší, čím menší je napěťový úbytek U_{AK} - odtud pramení jeden z důvodů trvalého užívání germaniových hrotových detekčních diod. Proti křemíkovým diodám mají zejména výhodu v nižším napětí U_{AK} v propustném směru a méně strmou charakteristiku,

která se značně blíží kvadratickému průběhu. Takový průběh, zvláště v součinnosti s krátkými zotavovacími dobami přechodu, je velmi výhodný z hlediska minimálního vzniku rušivých kmitočtových složek. Vyšší harmonické kmitočtové složky vznikají v každém nelineárním obvodu, jejichž je detekční obvod ideálním představitelem. Kmitočtová harmonická spektra typu $(1 \text{ až } n) f_m$ mohou být zdrojem rušení vlastního přijímače, naladěného na příslušná kmitočtová pásma.

2.2.1 Vstupní obvod

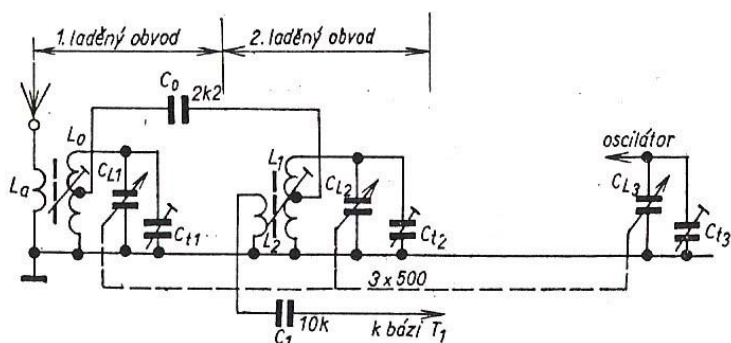
Jeho typické zapojení je na Obr. 14. Tvoří ho cívka L_1 s jednou polovinou dvojitého ladícího kondenzátoru C_{L1} s dolad'ovacím kondenzátorem C_{t1} . Pro přehlednost je schéma pouze pro jeden vlnový rozsah. Cívka L_1 bývá většinou navinuta na trámečku feritové antény. Cívka L_2 je vazební, transformuje směrem nahoru poměrně malou zatěžovací impedanci tranzistoru T_1 , kondenzátorem C_1 pak přechází nakmitaný signál z laděného obvodu $L_1, C_{L1} + C_{t1}$ na bázi tranzistoru T_1 , který pracuje jako směšovač a oscilátor, nebo jen jako směšovač. Na Obr. 14. je zapojení pracující pouze jako směšovač, oscilátor je odděleně.



Obr. 14. Typické zapojení vstupního obvodu jednorozsahového superhetu

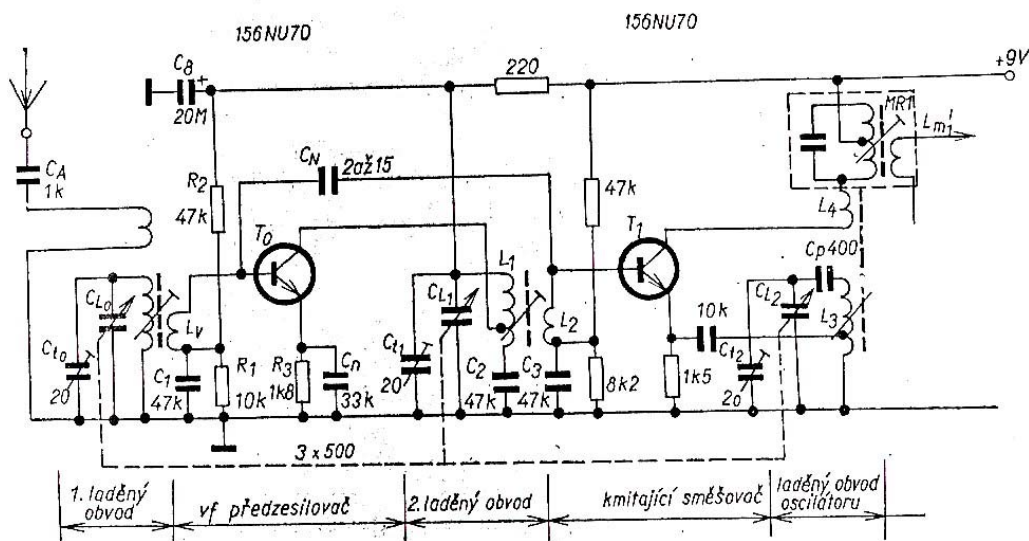
Vstupní obvod může být i dvojitý (Obr. 15.), zvětší se tím selektivnost. Zde se už nepoužívá feritové antény, protože dokonalý souběh obou vstupních obvodů se lépe realizuje při stejných cívkách. Ladící kondenzátor je v tomto případě trojitý, C_{L1} a C_{L2} slouží pro ladění vstupních obvodů a C_{L3} pro ladění oscilátoru.

C_{t1} , C_{t2} a C_{t3} jsou doladovací kondenzátory a slouží k vyrovnání rozdílů počátečních kapacit. I cívky L_1 , L_2 a L_3 mají doladovací jádra, aby se vyrovnaly tolerance. Vazbu mezi laděnými obvody zajišťuje kondenzátor C_0 .



Obr. 15. Zapojení dvojitěho laděného vstupního obvodu

Dalšího vylepšení citlivosti vstupního obvodu se dosáhne vložením tranzistorového oddělovacího stupně, který zesiluje vyladěný vf signál, schéma je na Obr. 16. Vf signál se získá na cívce L_0 , která s kondenzátory C_{L0} a C_{t0} tvoří první vstupní laděný obvod. Přes přizpůsobovací vinutí L_V je vf signál vázán na bázi T_0 , který pracuje jako vf předzesilovač. Na kolektor T_0 se přes zatěžovací impedanci L_1 zapojí druhý laděný obvod. Tranzistor T_1 pracuje už jako kmitající směšovač, tudíž jako směšovač a oscilátor.

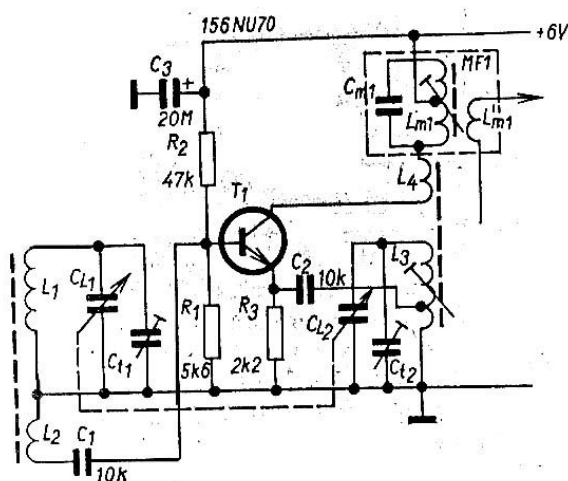


Obr. 16. Zapojení vstupní části jednorozsahového superhetu s laděným vf předzesilovačem

2.2.2 Směšovač, oscilátor

Při ladění superhetu se musí na všech vlnových rozsazích změnit kmitočet přijímané stanice, ale mf kmitočet zůstává konstantní. Oscilační obvod se ladí současně se vstupním obvodem. Signál generovaný oscilátorem se liší od vstupního kmitočtu o kmitočet mf. Vstupní signál a signál z oscilátoru se zavedou do směřovače, v němž se oba signály smísí a výsledkem tohoto směřování je řada kombinačních kmitočtů, např. součtový, nebo rozdílový signál atd. Na výstupu směřovače je obvod, který vybere z kombinačních kmitočtů ten požadovaný, zpravidla je to rozdílový kmitočet. Schéma směřovače s vf zesilovačem i se vstupním obvodem je na Obr. 14. a je tvořeno tranzistorem T_1 , do baze se přivádí vyladěný signál a do emitoru vstupuje přes vazební kondenzátor C_2 signál oscilátoru. Na kolektor T_1 je připojen laděný obvod (L_{m1} , C_{m1}), na němž se nakmitá vf napětí rozdílového kmitočtu f_m , přitom vlastní zvuková informace zůstává i po smíšení zachována.

Oscilátor je vf zesilovač kmitající v důsledku zavedené kladné zpětné vazby. Obdobně pracuje vf stupeň přímозesilujícího přijímače s příliš silnou kladnou zpětnou vazbou. Tato vazba totiž nahrazuje ztráty ve vstupním obvodu do té míry, až dojde ke kmitání. Vf stupeň tohoto druhu podle vlastností použitých cívek a ladicích kondenzátorů pak generuje vf napětí o žádaném kmitočtu.



Obr. 17. Zapojení kmitajícího směšovače

Příklad vstupní části tranzistorového superhetu se samostatným směšovačem T_1 a samostatným oscilátorem T_2 je na Obr. 18. T_2 pracuje v zapojení se společnou bází, L_3 a L_5 jsou zapojeny ve volné vazbě a zajišťují že nenastává kmitočtové strhávání oscilátoru. Dioda D je zapojena v propustném směru a stabilizuje pracovní bod oscilátoru, dokonce i při polovičním napájecím napětí oscilátor stabilně kmitá. K ladicímu kondenzátoru C_{L2} je paralelně připojen odpor R_5 , který zajišťuje v celém vlnovém pásmu téměř konstantní oscilační napětí.

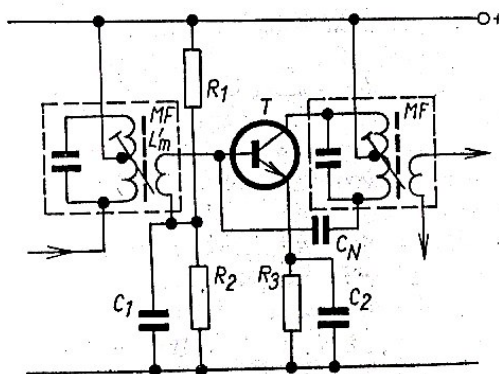
Z oscilátoru, ze samostatné cívky L_6 , jde signál přes vazební kondenzátor C_2 do směšovacího tranzistoru T_1 . Vstupní obvod je již zmiňovaným způsobem vázán na bázi směšovače. Dále musí být i vhodně zvolen poměr mezi L_1 a L_2 . Je-li počet závitů L_2 vzhledem k L_1 malý, je selektivita vysoká, ale šum značně ruší, při zvyšování počtu závitů L_2 klesá šum, ale i selektivita. Obvod $L_m C_m$, naladěný na mezifrekvenční kmitočet a připojený na bázi T_1 , zamezuje přístupu vf signálu stejné frekvence jako je mezifrekvenční, a tudíž rušení, do přijímače. Princip tohoto obvodu je takový, že při rezonanční frekvenci má nejnižší impedanci a tím zkratuje rušivý signál na zem. Tomuto obvodu se říká odladovač.

2.2.3 Mf zesilovač

Mf stupeň tvoří vf tranzistor spolu s mf obvody, napájecími odpory a blokovacími kondenzátory. První mf stupeň navazuje bezprostředně na výstup směšovače, nebo na vazební vinutí prvního mf obvodu, na Obr. 16. je to vinutí L_{m1} ; na Obr. 19. je obecné zapojení mf stupně, kde je vf tranzistor T zapojen mezi dva jednoduché mf transformátory MF . C_N je neutralizační kondenzátor. Jeho funkce je popsána v kapitole 2.2.4 Neutralizace.

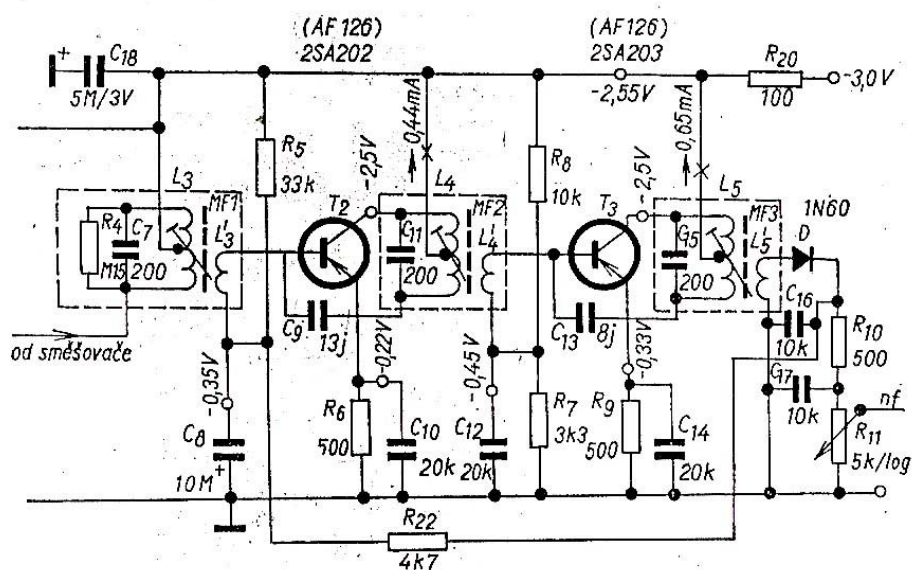
Mf transformátory se vyrábějí jako jednoduché laděné obvody, nebo jako pásmové filtry, které mají lepší vliv na selektivitu.

Na mezifrekvenčním obvodu vzniká v případě rezonance s rozdílovým mf kmitočtem vf napětí které se pak zesiluje. Mf obvod je v podstatě běžný paralelní laděný obvod, má na rezonančním kmitočtu největší odpor pro střídavý proud. Je-li rezonanční kmitočet shodný s požadovaným rozdílovým kmitočtem, vzniká vlivem úbytku největší vf napětí na mf kmitočtu a ostatní kombinační produkty směšování procházejí se zanedbatelným úbytkem mf obvodem a kondenzátorem C_3 (Obr. 14.) jsou svedeny do země.



