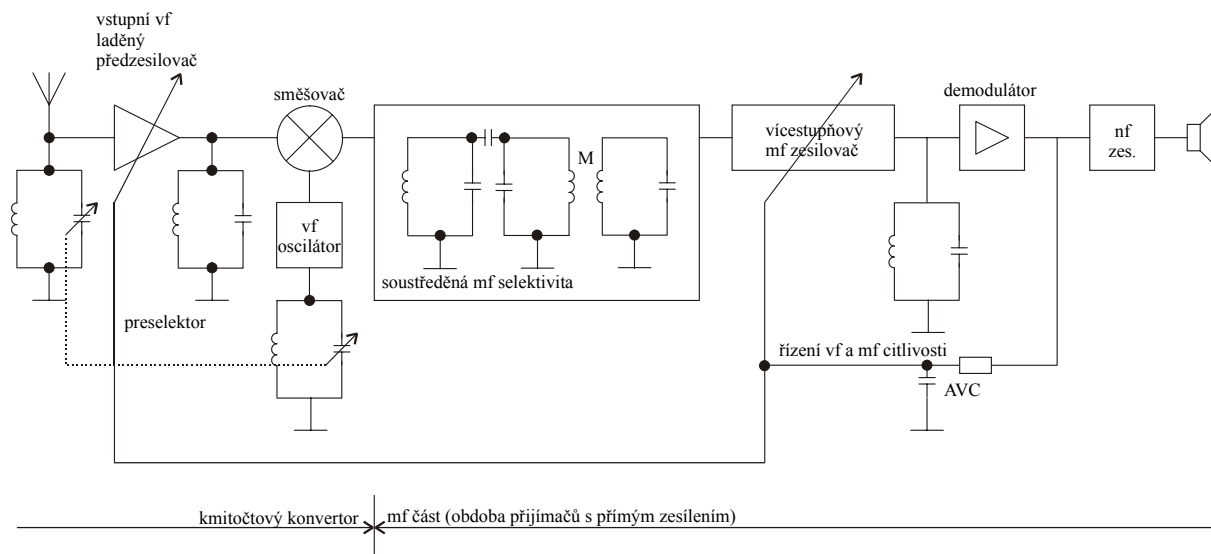


Otázka č.12 - Přijímače AM:

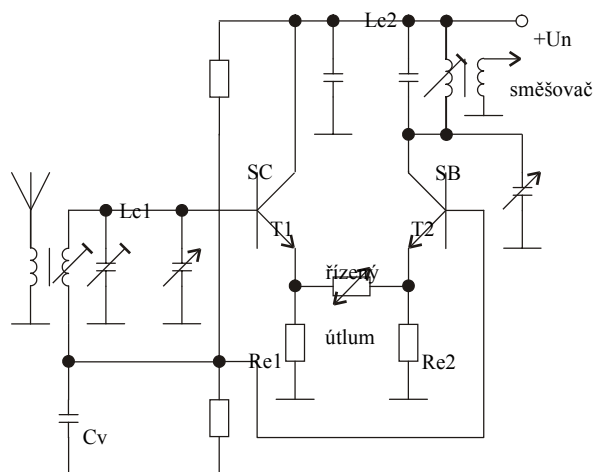
Blokové schéma AM přijímače



vf předzesilovač:

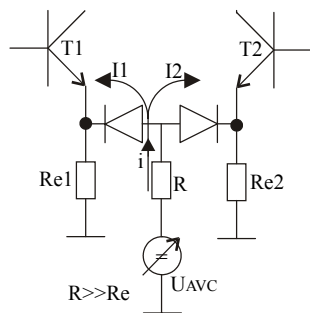
- Základní smyslem je:
- 1) zvýšení vstupní selektivity, vf citlivosti přijímače a je šumového čísla (poměr S/N).
 - 2) umožnění účinné regulace citlivosti (AVC) před vstupem signálu na směšovač.
 - 3) Případné potlačování vyzařování oscilátoru do antény zvláště při aditivním směšování.