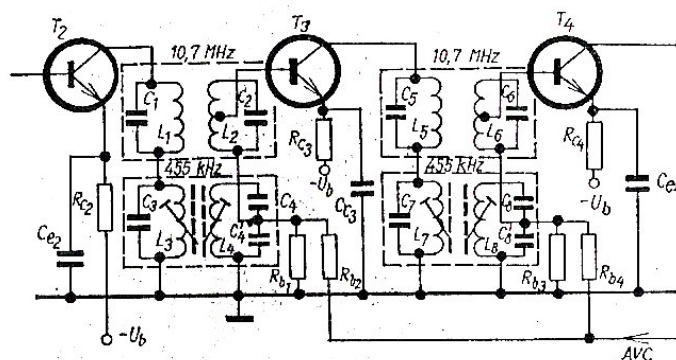
Obr. 19. Obecné zapojení mf stupně

Mf část kvalitnějších tvoří obvykle tři mf obvody a dva vf tranzistory spolu s ostatními pasivními součástmi. Příklad takového zapojení je na Obr. 20. Pasivní součásti mf části plní tyto funkce. Odpor R_6 a R_9 jsou stabilizační emitorové odpory. Odpor R_7 a R_8 tvoří dělič pro předpětí báze tranzistoru T_3 , dělič pro předpětí tranzistoru T_2 je tvořen odpory R_4 , R_8 a potenciometrem R_{11} , který slouží pro regulaci hlasitosti. Tento dělič navíc zavádí i předpětí na diodu D a posouvá tím její pracovní bod tak, aby byla schopna detekovat i slabší stanice. Kondenzátory C_9 a C_{13} neutralizují oba mf stupně. Odpojem R_{22} se dále zavádí stejnosměrná složka z detektoru na bázi tranzistoru T_2 pro automatické vyrovnaní citlivosti. Z tohoto důvodu má blokovací kondenzátor C_8 značně větší kapacitu než ostatní blokovací kondenzátory např. C_{12} . Vazební vinutí L_5 je poslední mf obvod a navazuje na detekční stupeň.



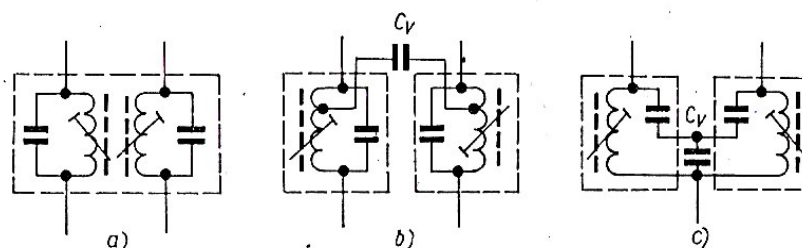
Obr. 20. Typické zapojení mf části přenosných tranzistorových superhetů

Aby se u vícerozsahových přijímačů nemuselo používat dvou samostatných mf částí, zapojují se mf obvody tak, že tranzistory jsou využity pro oba typy signálů. Takové zapojení mf části kombinovaného tranzistorového přijímače pro příjem AM i FM signálu je na Obr. 21. Vstupní signál se odebírá z kolektoru T_2 , ten slouží při příjmu AM jako směšovač a při FM jako první stupeň fm. Vazba na další mf stupeň je přes dvě pásmové propusti zapojené v sérii. Stejně je zajištěna i vazba mezi T_3 a T_4 . Propusti navazující bezprostředně na kolektory a báze jsou naladěny na kmitočet 10,7 MHz a uzemněné propusti jsou naladěny na mf kmitočet 455 kHz. Pro kmitočty v okolí 10,7 MHz je impedance obvodů naladěných na 455 kHz zanedbatelně malá, mf části tedy při provozu FM pracuje tak, jako by propusti AM byly zkratovány. To samé platí i při příjmu AM. Proto není třeba jednotlivé propusti přepínat.



Obr. 21. Schéma zapojení mf části kombinovaného přijímače pro příjem AM a FM signálu

Na Obr. 22. jsou různé způsoby vázání dvojitéch mf obvodů, pásmových filtrů. Ad a) induktivní vazba, oba obvody ve společném stínícím krytu proti vnějším vlivům, ab b) kapacitní napěťová vazba, vyvedená z odboček obou cívek, ad c) kapacitní proudová vazba, se společným kondenzátorem C_v , tento způsob se ale používá jen výjimečně.



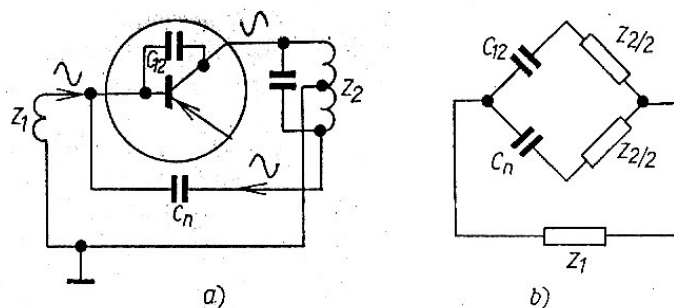
Obr. 22. Způsoby vázání dvojitéch mf obvodů

a) induktivní vazba; b) kapacitní napěťová vazba; c) kapacitní proudová vazba

2.2.4 Neutralizace

Pro správnou funkci obvodu s tranzistorem se musí kompenzovat jeho nedostatky. Jedním z nich je značná kapacita přechodu kolektor – báze, která způsobuje při zesilování vř kmitočtu parazitní zpětnou vazbu na bázi. A navíc je tato vazba závislá na pracovních podmínkách tranzistoru. To ovlivňuje zesílení tranzistoru. U mf stupňů, kde za sebou následují mezifrekvenční obvody laděné na stejný mf kmitočet, může způsobit i rozkmitání celé mf části. Nestabilita je tím větší, čím větší kmitočet tranzistor zesiluje. Ale od určitého kmitočtu se z tranzistoru stává absolutně stabilní člen.

Tato parazitní zpětná vazba se odstraňuje pomocnou zpětnou vazbou s opačným účinkem. Tomu se říká neutralizace.

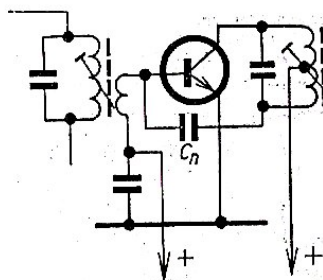


Obr. 23. Zapojení neutralizovaného tranzistoru

a) základní zapojení neutralizovaného tranzistoru;

b) náhradní zapojení neutralizovaného tranzistoru ve formě vyrovnaného můstku

Neutralizační zapojení je odvozeno ze zapojení vyrovnaného můstku, Obr. 23., u něhož se napětí obou úhlopříček navzájem neovlivňují. Toto zapojení odpovídá v praxi běžně používanému způsobu, zapojení neutralizovaného stupně na Obr. 24. Napájecí napětí se přivádí na střední odbočku kolektorového mf vinutí, kapacita neutralizačního kondenzátoru C_n musí být přesně tak velká, jako kapacita přechodu kterou je třeba vykompenzovat.

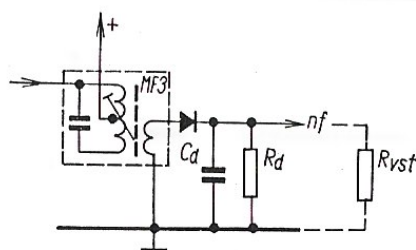


Obr. 24. Neutralizace s děleným výstupem

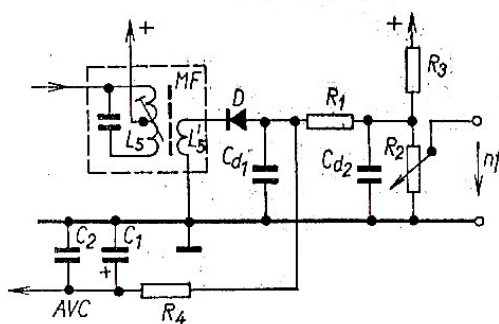
2.2.5 Detekce

Detekce amplitudově modulovaných signálů

Jako detekční člen se nejčastěji používá germániová dioda, ve zvláštních případech i běžný tranzistor. Detekční obvod u nepřímozesilujících přijímačů navazuje na poslední stupeň mf zesilovače, to je tzv. sériový detektor, jehož detekční dioda je zapojena v sérii s vazební cívkou posledního mf obvodu. Schéma tohoto obvodu je na Obr. 25. Obvod je uzavřen pro stejnosměrný proud odporem R , ze kterého se snímá detekované nf napětí pro další zpracování. Kondenzátor C zkratuje vf napětí, aby neproniklo do nf zesilovače. Detekční obvod může být taky vybaven zdvojovačem, v tomto případě se může detektor připojit na vazební vinutí mf obvodu, ale musí být připojen přes oddělovací kondenzátor C_o . Pak je vypuštěno vazební vinutí a detektor se napájí přímo z odbočky laděného vinutí posledního mf obvodu. Toto zapojení se používá jen u přijímačů s malými zisky mf části. Tam kde má mf část velký zisk, používá se zapojení z Obr. 26. Aby se zlepšila citlivost detektoru pro slabé signály, zavádí se odporem na diodu přednapětí, které způsobí posuv jejího pracovního bodu do výhodnější části její charakteristiky.



Obr. 25. Detekční obvod superhetového tranzistorového AM přijímače

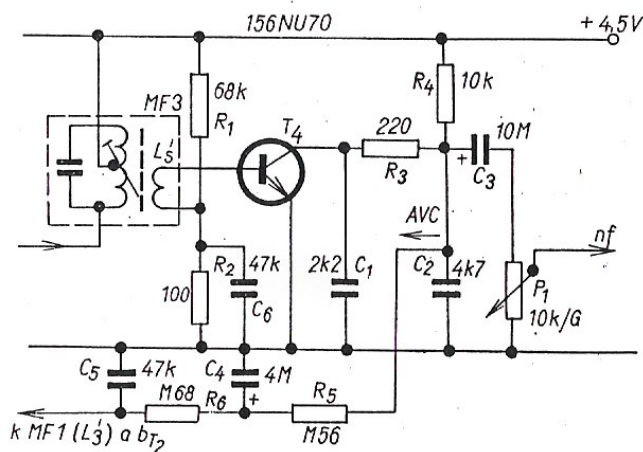


Obr. 26. Detekční obvod rozšířený o filtrační členy vf napětí

Počet závitů vazebního vinutí posledního mf obvodu musí být opět menší než počet závitů laděného obvodu. Tím se zabrání snížení odporu detektoru R_d , jeho přílišnému ztlumení a tudíž poklesu selektivity. K odporu R_d je paralelně připojen vstupní odpor nf zesilovače R_{vst} a tím se dále snižuje celkový zatěžovací odpor. Z toho vychází malý počet závitů na sekundární straně mf obvodu. To má za následek snížení zesílení mf části nutnou transformací posledního mf obvodu, umožňující však optimální přenos výkonu.

Odpor R_d lze zvětšit tím, že použijeme nf zesilovač s velkou vstupní impedancí. Další možností jak zvýšit R_d je zvýšení odporu R_1 a tím se zvýší celkový odpor detektoru R_d . Při této konstrukci už lze volit příznivější poměr počtu závitů mezi vazebním vinutím a kolektorovým vinutím. Velká hodnota odporu R_1 navíc vytváří z detektoru zdroj přibližně konstantního proudu a tím se omezuje vliv na nelineární zkreslení, ale zase snižuje napěťovou úroveň na nf výstupu. Proto je důležité najít optimální řešení převodu posledního mf obvodu a celkového odporu R_d .

Pro citlivé přijímače se používá tranzistorový detektor. Ten pracuje tak, že se stejnosměrná složka, která vzniká při detekci a slouží k automatickému vyrovnávání řízení (AVC), ještě zesílí. To je velmi účinné a zaručuje to nezkreslený příjem při příjmu místních stanic. Toto zapojení je na Obr. 27.



Obr. 27. Tranzistorový detekční obvod superhetového AM přijímače

Mf signál přechází z vazebního vinutí na bázi T_4 , kde se na přechodu báze – emitor detekuje půlvlnným usměrněním. Předpětí báze se nastaví děličem $R_1 - R_2$. Zesílení nf signálu a stejnosměrná složka, úměrná velikosti detekovaného signálu, přechází z kolektoru T_4 filtračním odporem R_3 , který spolu s kondenzátorem C_1 a C_2 odfiltruje vf

napětí. Nf signál postupuje dále přes vazební kondenzátor C_3 na regulační potenciometr P_1 . Pracovní zátěž tranzistoru T_4 tvoří odpory R_4 paralelně s R_3 a P_1 . Stejnosemnná složka jde přes filtrační člen na vstupní obvod prvního mf stupně kde řídí jeho zesílení. Kondenzátor C_4 zkratuje nf napětí, aby neproniklo na bázi tranzistoru prvního mf stupně, kde by mohlo způsobit kolísání zesílení v rytmu nf signálu, nebo rozkmitání.

Automatické vyrovnávání citlivosti (AVC)

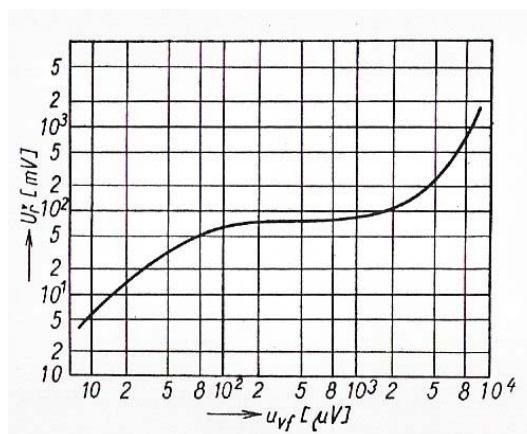
V mf části je provázejícímu signálu zachycené stanice uděleno určité zesílení. Je-li zachycena slabá a vzdálená stanice a tudíž signál na vstupu je slabý, je velké zesílení mf části žádoucí, ale při příjmu silné místní stanice, kdy je signál na vstupu velký, není zapotřebí velkého zesílení v mf části. Velkým zesílením již tak velkého signálu se v posledním mf stupni signál omezuje, odřezou se špičky sinusového signálu, a to značně zkreslí nf signál. Proto, aby k tomuto nedocházelo, se zavádí u citlivých přijímačů AVC.

Pro AVC se využívá stejnosměrná složka vzniklá při detekci, jejíž velikost je úměrná amplitudě mf signálu přijímané stanice. To znamená, že čím má detekovaný signál větší amplitudu, tím větší stejnosměrná složka vznikne. Stejnosemnnou složkou se pak ovládá pracovní bod tranzistorů v mf části podle požadovaného zesílení.

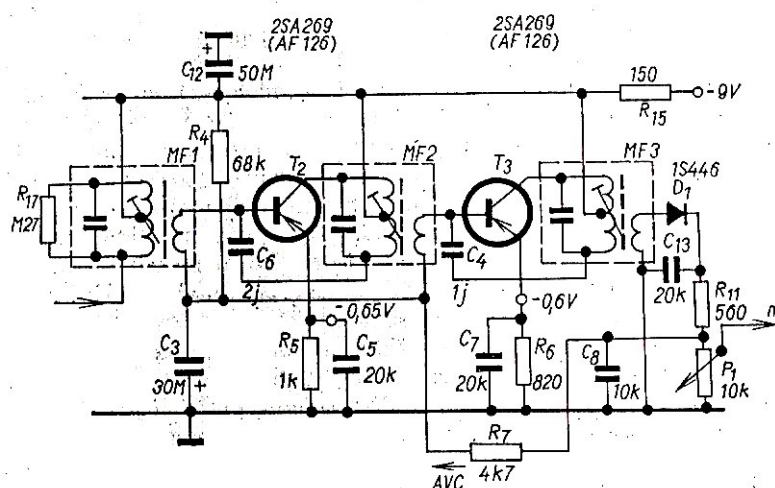
Činnost AVC si vysvětlíme na obvodu z Obr. 20. Po jednocestném usměrnění nosné vlny diodou D vznikne na pracovních odporech R_{10} a R_{11} stejnosměrné kladné napětí, jehož velikost se mění podle nf modulace. Střední hodnota je úměrná amplitudě nosné vlny a při zachycené stanici větší než nula. Zvlnění je stejné jako původní signál a odebírá se z běžce potenciometru R_{11} . Vf napětí odvádějí kondenzátory C_{16} a C_{17} k zemi. Stejnosemnná složka se přes oddělovací odpor R_{22} přivádí pomocí vazebního vinutí na bázi prvního mf tranzistoru, který je typu PNP a tudíž působí proti zápornému předpětí. Tím tranzistor přivírá a zmenšuje jeho zesílení. Kolísání stejnosměrné složky podle nf signálu zabraňuje elektrolytický kondenzátor C_8 , který toto řídicí napětí vyhlazuje. Odpor R_{22} zabraňuje zkratování nf signálu. Pro tranzistory typu NPN musí být polarita diody obrácená.

Vazba AVC má udržet konstantní signál na vstupu mf části při přeladování z jedné stanice na druhou, tedy při změnách velikosti vstupního vf signálu. Na Obr. 28. je závislost stejnosměrné složky, tedy řídicího napětí AVC na velikosti vf signálu. Při řízení zisku pouze jednoho tranzistoru není účinnost AVC dostačující a při příjmu silné stanice nastává snadno přebuzení. Tomu se dá například zabránit zesílením stejnosměrné složky, nebo

řízením více mf stupňů. Příklad zapojení s řízením více stupňů je na Obr. 29., zde je řízení napětí AVC zavedeno do bází obou mf tranzistorů.



Obr. 28. Závislost řídicího napětí AVC na velikosti vf signálu

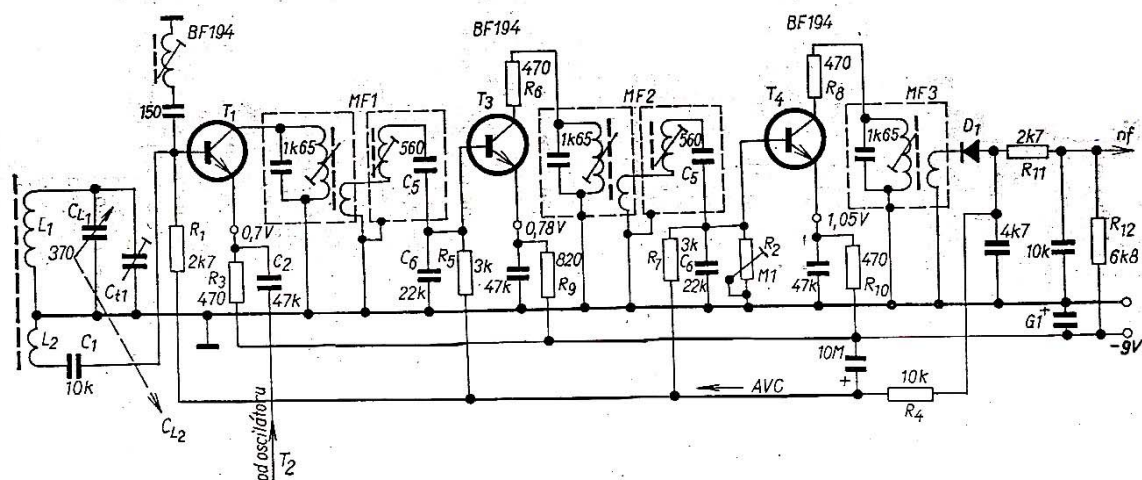


Obr. 29. Zapojení mf části přijímače u něhož jsou napětím AVC řízeny oba mf stupně

Nevýhodou tohoto způsobu je to, že se změnou pracovního bodu řízeného mf stupně se mění i vstupní a výstupní impedance a rezonanční křivka se tudíž deformuje. Proto se musí najít optimální řešení jejich vazby tak, aby byl nezkreslený příjem v obou mezních stavech.

Na Obr. 30. je příklad mf části středovlnného přijímače s dobře využitou stejnosměrnou složkou po detekci, kde se řídí zisk obou mf stupňů T_3 a T_4 i směšovače T_1 a díky tomu že AVC řídí tyto tři stupně, je velmi účinná. Přijímač má samostatný oscilátor T_2 a mf stupně nejsou neutralizovány a pracují s dvěma pásmovými filtry, induktivně vázanými a jedním jednoduchým mf obvodem. Způsob vazby pásmových filtrů představuje přesně definovaný stupeň vazby jinak od sebe magneticky odstíněných rezonančních obvodů. Řídicí napětí se

přivádí na báze tranzistorů přes oddělovací odpory R_1 , R_5 a R_7 . Pracovní body T_1 , T_3 a T_4 jsou nastavovány jedním trimrem R_2 , ale díky odlišným hodnotám jejich emitorových odporů R_3 , R_9 a R_{10} a kolektorových odporů R_6 a R_8 jsou i jejich pracovní body odlišné. Kolektorové odpory, kladnou zpětnou vazbou, zamezují vzniku oscilací.



Obr. 30. Zapojení vf a mf části přijímače s napětovým řízením dvou mf stupňů a směšovače

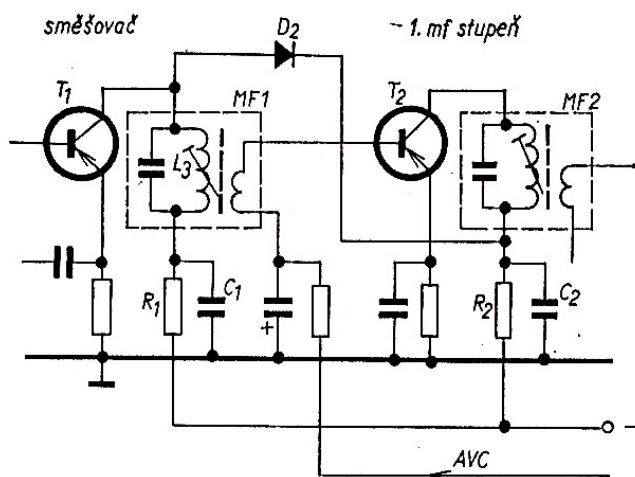
Tlumičí dioda

Tlumičí dioda odstraňuje základní nevýhodu AVC, kterou je to, že řídicí napětí z detektoru se změnou pracovního bodu mění i dynamické kapacity tranzistoru, čímž se mf obvod rozladí, nebo se rozkmitají mf zesilovače. Rozladění je v přijatelných mezích, pokud není účinnost AVC příliš velká. Ale pokud je zapotřebí při velké citlivosti zabránit při příjmu silných stanic zahlcení, používá se přídavné zařízení, tlumičí dioda.

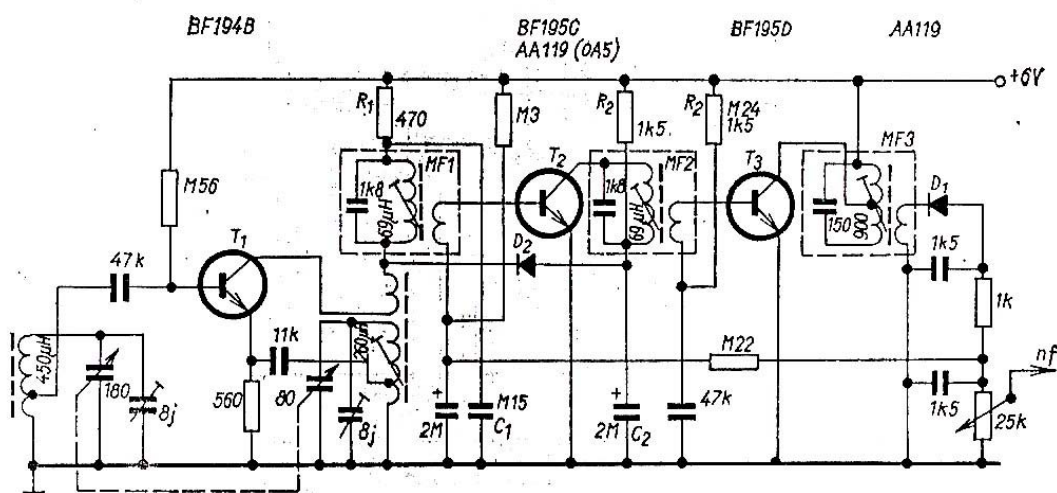
Na Obr. 31. je zapojení mf části tranzistorového přijímače s řídicím obvodem AVC a přídavným řízením pomocí tlumičí diody D_2 . Hlavní AVC obvod zde může pracovat i samostatně, tlumičí dioda zlepšuje jeho vlastnosti a nemůže pracovat samostatně.

Tlumičí dioda D_2 je připojena ke kolektorovému vývodu laděného primárního vinutí a k C_2 , z hlediska střídavého signálu leží paralelně s vinutím L_3 . Volbou R_1 a R_2 lze dosáhnout toho, že v klidu je úbytek napětí na odporu R_1 menší než na R_2 a v tomto stavu je dioda pólována závěrně. Při příjmu silné stanice se vlivem řídicího napětí AVC začne T_2 uzavírat a klesat kolektorový proud a nastává i úbytek napětí na R_2 . T_1 není řízen a proto zde zůstává všechno stejné. A pokud klesne hodnota napětí na R_2 pod hodnotu napětí na R_1 , dioda D_2 se přepóluje a začne se otevírat a tím ztlumí mf obvod. Zatlumením tohoto

obvodu klesne zesílení stupně s tranzistorem T_1 a rozšíří se přenášené pásmo B, což je výhodné. Odpory R_1 a R_2 jsou pro střídavé napětí zkratovány C_1 a C_2 a tudíž na nich vznikají jen úbytky stejnosměrného napětí. Úbytek na R_2 je úměrný síle signálu naladěné stanice. Lepší představu funkce a zapojení tlumicích diod dává Obr. 32., na němž je zobrazena vf i mf část přijímače. Zde jsou ale použity tranzistory NPN, proto je zde polarita diod a elektrolytických kondenzátorů opačná než na Obr. 31.



Obr. 31. Zapojení mf části s řídicím obvodem AVC doplněné tlumicí diodou

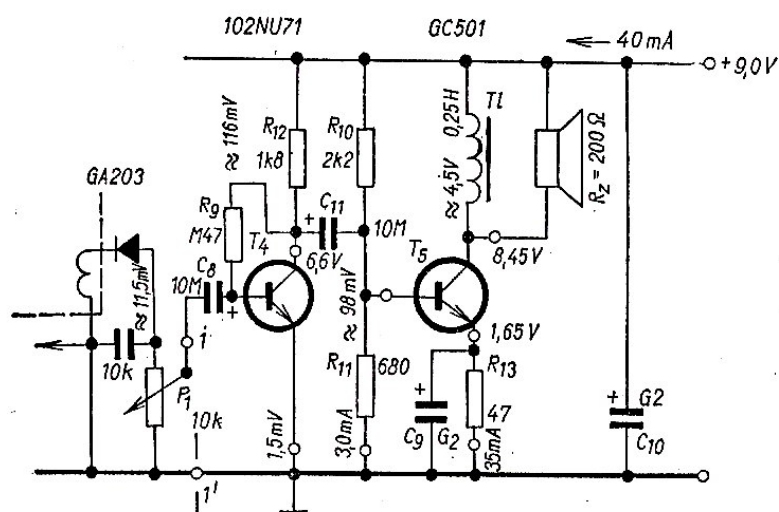


Obr. 32. Zapojení vf a mf části s běžným obvodem AVC a tlumicí diodou

2.2.6 Nf zesilovač

Detekční obvod tranzistorového superhetu končí zatěžovacím odporem, k němuž se připojuje regulační potenciometr, nebo jej tvoří přímo odpor potenciometru. Z běžce tohoto potenciometru se odebírá již vyfiltrovaný nf signál, který se dále zesiluje nf zesilovačem.