Proti těmto vlastnostem stojí těžko splnitelný požadavek dokonalé linearity předzesilovače za všech pracovních podmínek. Vlivem nedokonalé vstupní selektivity a nezbytnému širokému rozsahu dynamiky regulace AVC dochází při velkých vstupních signálech uplatněním nejen nelinearity k tvarovému zkreslení, ale i nežádoucímu parazitnímu směšování všech vstupních signálů prošlých na vstup směšovače. Důsledkem jsou např. intermodulační zkreslení a křížová modulace. Při klasické regulaci zisku AVC se nejčastěji řídí strmost aktivního prvku ovládáním strmosti g_m řízením kolektorového proudu I_c . Z tohoto hlediska jsou nejvhodnější tranzistory MOS. Ve strukturách IO se používají složitější řešení, jedním z nich je ovládání kaskáda SC-SB.



ovládaným regulačním napětím U_{AVC} může vzniknout náhradou útlumového odporu dvojicí

První stupeň pracuje jako emitorový sledovač s relativně vysokým R_{vst} a $A_U = 1$. Druhý stupeň v zapojení SB s nízkým R_{vst} předchozího stupně vhodně navazuje na nízký $R_{výst}$ předchozího stupně. Kapacity C_{BC} se ani v jednom stupni z hlediska zpětného přenosu neuplatní, celkové A_U je vysoké při minimální hodnotě řízeného vazebního odporu. Zisk je možno řídit změnou přenosu mezi oběma stupni v širokém rozsahu a to teoreticky bez ovlivnění pracovního režimu obou tranzistorů a tedy při zachování vysoké linearity přenosu. Podmínkou je linearita řízeného útlumového odporu. Kaskáda CS-SB s řízeným ziskem



běžných diod, jejichž dynamické odpory jsou proudově řízeny shodnými protékajícími DC proudy. Stejný způsob se používá i při řízení zisku vícecestupňových mezifrekvenčních zesilovačů (OI). S výhodou se používají PIN diody.

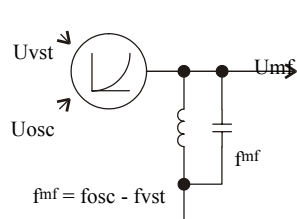
Směšovače:

Ideální měnič kmitočtu je lineární systém s proměnným přenosem, řízeným okamžitou amplitudou oscilátorové injekce. Směšovač transponuje vstupní vf signál z libovolné kmitočtové polohy v přeladovaném pásmu na definovaný mezifrekvenční kmitočet beze změny informačního obsahu (obálka, zdvih).

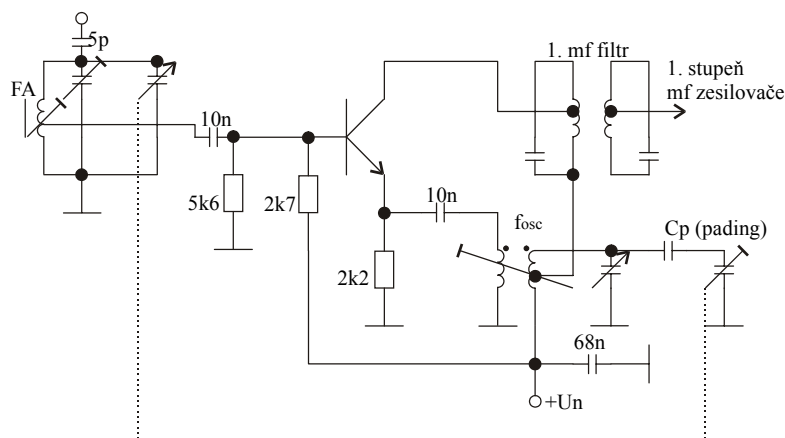
- Úplný směšovač je tvořen:
- 1) vlastním směšovací obvodem
 - 2) oscilátorem harmonického průběhu
 - 3) selektivním mf filtrem

V praxi je žádoucí i selektivní vstupní obvod.