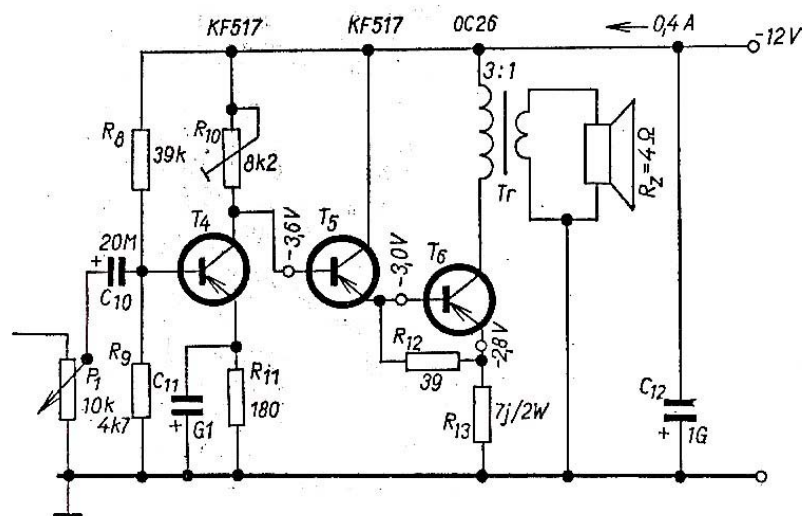
Na Obr. 33. je zapojení dvoustupňového jednočinného nf zesilovače o nf výkonu 100 mW a se stálým proudem 40 mA bez ovlivnění hlasitostí reproduktoru. V kolektorovém obvodu koncového tranzistoru je zapojen reproduktor s kmitačkou s velkou impedancí $R_Z = 200 \Omega$. Aby na ní nevznikal nežádoucí úbytek, napájí se tranzistor T_5 prostřednictvím tlumivky T_1 , jejíž stejnosměrný odpor je zanedbatelný. Indukčnost této tlumivky musí být tak velká, aby na nízkých kmitočtech tvořila zadrž. Nf kmitočty tudíž procházejí reproduktorem, jehož impedance je pro ně menší překážkou.



Obr. 33. Zapojení dvoustupňového jednočinného nf zesilovače

Na Obr. 34. je zapojení třístupňového stejnosměrně vázaného nf zesilovače, o výkonu 1 W a proudu 0,4 A. Tranzistor T_4 jako předzesilovač zesiluje nf signál na dostatečnou úroveň pro budič T_5 . Jeho pracovním odporem je dráha báze – emitor koncového tranzistoru T_6 , který nf signál zesílí výkonově. Pracovní bod T_4 a vzhledem k jejich vzájemné vazbě i T_5 a T_6 , je nastaven trimrem R_{10} . Dělič R_8 a R_9 nastavuje předpětí báze T_4 . Odpor R_{11} zajišťuje teplotní stabilitu celého obvodu. Tranzistor T_5 pracuje jako emitorový sledovač ve funkci impedančního transformátoru. Emitorový sledovač o malém výstupním odporu umožňuje lepší přizpůsobení vzhledem k navazujícímu výkonovému tranzistoru T_6 . Velký vstupní

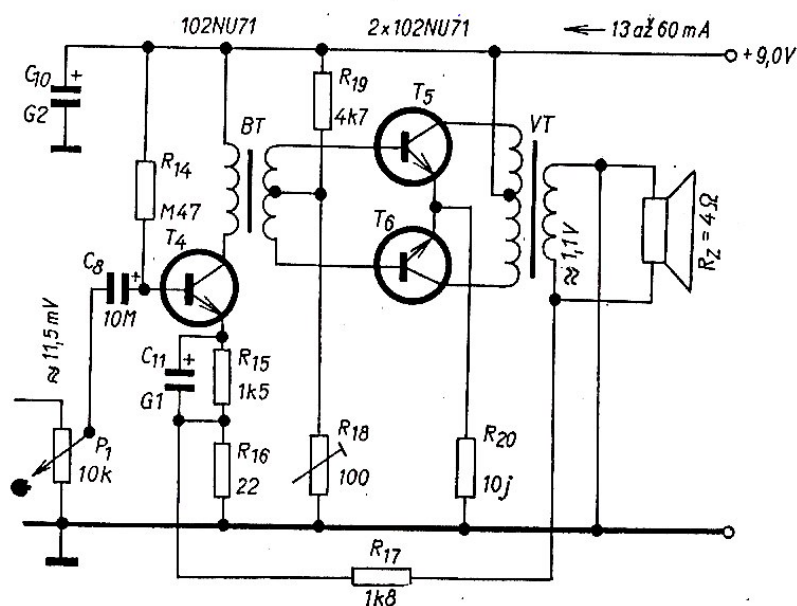
odpor emitorového sledovače pak zaručuje dobrý přenos signálu snímaného z kolektorového odporu R_{10} předcházejícího stupně. T_5 tvoří svou funkcí mezičlánek zajišťující dobrý přenos signálu. Neblokovaným emitorovým odporem R_{13} se zavádí proudová zpětná vazba, jejímž účinkem se zvyšuje vstupní impedance tranzistoru T_5 , což zlepšuje přizpůsobení. Hlavní nevýhodou zesilovačů pracujících s většími proudy je velké množství vznikajícího tepla, které se musí odvádět. Proto se na výkonové tranzistory upevňují velké chladicí žebra.



Obr. 34. Zapojení třístupňového stejnosměrně vázaného jednočinného nf zesilovače

Na Obr. 35. je zapojení nf zesilovače, jehož odběr napájecího proudu je úměrný hlasitosti reproduktoru, proto je vhodný pro napájení z baterie. Zesilovač je dvoustupňový, T_4 pracuje v zapojení se společným emitorem jako budič, T_5 a T_6 jako dvojčinný koncový zesilovač. Vazbu mezi oběma stupni zajišťuje budící transformátor. Nf signál odebíraný z běžce P_1 přechází přes vazební a oddělovací kondenzátor C_8 na bázi budícího tranzistoru T_4 . V přívodu ke kolektoru je zapojeno primární vinutí budícího transformátoru, jehož odpor je pro stejnosměrný proud minimální. Pro nf signál je však indukčnost tohoto vinutí zátěží, na níž vzniká napěťový spád, který se induktivně přenáší na sekundární vinutí s vyvedenou střední odbočkou. Na ni je připojen společný bod děliče R_{18} a R_{19} pro předpětí bází koncových tranzistorů. Nf napětí na bázích T_5 a T_6 má vzhledem k odbočce vzájemně opačnou fázi. Koncové tranzistory zesilují střídavě pouze půlvlny vstupního nf signálu, které se opět složí do uceleného průběhu ve výstupním souměrném transformátoru. Z hlediska stejnosměrného napětí pracují koncové tranzistory paralelně, z hlediska

střídavých signálů v sérii. Jejich pracovní bod je nastaven hodnotami odporů děliče R_{18} a R_{19} .

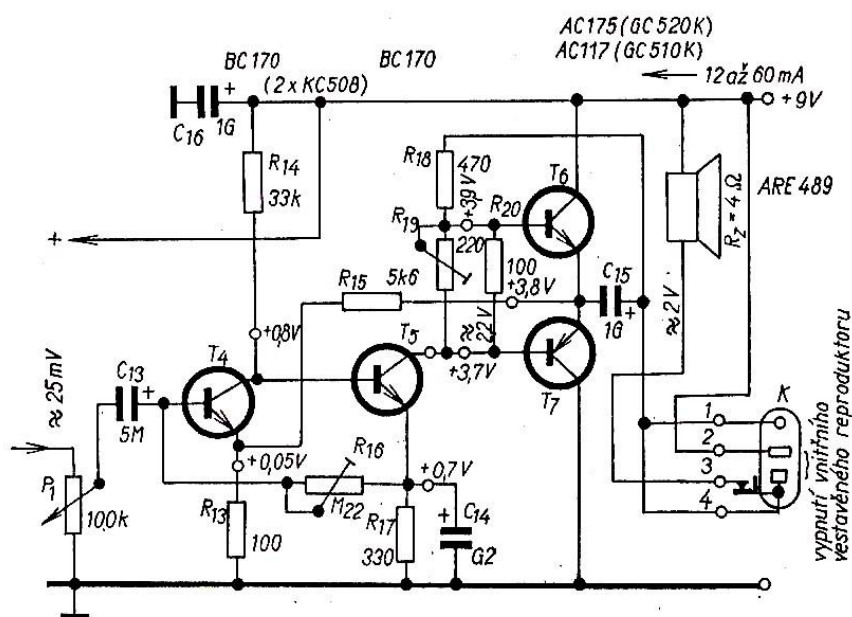


Obr. 35. Zapojení dvoustupňového nf zesilovače s dvojčinným koncovým stupněm

Pokud není na zesilovači nf signál, je jeho proud ze zdroje minimální. Koncovou dvojicí prochází jen klidový proud, který se však musí zvolit uvážlivě; je-li totiž příliš malý, otevírají se tranzistory pozdě, a nf signál je znehodnocen přechodovým zkreslením. Naproti tomu při velkém klidovém proudu prochází tranzistory pro nf účely zbytečně velký kolektorový proud, který je nadměrně zahřívá.

Sekundární vinutí výstupního transformátoru, které napájí kmitací cívkou reproduktoru, je uzemněno jedním vývodem. Z druhého vývodu se přivádí přes R_{17} část výstupního napětí do emitoru budicího tranzistoru T_4 v takové fázi, že působí proti vstupnímu signálu a tvoří zápornou zpětnou vazbu. Ta rozšiřuje kmitočtovou charakteristiku zesilovače, snižuje jeho nelineární zkreslení, mění vstupní impedanci atd. Poměrem velikostí R_{16} a R_{17} je dán stupeň zpětné vazby. U některých nf zesilovačů se zpětná vazba nepoužívá, protože záporná zpětná vazba snižuje citlivost nf zesilovače.

Při použití tranzistorů s větší povolenou kolektorovou ztrátou na koncovém stupni lze vyřadit výstupní transformátor a reproduktor připojit přímo na výstup nf zesilovače. Takové zapojení je na Obr. 36.



Obr. 36. Stejnoseměrně vázaný nf zesilovač bez transformátoru

Po průchodu vazebním kondenzátorem C_{13} se nf signál dostává na bázi T_4 , který pracuje v zapojení se společným emitorem. Po zesílení postupuje signál z pracovního odporu R_{14} přímou vazbou na bázi T_5 , taky v zapojení se společným emitorem, který tvoří druhý stupeň zesilovače. Na kolektoru T_5 se již napěťová úroveň nf signálu rovná přibližně úrovni výstupního napětí. Jeho výkon je ovšem ještě malý, ale stačí k vybuzení doplňkové dvojice T_6 a T_7 . Tyto tranzistory jsou buzeny do bází vzájemně propojených oddělovacích odporů R_{19} a R_{20} . Zesílení napětí obou půlvln se sčítá ve společném bodě emitorů T_6 a T_7 , takže na kmitací cívce R_Z reproduktoru se objeví celé výstupní nf napětí. Klidový proud, a tím i pracovní podmínky koncového dvojice jsou nastaveny odporovým trimrem R_{19} .

Velmi dobré vlastnosti tohoto zesilovače, nízké nelineární zkreslení, vyrovnaná kmitočtová charakteristika a velká vstupní impedance velmi málo zatěžující předcházející detekční obvod, jsou získány zápornou zpětnou vazbou. První záporná zpětná vazba se zavádí přes odpor R_{15} . Přes tento odpor, který vytváří s R_{13} napěťový dělič, se přivádí část výstupního napětí na emitor T_4 , a tím snižuje zesílení se všemi dalšími, již zmíněnými účinky. Tato vazba je účinná pro stejnosměrný i střídavý proud. Stupeň této vazby záleží na poměru R_{15} a R_{13} , čím menší je R_{15} , tím silnější je zpětná vazba, ale i menší zesílení.

Druhá zpětná vazba se zavádí odporem R_{16} do báze T_4 z emitoru T_5 . Určuje zároveň předpětí vstupního tranzistoru T_4 a stabilizuje jeho proud. Protože je celý zesilovač

stejněsměrně vázaný, ovlivňuje i celkovou stabilitu zesilovače. Stoupne-li třeba proud T_4 , zvětší se úbytek na R_{14} a napětí na kolektoru T_4 poklesne. Tato změna se přenáší na bázi T_5 , který se tím uzavírá. Napětí na jeho emitorovém odporu R_{17} klesá a tento pokles se přenáší přes R_{16} zpět na bázi T_4 jako snížené předpětí. Tím se vrací kolektorový proud T_4 k původní hodnotě. Stabilizace probíhá i opačným směrem. Protože je celý zesilovač stejněsměrně vázaný, musí se minimálně na jeho prvním stupni použít křemíkový tranzistor, který svým minimálním zbytkovým proudem přispívá k teplotní stabilitě pracovních bodů. Odporovým trimrem R_{16} se nastavují pracovní body všech tranzistorů celého zesilovače, trimrem R_{19} pak klidový proud koncové dvojice.

3 MĚŘENÍ NA RADIOVÝCH PŘIJÍMAČÍCH

Na radiových přijímačích se dá provádět velké množství různých měření, kterými se změří vlastnosti celého přijímače, nebo pomoci kterých se dají jednotlivé části přijímače nastavit a naladit. A nebo můžeme pouze pozorovat různé signály v jednotlivých částech přijímače.