Aditivní (součtový) směšovač:



Vždy se jedná o využití nelinearity aktivního nebo pasivního prvku, na který je přiváděn součet vstupního a oscilátorového signálu. Vlivem nelinearity konverzního prvku vznikají součtové a rozdílové složky obou vstupních signálů, ale i jejich harmonických (nežádoucí!).

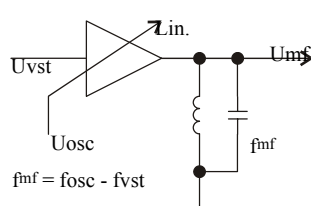


Krátká exponenciální charakteristika tranzistoru znamená nemožnost řízení vf citlivostí napětím AVC a je zdrojem parazitních směšovacích produktů a příjmů, umocňovaných nedokonalou vstupní selektivitou.

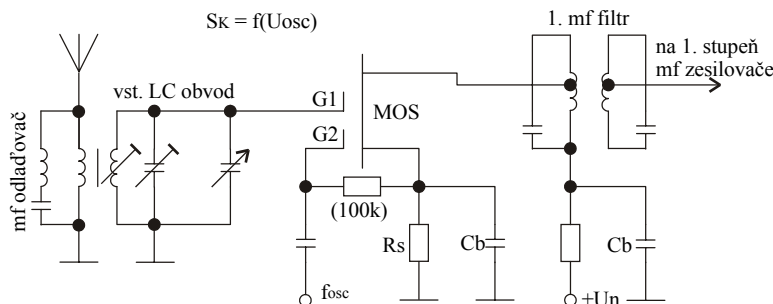
$$S_K = f(u_{osc} + u_{vst})$$

$$U_{osc} > U_{vst}$$

Multiplikativní směšovač s dvouhradlovým MOS – FETem:



Zásadní rozdíl vůči aditivnímu spočívá v tom, že konverzní prvek může být teoreticky naprosto lineární a tedy produkovat minimum nežádoucích směšovacích produktů.



Dlouhá kvadratická charakteristika FETu se blíží požadavkům na lineární multiplikativní směšovač s minimem parazitních produktů. Vysoký vstupní odpor hradla umožňuje přímou vazbu na vstupní LC obvod. Je užít externí oscilátor

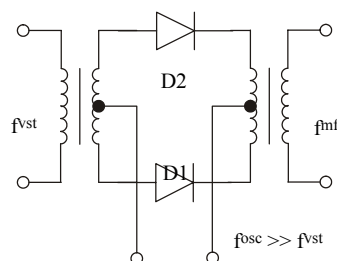
s relativně vysokou amplitudou kmitů. Na anténním vstupu je zařazen mf odladovač, anténní vazba je induktivní.

U obou typů směšovačů lze jako mf kmitočet využívat jak rozdílovou, tak součtovou složku.

Diodové směšovače:

- 1) jednoduchý diodový směšovač
- 2) vyvážený dvou diodový směšovač – potlačuje f_{osc} na mf výstupu
- 3) dvojité vyvážený směšovač (kruhový modulátor) – čtyři diody – potlačuje f_{vst} i f_{osc} – použití u profesionálních komunikačních přijímačů pro vysoký přípustný dynamický rozsah vstupních signálů – nízká strmost je kompenzována v obvodech preselektoru nebo mf zesilovače

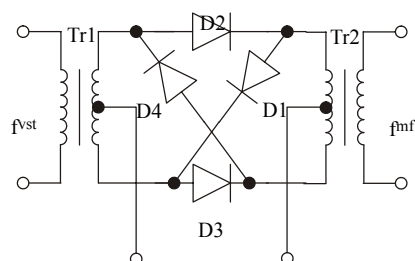
ad 2)



- a) při $U_{osc} = 0$ diody D1, D2 jsou pro vstupní signál U_{vst} střídavě vodivé, signál tedy prochází na výstup a není potlačen
- b) při $U_{vst} = 0$ jsou pro injekci U_{osc} obě diody vodivé, díky symetrii transformátoru kmitočet f_{osc} na výstup neprochází.
- c) Vlivem součtu okamžitých hodnot $u_{osc(t)}$ a $u_{vst(t)}$ na sekundáru Tr1 se mění dynamický odpor diod ($r_{D1} \neq r_{D2}$), dochází k rozvážení symetrie, primárními sekcemi Tr2 tečou různé proudy a směšovač pracuje s potlačeným f_{osc} . Zapojení tedy

potlačuje oscilátorový kmitočet f_{osc} , pokud však výstupní obvod není řešen selektivně, tak vstupní signál f_{vst} na výstup prochází v každém případě.

ad 3)

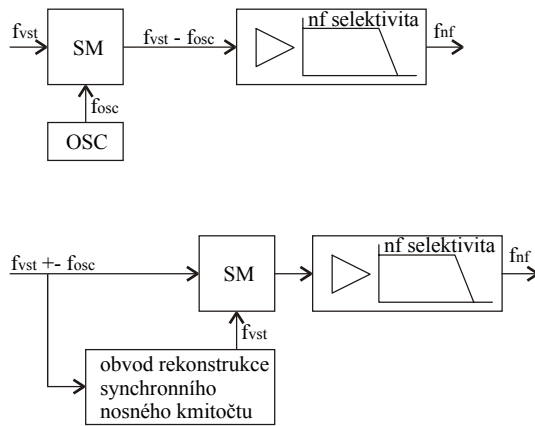


Zapojení potlačuje ve vyváženém stavu pronikání obou vstupních signálů do výstupního obvodu. V rozváženém stavu vznikají na výstupu pouze dvě postranní pásma. Musí být dodržena dokonalá symetrie sekcí Tr1 a Tr2 a čtveřice D1-D4 (germániové, schotky s U_{AK} a $r_{dyn} \rightarrow 0$).

- a) $U_{vst} = 0$ při $\pm U_{osc}$ na svorkách f_{osc} tečou stejné proudy oběma diodami D1, D3 a D2, D4 i oběma symetrickými sekcemi transformátorů. Magnetické toky Tr2 se vzájemně ruší, na výstupu není žádný signál, nosná je potlačena.
- b) $U_{osc} = 0$ dynamické odpory obou diodových dvojic D1, D2 a D3, D4 tvoří pro vstupní signál U_{vst} zkrat a tento signál je na výstupu Tr2 potlačen.
- c) Jsou-li přivedeny současně oba vstupní signály, poruší se rovnováha systému protože k napětí $u_{osc(t)}$ se na obou sekcích sekundárního vynutí Tr1 přičítají okamžité hodnoty

$\pm u_{vst(t)}$, diodovými dvojicemi tečou různé proudy a na sekundáru Tr2 vzniká jako výsledný produkt AM signál s potlačenou nosnou.

Heterodynní směšování:



Při takovém směšování, kdy kmitočet oscilátoru je roven přijímané nosné, tj. $f_{osc} = f_{vst}$ (bez modulace) je rozdílovým směšovacím produktem přímo nemodulovaná složka nf signálu. Potom odpadá potřeba složitého a náročného mf zesilovače, který je nahrazen selektivní dolní propustí a jednoduchým nf zesilovačem s vysokým ziskem. V současné době se nejvíce používá zdokonalená varianta, označovaná synchronní detektor, která umožňuje současnou AM a PHM demodulaci.

Mf zesilovač:

Z výstupu směšovače přichází kmitočtově konvertovaný signál a nedostatečnou selektivitou na vstupu mf zesilovače. Protože mf zesilovač je narozdíl od vstupního LC obvodu nalaďen pevně, jeho přenosová charakteristika se nemění. Mf zesilovač určuje výslednou mf citlivost a mf selektivitu celého přijímače.