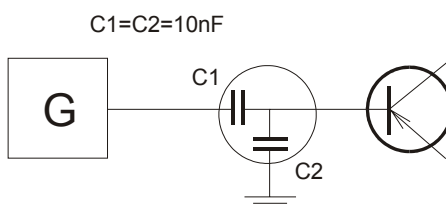
3.1 Měření mf zesilovače

(obrázky a text v kapitole 3.1 Měření mf zesilovače byly čerpány z literatury Měření a sladování amatérských přijímačů – Ing. Jaroslav Tomáš Hyan, viz SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY)

Při měření mf zesilovače se obvykle používá pro zesílení detekovaného signálu předem proměřeného nf dílu přijímače, nebo lze použít i jiný zesilovač, jehož parametry známe.

Připojení signálního generátoru

Signál z generátoru přivádíme na bázi tranzistoru směšovače přes dělič ze stejných kapacit (Obr. 37.) Tento dělič umožňuje měřit i v nestíněném prostředí, jelikož paralelní kapacita potlačí všechny nežádoucí kmitočty, které by mohly znesnadnit měření, a navíc při měření na kmitajícím směšovači je toto vf uzemnění báze nutné pro správnou činnost oscilátoru. Mf citlivost se potom rovná výstupnímu napětí generátoru, dělenému příslušným poměrem děliče.

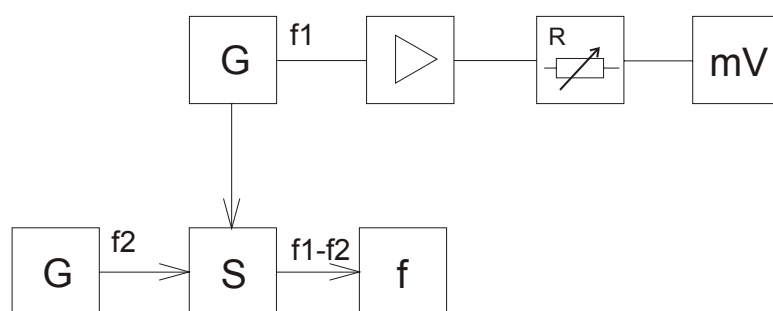


Obr. 37. Připojení generátoru pro měření citlivosti mf zesilovače

Postup měření

V mf dílu vyřadíme z činnosti AVC a upravíme příslušný pracovní bod tak, aby odpovídal funkci přijímače bez signálu. Na vf generátoru nastavíme potřebný mf kmitočet, modulační kmitočet 40 Hz, hloubku modulace 30 %. Mf signál plynule zvyšujeme výstupním děličem generátoru, až dosáhneme výstupního výkonu 50 mW. Takto měříme citlivost bez ohledu na šum vzniklý v zesilovači. Při měření s ohledem na poměr signál/šum je nutno volit odlišný postup. Nastavíme výstupní výkon stejným způsobem jako při prvním měření a

vypneme na generátoru modulaci. Měřidlo výstupního výkonu nyní měří šumové napětí na zátěži. Je-li šum větší než se požaduje v poměru k signálu, zmenšíme zesílení nf zesilovače regulátorem hlasitosti. Zapojíme znovu modulaci a výstupním regulátorem děliče nastavíme výstupní výkon na jmenovitou velikost (50 mW). Vypneme modulaci a kontrolujeme výstupní napětí, zda je již dosaženo potřebného poměru signálu k šumu. Jinak tento postup ještě několikrát opakujeme. Požadujeme-li např. poměr signál/šum pro vyjádření citlivosti 6 dB, musí výchylka výstupního milivoltmetru při vypnutí modulace poklesnout na polovinu původní výchylky. Blokové zapojení měření selektivity je na Obr. 38.



Obr. 38. blokové schéma pro měření křivky selektivity

Měření selektivity mf zesilovače

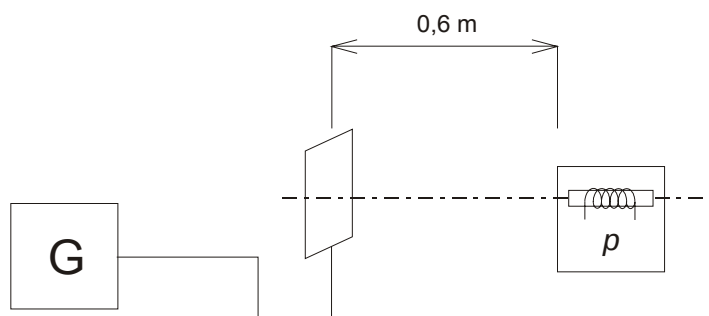
Signál z generátoru je shodný s předcházejícím měřením. Rozladěním generátoru na obě strany od mf kmitočtu a měřením citlivosti při rozladění získáme řadu vstupních napětí, která po vynesení do grafu v závislosti na změně kmitočtu od mf kmitočtu nám dávají křivku selektivity zesilovače. Abychom mohli přesně číst velikost rozladění, použijeme směšovače a pevného oscilátoru, který pracuje na mf kmitočtu zesilovače. Připojením měřiče kmitočtu na směšovač, měříme rozdíl kmitočtu signálního generátoru a pevného oscilátoru, tedy velikost rozladění.

3.2 Měření vlastností celého přijímače

(obrázky a text v kapitole 3.2 Měření vlastností celého přijímače byly čerpány z literatury Měření a sladování amatérských přijímačů – Ing. Jaroslav Tomáš Hyan, viz SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY)

Měření citlivosti

Vf citlivost se měří obdobně jako citlivost mf zesilovače, rozdíl je v zavedení signálu na vstup přijímače. Uvedená metoda je pro přijímače s feritovou anténou, které převládají. Signál z generátoru je přiváděn na měřicí rám, v jehož ose ve vzdálenosti 0,6 m je umístěná feritová anténa měřeného přijímače. Při nastavení výstupního děliče generátoru na 1000 μV je vytvořeno pole 100 $\mu\text{V/m}$ v místě feritové antény. Citlivost je rovna údaji na generátoru děleným deseti. Citlivost měříme na několika kmitočtech, z nich pak určíme průměrnou citlivost. Blokové schéma měření je na Obr. 39.



Obr. 39. Měření citlivosti přijímače měřicí cívkou

Měření potlačení nežádoucích kmitočtů

Při měření citlivosti současně kontrolujeme potlačení mf signálu a zrcadlového kmitočtu vstupním obvodem. Změříme-li citlivost, změníme pouze kmitočet generátoru na zrcadlový nebo mf kmitočet. Výstupní dělič generátoru nastavíme tak, abychom dosáhli stejné výchylky na výstupním měřidle jako při měření citlivosti. Poměr potlačení je vyjádřen poměrem napětí na výstupu generátoru pro obě měření.

Měření nf útlumové charakteristiky celého přijímače

Přijímač s generátorem nastavíme na $f = 1 \text{ MHz}$ a při modulačním kmitočtu 40 Hz, 30 %, při velikosti vstupního signálu 5 mV, nastavíme regulátorem hlasitosti přijímače výstupní výkon na 30 % maximálního výkonu. Na generátor připojíme nf generátor a za stálého

udržování 30 % modulace změříme závislost výstupního napětí na modulačním kmitočtu, který měníme v požadovaném rozsahu. Selektivitu měříme na $f = 1 \text{ MHz}$ stejným způsobem jako mf selektivitu.

Měření AVC

Nastavení přijímače a generátoru je stejné jako při předchozím měření. Regulátorem hlasitosti nastavíme takové zesílení, aby při vstupním napětí 1 V nedošlo k přebuzení nf zesilovače. Zjišťujeme výstupní výkon při změně výstupního napětí generátoru od 1 μV do 1 V. Naměřené údaje vynášíme do grafu.

Měření dalších parametrů přijímače

Kromě uvedených nejběžnějších měření se měří mnoho dalších vlastností přijímače, jako je pronikání vysokofrekvenčního signálu, akustická vazba, vyzařování rušivých kmitočtů, stálost naladění, křivka souběhu, činnost za různých teplot okolí, vliv změny napájecího napětí, odolnost proti otřesům a mnoho dalších.

3.3 Nastavování a ladění jednotlivých obvodů

Nastavování a ladění přijímače se provádí jak při stavbě funkčního vzorku přijímače, tak i při zkoušení určitých dílů, kdy používáme jiných, již nastavených stupňů. Při stavbě se musí postupovat od výstupu přijímače, to znamená, že nejprve nastavíme nf část, tedy koncový stupeň, poté nastavíme mf zesilovač, dále poměrový detektor, neutralizaci tranzistorového zesilovače a nastavení vstupního obvodu, ale nejprve musíme zaručit správnou činnost oscilátoru. Popřípadě ještě následuje ladění VKV (velmi krátkých vln) dílu přijímače.

3.4 Pozorování jednotlivých signálů v různých částech přijímače

Pozorování jednotlivých signálů slouží k tomu abychom zjistili jak jednotlivé signály v různých částech superhetu vypadají a pomohlo nám to pochopit jak superhet pracuje. Nejvhodnějšími signály k pozorování je vstupní signál f_s za vstupním obvodem. Dalšími vhodnými signály, které nám o principu superhetu hodně řeknou, jsou signály z oscilátoru f_o , mezifrekvenční signál f_m za směšovačem, demodulovaný signál za demodulátorem a výstupní signál na reproduktoru. Případně můžeme pozorovat jednotlivé signály i po zesílení, abychom viděli, jak velké zesílení se na jednotlivých signálech provádí.

Vstupní signál

Vstupní signál pozorujeme za vstupním obvodem, který vybere ze všech signálů, které dopadají na anténu jen jeden signál, námi naladěnou stanicí. Tento signál se dělí do tří pásem a pohybuje se v rozmezí 150 až 300 kHz pro dlouhé vlny, 500 až 1600 kHz pro střední vlny a 6 až 26 MHz pro krátké vlny. Pro tato pásma se používá amplitudová modulace. Ještě se používá frekvenční modulace pro pásma velmi krátkých vln, která jsou v rozmezí 66 až 73 MHz a 87,5 až 108 MHz.

Signál z oscilátoru

Signál z oscilátoru se ladí zároveň se vstupním signálem a je obvykle vyšší než vstupní signál, tak aby byla splněna podmínka $f_m = f_o - f_s$. Tento signál by měl být frekvenčně stabilní, měl by obsahovat minimální množství harmonických frekvencí a parazitních složek.

Mezifrekvenční signál

Mezifrekvenční signál vzniká rozdílem vstupního signálu a signálu z oscilátoru, to se provádí ve směšovači. A tudíž mf signál pozorujeme za směšovačem a je stále stejný i když se mění vstupní signál. Tento mf signál bývá kolem 450 kHz pro amplitudovou modulaci a 10,7 MHz pro frekvenční modulaci. U nových přijímačů může být tento mf signál i podstatně vyšší.

Demodulovaný signál

Tento signál pozorujeme za demodulátorem. Zde už je modulační signál oddělený od nosného signálu. Nosný signál slouží pouze jako přepravní prostředek pro modulační signál a demodulátor musí tyto dva signály od sebe oddělit a co nejvěrněji rekonstruovat původní signál.

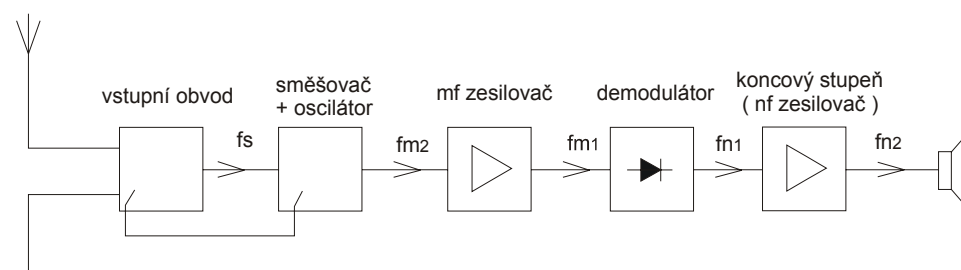
Výstupní signál

Výstupní signál pozorujeme už přímo na reproduktoru, je to stejný signál jako za demodulátorem, pouze je zesílený koncovým zesilovačem a zbavený různých rušivých vlivů vzniklých demodulací, což jsou různé signály ležící mimo nízkofrekvenční pásmo.

4 POPIS LABORATORNÍHO MODELU

4.1 Popis použitého radiového přijímače

Pro sestavení laboratorní úlohy byt použil radiový přijímač Selga model 405, sovětské výroby, tento model byl uveden do prodeje v roce 1982. Tento přijímač byl použit proto, že je starší výroby a lze v něm poměrně snadno nalézt jednotlivé bloky podle blokového schéma a vyvést z něj jednotlivé měřící body. Nové přijímače jsou sestaveny s integrovaných obvodů, kvůli jednoduchosti výroby a malým rozměrům a bylo by obtížné v nich nalézt jednotlivé bloky superhetu a vyvést z nich měřící body. Radiový přijímač Selga je schopný přijímat stanice ve dvou pásmech, na středních a dlouhých vlnách. Na Obr. 40. je blokové schéma tohoto přijímače. V příloze P1 je elektronické schéma tohoto přijímače a v příloze P2 je schéma plošného spoje.



Obr. 40. Blokové schéma přijímače Selga model 405

Radiový přijímač Selga model 405 je kapesní dvourozsaňový superheterodyn s feritovou anténou, devíti tranzistory a jednou diodou. Je napájen šesti tužkovými bateriemi.

Vstupní část radiového přijímače tvoří feritová anténa, na kterou navazuje změnou kapacity laděný vf obvod, vázaný s obvodem báze vstupního tranzistoru T_1 . Tento tranzistor zastává funkci kmitajícího směšovače, tedy funkci směšovače i oscilátoru najednou. Oscilátorový obvod s indukční zpětnou vazbou je laděný změnou kapacity v souběhu se vstupním obvodem. Oscilátorový a vstupní vf obvod se souběžně přepíná mezi dlouhovlnným a středovlnným rozsahem, podle toho které pásmo chceme poslouchat. Dále následuje dvouobvodová mf pásmová propust. Za touto vazbou je třístupňový mf zesilovač tvořený tranzistory T_2 , T_3 a T_4 . Demodulátor je tvořen diodou D , na kterou navazuje můstkové zapojení rezistorů R_6 a R_7 , toto zapojení tvoří obvod samočinného vyrovnávání citlivosti, tzv. AVC. Potenciometr R_7 slouží k ovládání hlasitosti. Na ten

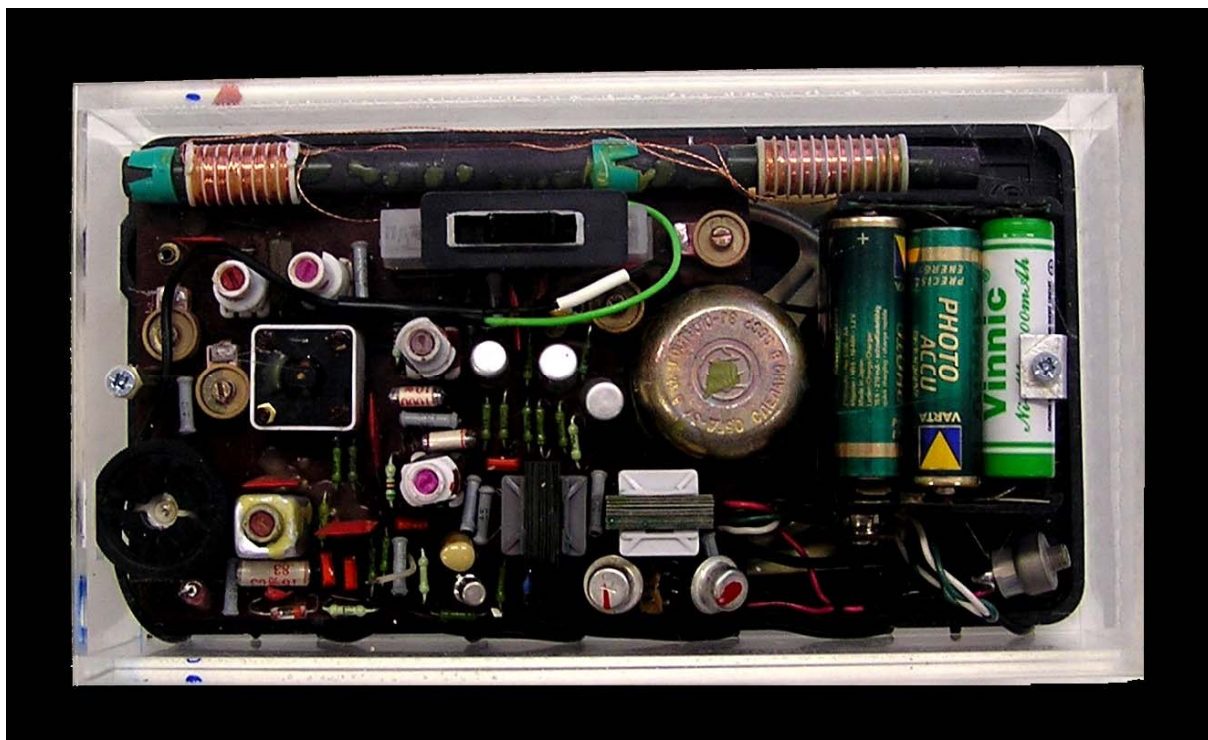
navazují tranzistory T_5 a T_6 , které tvoří nf zesilovač. Další částí je dvojčinný transformátorově vázaný koncový stupeň, tvořený tranzistory T_7 a T_8 , za nimž již následuje výstupní transformátor na který je připojený reproduktor.

4.2 Celkový popis laboratorního modelu

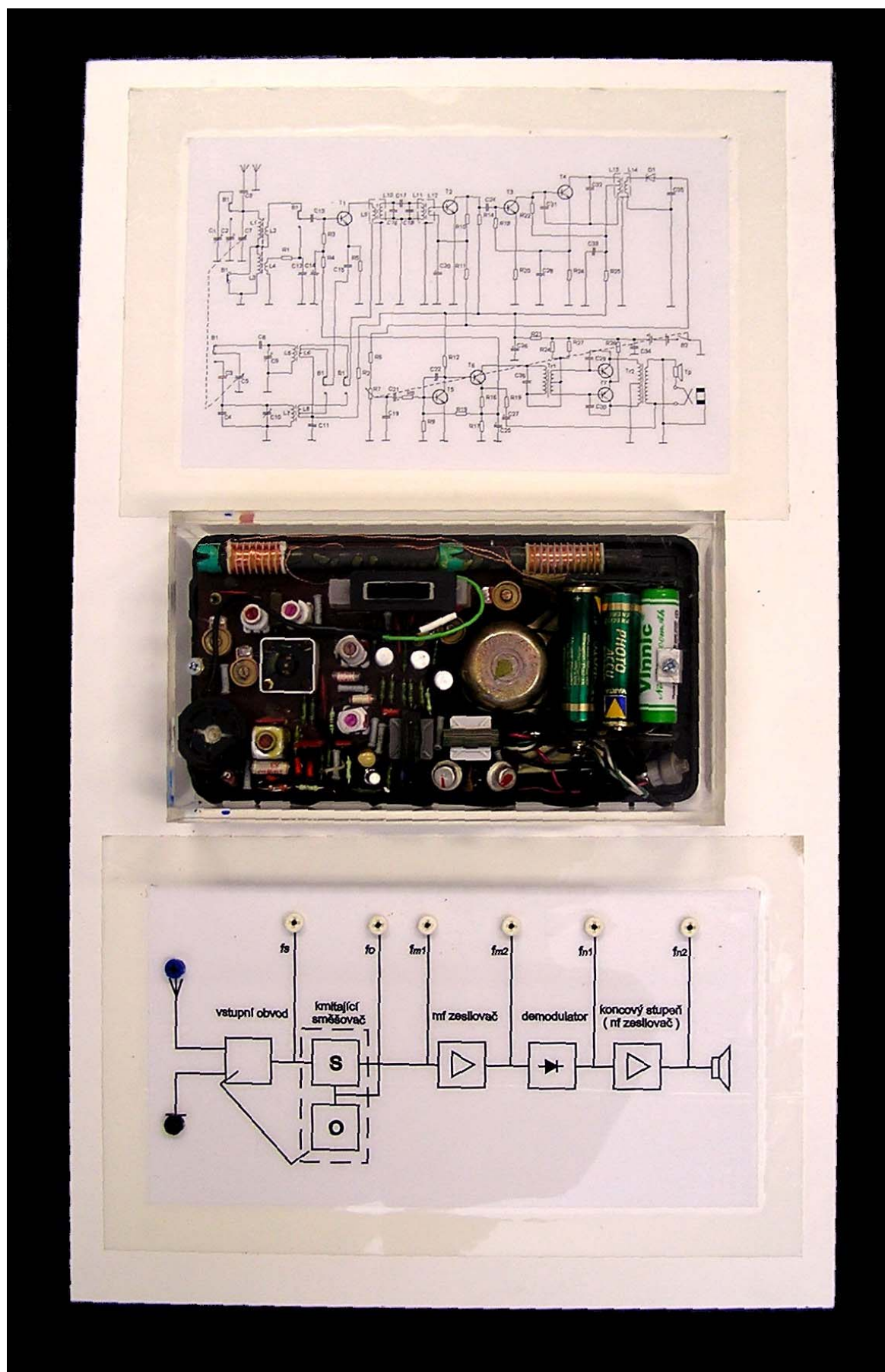
Laboratorní model radiového přijímače je sestaven tak aby byl co nejnázornější a tedy aby splnil svůj hlavní úkol - seznámit studenty s principem funkce radiového přijímače.

Následující popis dokumentují fotografie modelu (Obr. 41. a Obr. 42.)

Nosnou částí modelu je deska, která má ze spodní strany umístěny gumové nožičky, aby model neklouzal po desce stolu. Uprostřed horní strany desky je umístěn radiový přijímač Selga model 405. Přijímač byl zbaven zadní části krytu a byl překryt průhlednou krabičkou, aby bylo vidět, jak vypadá přijímač uvnitř. Nad přijímačem je přilepeno elektronické schéma přijímače, aby měl každý student představu jak vypadá zapojení superheterogenu. Pod přijímačem, aby byl snadný přístup k vyvedeným bodům, je přilepeno blokové schéma superhetu s vyvedenými měřicími body. Měřicí body jsou vedeny z přijímače koaxiálním kabelem po zadní straně nosné desky.



Obr. 41. Fotografie radiového přijímače



Obr. 42. Fotografie laboratorního modelu

5 LABORATORNÍ ÚLOHA

5.1 Zadání úlohy

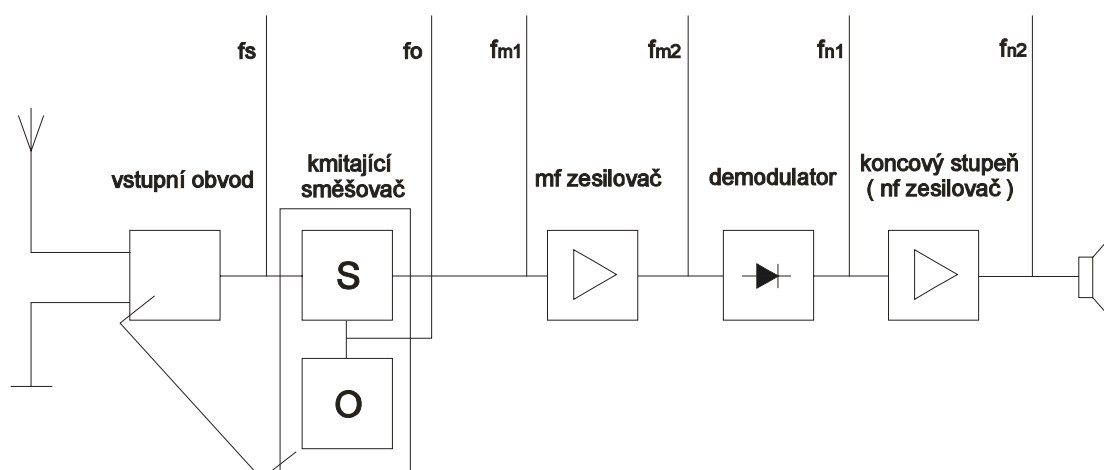
Měření na radiových přijímačích

Základní pojmy

Rozhlasové vysílače a přijímače patří k nejběžnějším zařízením pro dálkový přenos veřejných informací pomocí vysokofrekvenčních signálů od 148 kHz po 108 MHz. Informaci, která je na vysílací straně do nosného signálu vložena, je třeba na přijímací straně vhodným způsobem detekovat a obvykle převést na akustický nízkofrekvenční signál.

Jedním z nejstarších řešení, užívaných v počátcích radiotechniky k detekci nemodulovaných telegrafních signálů, je tzv. **heterodyn**. Jeho principem je přímé směšování na akustický zázněj. Anténou zachycený nosný signál se v přijímači pomocí obvodu nazývaného směšovač smísí se signálem samostatného oscilátoru naladěného do těsné blízkosti nosné telegrafního vysílače a vytvoří nízkofrekvenční záznějovou složku danou rozdílem kmitočtů obou signálů. Kmitočet akustického zázněje může být jemným rozladováním spojitě měněn. Stejného principu lze využít i k příjmu nemodulované telegrafie. Předností tohoto způsobu detekce je možnost dosáhnout velké citlivosti a selektivity přijímače v nf oblasti.

K rozhlasovému přenosu akustických signálů se používá nosných vf signálů modulovaných amplitudově nebo frekvenčně. Ke zpětné demodulaci a tedy k převodu na slyšitelný akustický signál se používá různých typů přijímačů. Nejvíce je rozšířen přijímač, který také vděčí za svůj název původnímu heterodynu: tzv. **superheterodyn**, zkráceně **superhet**. Slovo super zde označuje směšování na vysoký, nadzvukový mezifrekvenční kmitočet



Blokové schéma superhetu

Pozorování jednotlivých signálů slouží ke zjištění, jak jednotlivé signály v různých částech superhetu vypadají, což nám pomůže pochopit jak superhet pracuje. Nejvhodnějším signálem k pozorování je vstupní signál f_s za vstupním obvodem (přímo na anténě je taková spousta signálů, že by pozorování nemělo smysl). Dalšími vhodnými signály, které nám o principu superhetu hodně řeknou, jsou signály z oscilátoru f_o , mezifrekvenční signál f_m za směšovačem, demodulovaný signál za demodulátorem a výstupní signál na reproduktoru. Případně můžeme pozorovat jednotlivé signály i po zesílení, abychom viděli, jak velké zesílení se na jednotlivých signálech provádí.

Vstupní signál

Vstupní signál pozorujeme za vstupním obvodem, který vybere ze všech signálů, které dopadají na anténu jen jeden signál, námi naladěnou stanicí. Tento signál se dělí do tří pásem a pohybuje se v rozmezí 150 až 300 kHz pro dlouhé vlny, 500 až 1600 kHz pro střední vlny. Pro tato pásma se používá amplitudová modulace.

Signál z oscilátoru

Signál z oscilátoru se ladí zároveň se vstupním signálem a je obvykle vyšší než vstupní signál, tak aby byla splněna podmínka $f_m = f_o - f_s$. Tento signál by měl být frekvenčně stabilní, měl by obsahovat minimální množství harmonických frekvencí a parazitních složek.

Mezifrekvenční signál

Mezifrekvenční signál vzniká rozdílem vstupního signálu a signálu z oscilátoru, to se provádí ve směšovači. A tudíž mf signál pozorujeme za směšovačem a je stále stejný i při změně vstupního signálu. Tento mf signál se pro amplitudovou modulaci pohybuje v rozmezí 450 – 470 kHz, obvykle se používá frekvence 468 kHz.