Základní požadavky:

- 1) vysoký dosažitelný A_U (60 až 90 dB) při minimálním přípustném zkreslení a omezení signálu a při širokém rozsahu regulace citlivosti AVC.
- 2) a) odpovídající tvarová mf selektivita (potlačení sousedních kanálů)
b) rovnoměrný přenos (p, ϕ) v propustné části mf charakteristiky

U více stupňových mf zesilovačů se užívají dvě základní metody zajištění selektivity.

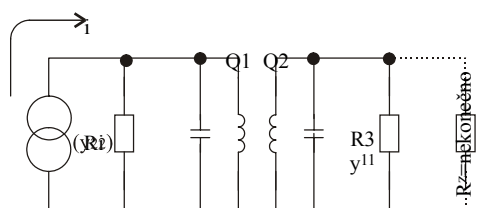
1) Kaskáda pásmových filtrů:

Jednotlivé filtry LC zajišťují vazbu mezi stupni zesilovače a selektivita tedy postupně narůstá. U AM přijímačů jsou jednotlivé filtry řešeny s mírně nadkritickou vazbou, $kQ \geq 1$

Nedostatky: Pracná výroba a sladování cívky, dlouhodobá nestabilita, nízká odolnost zesilovače vůči křížové modulaci.

Přenosovou funkci pásmového filtru charakterizuje tzv. tranzitivní impedance $Z_T = \frac{u_{sek}}{i_{prim}}$. Ta

platí a je definována při ideálním proudovém buzení primární sekce ($R_i = \infty$, $R_z = \infty$) a nezatíženém sekundárním obvodu. Náhradní schéma skutečného filtru proto musí kvůli definici činitele vazby ($Q = k \sqrt{Q_{EFprim} + Q_{EFsek}}$) zahrnout i náhradní odpory, resp. vodivosti



skutečného budicího a zatěžovacího obvodu (např. u tranzistorů $R_i = \frac{1}{y_{22}}$ a $R_z = \frac{1}{y_{21}}$).

Tranzitivní impedance: Z_T filtru s přenosovou admitancí y_{21} aktivního prvku společně určují napětové zesílení

jednoho stupně.

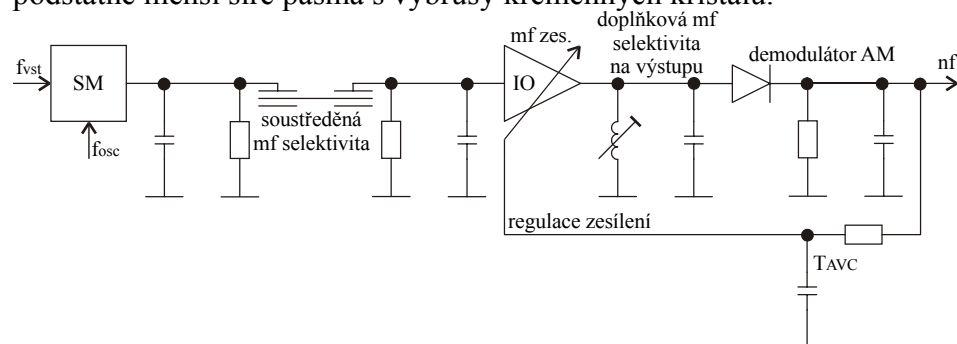
Sekundární napětí je na rezonančním kmitočtu vůči primárnímu zpožděno o 90° .

2) Soustředěná mf selektivita:

Jadný jakostní pásmový filtr vyššího řádu s vysokou tvarovou selektivitou je umístěn mezi výstup směšovače a vstup 1. mf stupně.