Demodulovaný signál

Tento signál pozorujeme za demodulátorem. Zde už je modulační signál oddělený od nosného signálu. Nosný signál slouží pouze jako přepravní prostředek pro modulační signál a demodulátor musí tyto dva signály od sebe oddělit a co nejvěrněji rekonstruovat původní signál.

Výstupní signál

Výstupní signál pozorujeme už přímo na reproduktoru, je to stejný signál jako za demodulátorem, pouze je zesílený koncovým zesilovačem a zbavený různých rušivých vlivů vzniklých demodulací, což jsou různé signály ležící mimo nízkofrekvenční pásmo.

Úkol

- 1) Prostudujte si blokové schéma superhetu.
- 2) Pozorujte na osciloskopu jednotlivé signály v různých částech superhetu při naladěné stanici a změřte frekvenci jednotlivých signálů.
- 3) Přepněte na druhé vlnové pásmo, nalad'te stanici a opět pozorujte na osciloskopu jednotlivé signály, změřte jejich frekvenci a porovnejte toto pozorování s předchozím (které signály se změnily a které zůstaly stejné).
- 4) Změřte frekvence signálů (u kterých to jde) v obou krajních bodech rozsahu. Měření proved'te pro obě vlnová pásma.
- 5) Na přiloženém schématu radiopřijímače Selga 405 určete body, z nichž jsou vyvedeny signály f_s , f_o , f_{m1} , f_{m2} , f_{n1} , f_{n2} .

Použité přístroje

Osciloskop, voltmetr, reálný superhetový přijímač.

Postup měření

Pozorně si prostudujte blokové schéma superhetu. Nalad'te na radiovém přijímači nějakou stanici, připojte k přijímači osciloskop (případně voltmetr) a pozorujte postupně signály ve všech měřících bodech. Přelad'te přijímač na jinou stanici a opět postupně pozorujte signály ve všech měřících bodech.

Zpracování výsledků

Do protokolu uveďte, co jste pozorovali, jak jednotlivé signály vypadaly a jak se jednotlivé signály změnily při přeladění na jinou stanici.

5.2 Vzorový protokol

UTB VE ZLÍNĚ, FAKULTA TECHNOLOGICKÁ			
Jméno:	Lukáš Michalík	Ročník	III.
Předmět:	Automatizační řízení	Skupina:	10.
		Naměřeno:	29. 8. 2005
Název úlohy:	Měření na radiovém přijímači	Odevzdáno:	2. 9. 2005
		Hodnocení:	

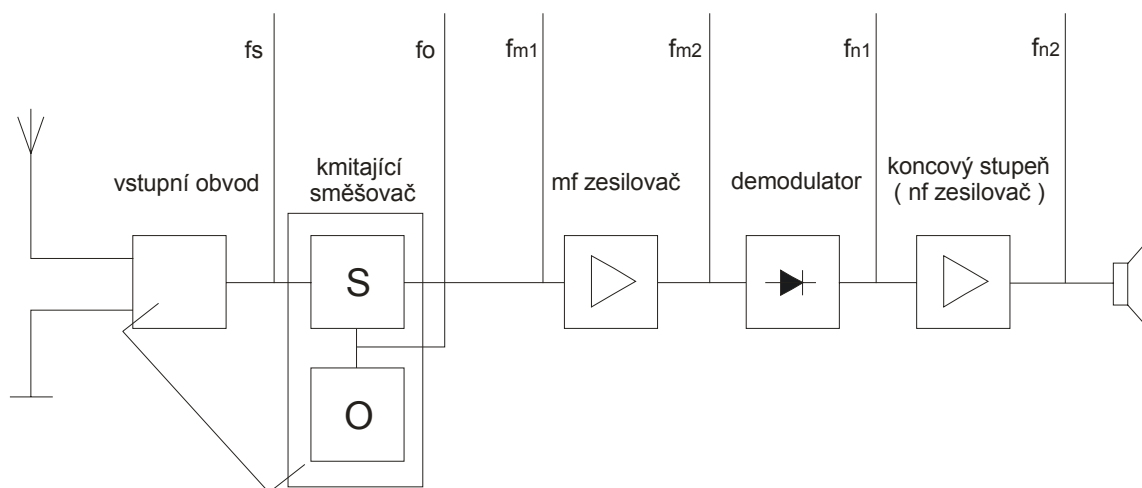
Úkol

- 1) Prostudujte si blokové schéma superhetu.
- 2) Pozorujte na osciloskopu jednotlivé signály v různých částech superhetu při naladěné stanici a změřte frekvenci jednotlivých signálů.
- 3) Přepněte na druhé vlnové pásmo, naladte stanici a opět pozorujte na osciloskopu jednotlivé signály, změřte jejich frekvenci a porovnejte toto pozorování s předchozím (které signály se změnily a které zůstaly stejné).
- 4) Změřte frekvence signálů (u kterých to jde) v obou krajních bodech rozsahu. Měření proveďte pro obě vlnová pásma.
- 5) Na přiloženém schématu radiopřijímače Selga 405 určete body, z nichž jsou vyvedeny signály f_s , f_o , f_{m1} , f_{m2} , f_{n1} , f_{n2} .

Použité přístroje

Osciloskop, voltmetr, měřicí model s reálným superhetovým přijímačem.

Blokové schéma superhetu



Vypracování

Popis měření

Nejprve jsem si pozorně prostudoval zadání, především blokové schéma a popis jednotlivých signálů. Poté jsem na radiovém přijímači na laboratorním modelu naladil stanici v pásmu dlouhých vln.

První měřicí bod byla anténa, nacházelo se zde velké množství signálů s malou amplitudou a tudíž se nedalo nic naměřit, jediné co zde bylo zřetelné při delší časové základně, bylo brumové rušení o frekvenci 50 Hz.

Druhý bod byl za vstupním obvodem (signál f_s), tento signál měl taky malou amplitudu a nedala se změřit jeho frekvence.

Třetím bodem byl signál z oscilátoru (signál f_o), byl to nejčistší signál ze všech měřených signálů a měl tvar sinusovky.

Čtvrtý bod byl přímo za směšovačem (signál f_{m1}), měl taky malou amplitudu, ale bylo na něm rozeznat amplitudově modulovaný zvukový signál, u kterého ovšem nešla změřit frekvence.

Pátý bod byl za mezifrekvenčním zesilovačem(signál f_{m2}), signál zde byl totožný s prvním mezifrekvenčním signálem, ale byl mnohonásobně zesílen, tudíž byl daleko lépe pozorovatelný a dala se na něm změřit velikost frekvence a amplitudy.

Šestý bod byl za demodulátorem(signál f_{n1}), zde už se nacházel signál zbavený nosné vlny, tedy již přímo zvukový signál, který převádí reproduktor na zvuk. Ale tento signál ještě není dostatečně silný, jeho amplituda je malá a zvuk by nebyl slyšitelný, nebo jen velmi slabě.

Proto následuje koncový stupeň, který tento demodulovaný signál zesiluje a tento zesílený signál byl pozorovatelný na sedmém měřicím bodě (signál f_{n2}). Ten je vyvedený z místa těsně před reproduktorem. Velikost zesílení měníme ovladačem hlasitosti, což je potenciometr. Na osciloskopu bylo krásně vidět, jak amplituda rostla když se zvyšovala síla zvuku.

Poté jsem přepnul na pásmo středních vln a naladil na něm stanici. Pozorované signály před směřovačem byly podobné jako při prvním měření, jen měly jiné frekvence. Za směřovačem již byla frekvence signálů totožná s prvním měřením.

Poté jsem změřil hodnotu frekvence oscilátoru v obou krajních bodech rozsahu pro obě vlnová pásma. Jiná měření se pro tyto krajní body nedala provést, protože zde nebyla žádná stanice a tudíž žádný měřitelný signál.

Naměřené hodnoty

První stanice: v pásmu dlouhých vln

vstupní signál	f_s	= -	;	U_s	= 3 mV
oscilátorový signál	f_o	= 740 kHz	;	U_o	= 40 mV
první mezifrekvenční signál	f_{m1}	= -	;	U_{m1}	= 3 mV
druhý mezifrekvenční signál	f_{m2}	= 465 kHz	;	U_{m2}	= 25 – 175 mV
první nízkofrekvenční signál	f_{n1}	= -	;	U_{n1}	= 40mV
druhý nízkofrekvenční signál	f_{n2}	= -	;	U_{n2}	= -

Výpočet frekvence naladěné stanice:

$$f_m = f_o - f_s \quad \Rightarrow \quad f_s = f_o - f_m = 740 - 465 = \underline{\underline{275 \text{ kHz}}}$$

Uvedená hodnota frekvence naladěné stanice, na které vysílá je 270 kHz.

Druhá stanice: v pásmu středních vln

vstupní signál	f_s	= -	;	U_s	= 3 mV
oscilátorový signál	f_o	= 1,43 MHz	;	U_o	= 64 mV
první mezifrekvenční signál	f_{m1}	= -	;	U_{m1}	= 3 mV
druhý mezifrekvenční signál	f_{m2}	= 465 kHz	;	U_{m2}	= 25 – 175 mV
první nízkofrekvenční signál	f_{n1}	= -	;	U_{n1}	= 40mV
druhý nízkofrekvenční signál	f_{n2}	= -	;	U_{n2}	= -

Výpočet frekvence naladěné stanice:

$$f_m = f_o - f_s \quad \Rightarrow \quad f_s = f_o - f_m = 1430 - 465 = \underline{\underline{965 \text{ kHz}}}$$

Uvedená hodnota frekvence naladěné stanice na které by měla vysílat je 954 kHz.

Závěr

Hodnoty amplitudy u měřených signálů se mohou změřit buď voltmetrem, nebo odečítat přímo z osciloskopu. Já jsem odečítal hodnoty amplitudy i frekvence u všech signálů z osciloskopu. Naměřené hodnoty, až na oscilátorový signál, který měl harmonický sinusový průběh a dal se změřit relativně přesně, jsou změřeny velmi orientačně. A to proto, že tyto signály byly modulovány neperiodickými zvukovými signály, které nejsou harmonické a neustále se u nich mění amplituda i kmitočet a nelze jejich hodnoty z osciloskopu přesně odečíst. Z měření jasně vyplývá to, co popisuje teoretická část, že veškeré úpravy signálu provádí superhetový přijímač na stále stejném mf kmitočtu. To je docíleno tím, že superhetový přijímač převádí vstupní kmitočet pomocí změny frekvence oscilátoru na stále stejný mf kmitočet, i když se mění kmitočet vstupního signálu. V jakém rozmezí se mění frekvence oscilátoru, je vidět z krajních bodů rozsahu. Frekvence vstupního signálu se bohužel nedala změřit, ale dala se vypočítat z frekvence oscilátoru a mezifrekvenční frekvence. Vypočítané hodnoty frekvence vysílané stanice se od udávané hodnoty frekvence, na které stanice vysílá, zase tolik nelišily. Tyto odchylky vznikly při nepřesném odečítáním hodnot z osciloskopu. Z provedených měření je patrné, jak ve skutečnosti vypadají signály popsané v teoretické části a jak superhetový přijímač pracuje.

ZÁVĚR

V této práci byl vysvětlen princip činnosti radiových přijímačů, jejich rozdělení a popsány způsoby modulace rádiového signálu.

Hlavní část práce byla věnována superheterodynu. Zde bylo vysvětleno, co superheterodyn je, co označuje jeho název a jak pracuje. Dále zde byly uvedeny a popsány různé druhy superhetů a jejich bloková schémata. Byla rozebrána bloková struktura superhetu, jeho funkce a výhody i nevýhody.

V další kapitole byl podrobně popsán každý blok superhetu, bylo vysvětleno jak jednotlivý blok pracuje a uvedeny jeho různé modifikace. U těchto různých způsobů zapojení byly popsány jejich výhody a nedostatky.

Další důležitá kapitola byla věnovaná měření na těchto přijímačích. Zde byla popsána nejdůležitější měření, která se na radiových přijímačích dělají a vysvětleno, jak se měření provádí. V této kapitole bylo ještě uvedeno, kde a jaký signál se v přijímačích, podle blokového schéma, nachází.

Hlavním úkolem této práce bylo sestavení laboratorního modelu pro měření signálů v radiovém přijímači a proto poslední kapitola popisuje konkrétní radiový přijímač Selga model 405 který byl pro sestavení úlohy použitý a popisuje také samotný laboratorní model, který bude sloužit studentům při výuce v laboratořích.

Výsledkem této práce bylo sestavení laboratorního modelu pro měření signálů v radiovém přijímači, naměření těchto signálů, sepsání zadání k této úloze a vypracování vzorového protokolu.

SEZNAM POUŽITÝCH SYMBOLŮ A ZKRATEK

Symboly a zkratky	Význam	Jednotky
AM	amplitudová modulace	-
AVC	automatické vyrovňování citlivosti	-
B	šířka pásma	-
C	kondenzátor	-
D	dioda	-
DV	dlouhé vlny	-
FM	frekvenční modulace	-
KV	krátké vlny	-
L	cívka	-
m	hloubka modulace	-
mf	mezifrekvenční	-
nf	nízkofrekvenční	-
R	rezistor	-
SV	střední vlny	-
T	tranzistor	-
UKV	ultra krátké vlny (zahraniční zkratka)	-
vf	vysokofrekvenční	-
VKV	velmi krátké vlny	-
f	frekvence	Hz
f_d	dolní postranní signál	Hz
f_h	horní postranní signál	Hz
f_k	parazitní vstupní signál	Hz
f_m	mezifrekvenční signál	Hz
f_n	nízkofrekvenční signál	Hz

Symboly a zkratky	Význam	Jednotky
f_o	signál z oscilátoru	Hz
f_s	vstupní signál	Hz
f_z	zrcadlový signál	Hz
I_m	amplituda modulačního proudu	A
i_m	proud modulačního signálu	A
I_n	amplituda nosného proudu	A
i_n	proud nosného signálu	A
i_{nm}	modulovaný proud	A
t	čas	s
U_m	amplituda modulačního napětí	V
U_n	amplituda nosného napětí	V
u_n	napětí nosného signálu	V
ω_m	frekvence modulačního proudu	Hz
ω_n	frekvence nosného proudu	Hz

SEZNAM POUŽITÉ LITERATURY

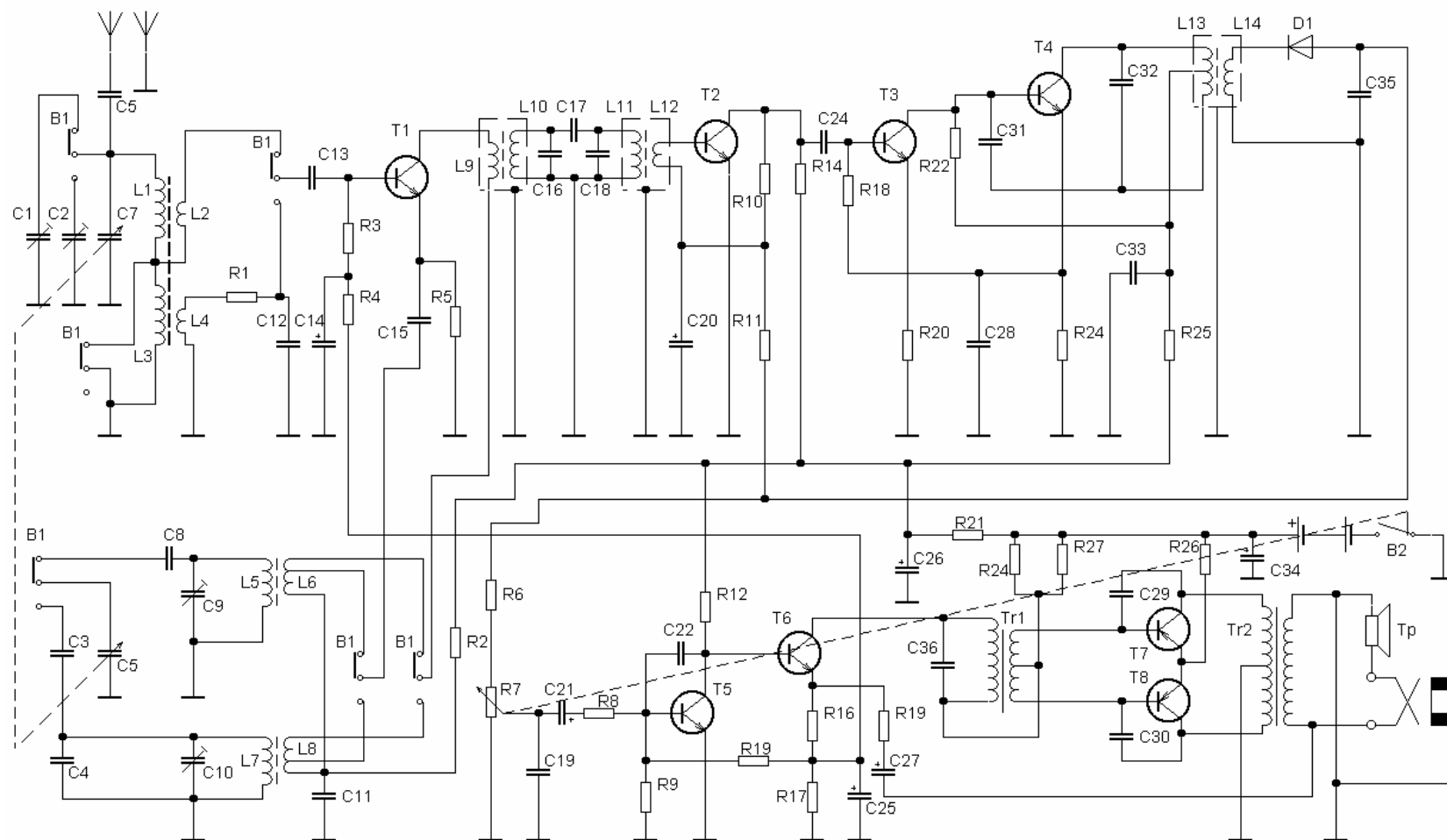
- [1] HYAN, Ing. Jaroslav Tomáš. Tranzistorové Přijímače. SNTL - Nakladatelství technické literatury, Praha 1974
- [2] VACKÁŘ, Doc. Ing. Jiří. CSc., MARVÁNEK, Ing. Ladislav. Radioelektronická zařízení: pro 4. ročníky středních průmyslových škol elektrotechnických. Druhé nezměněné vydání. SNTL - Nakladatelství technické literatury, Praha 1984
- [3] KLESKEŇ, Bohumír. Měření v radiotechnice. Státní nakladatelství technické literatury, Praha 1962
- [4] SYROVÁTKO, Ing. Milan. Obvody zesilovačů a přijímačů. SNTL - Nakladatelství technické literatury, Praha 1991
- [5] SVOBODA, Ing. Jiří. Stavebnice tranzistorových zesilovačů a přijímačů. SNTL - Nakladatelství technické literatury, Praha 1972
- [6] HYAN, Ing. Jaroslav Tomáš. Měření a sladování amatérských přijímačů, Státní nakladatelství technické literatury, Praha 1964
- [7] MAŤÁTKO, Ing. Jan. Elektronika: pro 4 ročník gymnázií. SNTL - Nakladatelství technické literatury, Praha 1989
- [8] KYRŠ, František. Rozhlasové přijímače. Amatérské rádio pro konstruktéry: časopis pro elektroniku a amatérské vysílání, 1984, roč. 33, č. 5, s 162 – 188.
- [9] <http://www.hilberink.nl/tselga.htm>

SEZNAM OBRÁZKŮ

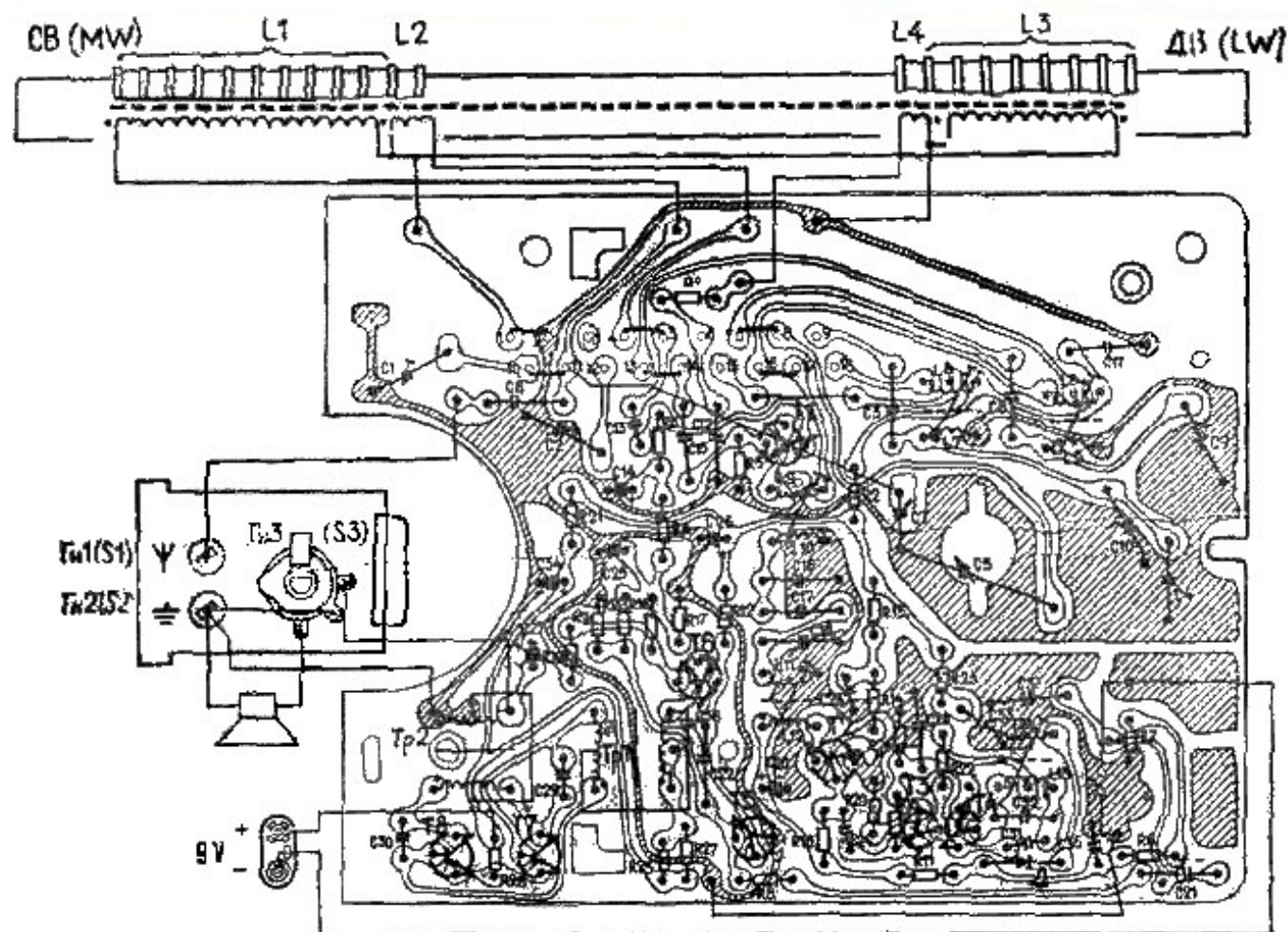
Obr. 1. Znázornění činnosti amplitudového modulátoru.....	8
Obr. 2. Amplitudová modulace.....	9
Obr. 3. Časový rozvoj signálu AM při modulaci napětím sinusového průběhu a při různé modulační hloubce.....	9
Obr. 4. a) Kmitočtový rozvoj signálu AM při modulaci sinusovým signálem o $f_m = 1$ kHz a hloubce modulace $m = 100\%$; b) úplné kmitočtové spektrum vysílače AM pro rozhlasové účely.....	11
Obr. 5. Frekvenční modulace.....	12
Obr. 6. Základní schéma přijímače s přímým zesílením a) a jeho kmitočtový diagram b).....	13
Obr. 7. Nelineární přenosová funkce je příčinou vzniku intermodulačního zkreslení.....	15
Obr. 8. Princip přímého uplatnění vf intermodulačních produktů.....	16
Obr. 9. Princip vzniku křížové (příčné) modulace.....	17
Obr. 10. a) princip činnosti ideálního směšovače b) jeho kmitočtový diagram.....	21
Obr. 11. a) Blokové schéma klasického směšovacího přijímače (superheterodynu) a b) kmitočtový diagram.....	22
Obr. 12. Blokové schéma superhetu s dvojitým směšováním.....	24
Obr. 13. Obvyklé uspořádání diodového demodulátoru.....	27
Obr. 14. Typické zapojení vstupního obvodu jednorozsahového superhetu.....	30
Obr. 15. Zapojení dvojitého laděného vstupního obvodu.....	31
Obr. 16. Zapojení vstupní části jednorozsahového superhetu s laděným vf předzesilovačem.....	31
Obr. 17. Zapojení kmitajícího směšovače.....	32
Obr. 18. Vstupní část jednorozsahového superhetu se samostatným oscilátorem.....	33
Obr. 19. Obecné zapojení mf stupně.....	35
Obr. 20. Typické zapojení mf části přenosných tranzistorových superhetů.....	35
Obr. 21. Schéma zapojení mf části kombinovaného přijímače pro příjem AM a FM signálu.....	36
Obr. 22. Způsoby vázání dvojitých mf obvodů.....	36
Obr. 23. Zapojení neutralizovaného tranzistoru.....	37
Obr. 24. Neutralizace s děleným výstupem.....	37
Obr. 25. Detekční obvod superhetového tranzistorového AM přijímače.....	38
Obr. 26. Detekční obvod rozšířený o filtrační členy vf napětí.....	38
Obr. 27. Tranzistorový detekční obvod superhetového AM přijímače.....	39
Obr. 28. Závislost řídicího napětí AVC na velikosti vf signálu.....	41
Obr. 29. Zapojení mf části přijímače u něhož jsou napětím AVC řízeny oba mf stupně.....	41
Obr. 30. Zapojení vf a mf části přijímače s napěťovým řízením dvou mf stupňů a směšovače.....	42
Obr. 31. Zapojení mf části s řídicím obvodem AVC doplněné tlumicí diodou.....	43
Obr. 32. Zapojení vf a mf části s běžným obvodem AVC a tlumicí diodou.....	43
Obr. 33. Zapojení dvoustupňového jednočinného nf zesilovače.....	44
Obr. 34. Zapojení třístupňového stejnosměrně vázaného jednočinného nf zesilovače.....	45
Obr. 35. Zapojení dvoustupňového nf zesilovače s dvojitým koncovým stupněm.....	46
Obr. 36. Stejnosměrně vázaný nf zesilovač bez transformátoru.....	47
Obr. 37. Připojení generátoru pro měření citlivosti mf zesilovače.....	49
Obr. 38. blokové schéma pro měření křivky selektivity.....	50
Obr. 39. Měření citlivosti přijímače měřicí cívkou.....	51
Obr. 40. Blokové schéma přijímače Selga model 405.....	54
Obr. 41. Fotografie radiového přijímače.....	55
Obr. 42. Fotografie laboratorního modelu.....	56

SEZNAM PŘÍLOH

- P1: Elektronické schéma radiového přijímače Selga model 405
- P2: Schéma plošného spoje radiového přijímače Selga model 405



P1: Elektronické schéma radiového přijímače Selga model 405



P2: Schéma plošného spoje radiového přijímače Selga model 405