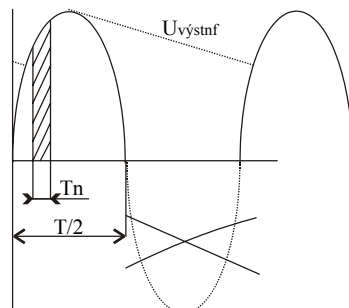
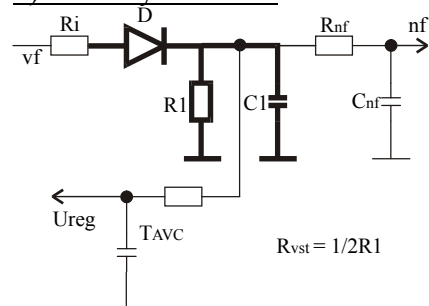
Nedostatky při klasickém LC řešení: Složitost návrhu, pracnost výroby, montážní prostor, parazitní vazby, obtížné sladování, vložený útlum zhoršující poměr S/N přijímače.

Řešením jsou u radiových přijímačů piezokeramické monolitické filtry. Pro zvýšení tvarové selektivity se užívají tyto filtry jako více stupňové (bilitické) s kombinovanou elektromechanickou vzájemnou vazbou. Důležité je správné admitanční přizpůsobení vstupu a výstupu filtru. Pro větší poměrně širé pásma se používají filtry s tzv. povrchovou vlnou, pro podstatně menší širé pásma s výbrusy křemenných krystalů.

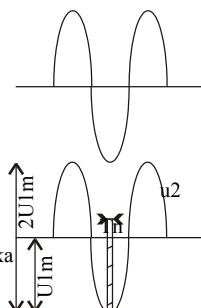
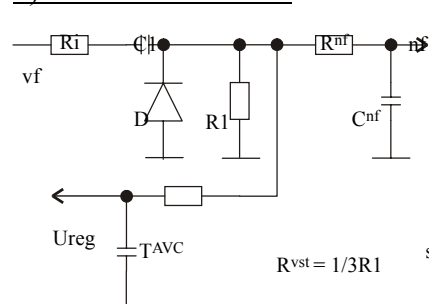


Demodulátory:

1) Sériový detektor:



2) Paralelní detektor:



V přijímačích AM se nejčastěji používá detektor sériový. U něj se odříznutím jedné polarity signálu a filtrací zbylého výstupního průběhu s vybíjecí časovou konstantou

$R_1 C_1 \leq \frac{1}{2f_{MODMAX}}$ obnovuje původní modulační signál s jedinou výjimkou: obsahuje DC

složku, úměrnou úrovni původního signálu a vstupu demodulátoru. Tato složka se odstraňuje automaticky vazební kapacitou navazujícího nf zesilovače. Členy R_{nf} , C_{nf} v obou zapojeních filtrují zbytky mf nosné superponované na demodulovaném nf signálu.

Detekční diody se obvykle volí germaniové hrotové s nízkou kapacitou C_{AK} a napětím v propustném směru $U_{AK} = 0,2V$. V některých aplikacích se používají aktivní demodulátory, funkci diody potom přebírá tranzistor ve vhodném režimu nebo složitější struktura. Klasický pasivní AM demodulátor je nelineární systém.

Automatické vyrovňování citlivosti:

Regulační stejnosměrné napětí je odvozováno integračním členem ($T = 0,2s$) ze stejnosměrné složky demodulovaného signálu na výstupu AM demodulátoru (nebo pomocného amplitudového detektoru u přijímačů FM).

Zatímco přímé AVC řídí pouze zisk mf zesilovače, u jakostních přijímačů s preselektorem se užívá doplňkové zpožděné AVC pro řízení zisku zesilovače. Důvodem je optimalizace šumových poměrů při zpracování velmi slabých vstupních signálů.

S-metr:

Indikátor intenzity pole přijímané stanice. Pro dostatečný rozsah a rozlišení by měl mít logaritmický průběh. Nejčastější, zjednodušená řešení využívají k vyhodnocení regulačního napětí AVC.