

Otázka č. 14

Směšovače

Ideální směšovač kmitočtu, je lineární systém z proměnným přenosem, řízeným okamžitou amplitudou oscilátorové injekce. Směšovač transformuje vstupní VF signál z libovolné kmitočtové polohy, v přeladovaném pásmu na definovaný mezifrekvenční kmitočet bez změny informačního rozsahu (obálka, zdvih). Úplný směšovač je tvořen 1) Vlastním směšovacím obvodem. 2) Oscilátorem harmonického průběhu. 3) Selektivním mf filtrem. V praxi je žádoucí i selektivní vstupní obvod.

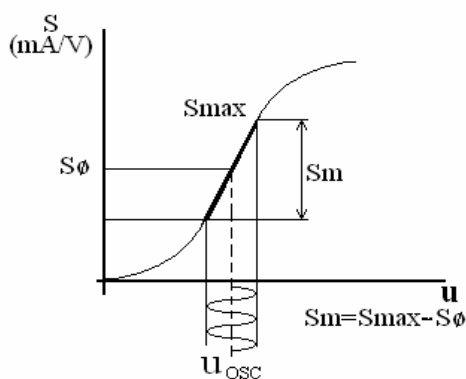
Principy směšování

Aditivní součtový směšovač: Vždy se jedná o využití nelinearity aktivního nebo pasivního prvku, na který se přivádí součet vstupního a oscilátorového signálu. Vlivem nelinearity koncového prvku vznikají součtové a rozdílové kmitočtové složky, obou vstupních signálů, ale i jejich harmonických (nežádoucí !!!)

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

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

Směšovací rovnice:



Oscilátorová injekce vhodné úrovně mění strmost konverzního prvku podle okamžité úrovně harmonického průběhu $U_{osc}(t)$.

Vstupní signál $u_{VST} = U_{VST} \cos \varpi_{VST} t$, okamžitá hodnota strmosti $S_{(t)} = S_0 + S_m \cos \varpi_{OSC} t$. Střídavá složka výstupního proudu směšovače

$$i_{VYST} = S_{(t)} + u_{VST(t)} = (S_0 + S_m \cos \varpi_{OSC} t)(U_{VST} \cos \varpi_{VST} t)$$

z goniometrického rozvoje

$$\cos \alpha \cos \beta = \frac{1}{2} \cos(\alpha + \beta) + \frac{1}{2} (\alpha - \beta)$$

$$i_{VST} = S_0 U_{VST} \cos \varpi_{VST} t + \frac{1}{2} S_m U_{VST} \cos(\varpi_{VST} + \varpi_{OSC}) t + \frac{1}{2} S_m U_{VST} \cos(\varpi_{VST} - \varpi_{OSC}) t$$

součtový produkt

rozdílový produkt

Pokud není průběh oscilátorové injekce čistě harmonický vznikající, stejně jako v důsledku nelinearity konverzní charakteristiky nežádoucí směšovací produkty vyšších řádů a tím i parazitní příjmy a intermodulační zkreslení.

Účinnost směšovače, postihuje tzv. **KONVERZNÍ STRMOST**-je to poměr účinného výstupního produktu (proudu) směšovače vůči úrovni vstupního signálu (napětí).

$$S_K = \frac{i_{VYST}(mf)}{u_{VST}(vf)} [mA/V]$$

Ze směšovací rovnice lze z ohledem na případnou potřebnou linearitu směšování ($U_{VST} < U_{OSC}$) definovat:

$$S_K = \frac{I_{mf}}{U_{vf}} \leq \frac{1}{2} S_m \text{ (viz } \frac{1}{2} \text{ výše i grafické znázornění)}$$

Konverzní strmost tranzistoru je proto vždy menší než jeho strmost ve funkci lineárního vf zesilovače. Pro dokonalou funkci směšovače by byl velmi užitečný ideální vf frekvenční předzesilovač s účinnou regulací zisku i útlumu, který by zajistil za všech vstupních podmínek $U_{vf} < U_{osc}$ při $U_{VST} \rightarrow \text{konst.}$ Z hlediska potlačení nežádoucích směšovacích produktů je ideální vysoká selektivita 1 mf. filtru na výstupu směšovače.

U reálných směšovačů se uplatňují další nežádoucí funkce:

- 1) Kmitočet oscilátoru proniká na vstup a může být vyzařován anténou (to potlačí užití vf. předzesilovače)
- 2) Zpětné směřování-mf kmitočet proniká zpět na vstup a s kmitočtem oscilátoru znovu vytváří vstupní signál.
- 3) Rušivé signály a kmitočty dostatečné úrovně, nacházející se v blízkosti mf pásma mohou pronikat směšovačem přímo do mf zesilovače. To stejně jako zpětné směřování lze potlačit mf odlaďovačem na vst. přijímače.

Souběh: Je základním problémem superhetu. Problém je zajištění optimálního souběhu laděných obvodů vstupu a oscilátoru v celém proláďovaném pásmu $f_{OSC} - f_{VST} = f_{mf} = konst.$. Přípustná nepřesnost souběhu je závislá na selektivitě vstupního obvodu, která však má být co nejvyšší. Dokonalý souběh v celém pásmu zajistit nelze, užívá se nejčastěji 3-bodový souběh v pásmech s vysokou přeladitelností a 2-bodový v pásmech úzkých.

Ilustrační příklad: $f_{vst}=0,5 \dots 1,5 \text{ MHz}$ $f_{osc}=1 \dots 2 \text{ MHz}$ $f_{mf}=500 \text{ KHz}$

$$\left(\frac{f_{osc_{MAX}}}{f_{osc_{MIN}}} \right)^2 = \frac{C_{max}}{C_{min}}$$

$$\left(\frac{f_{vst_{MAX}}}{f_{vst_{MIN}}} \right)^2 = \frac{C_{max}}{C_{min}}$$

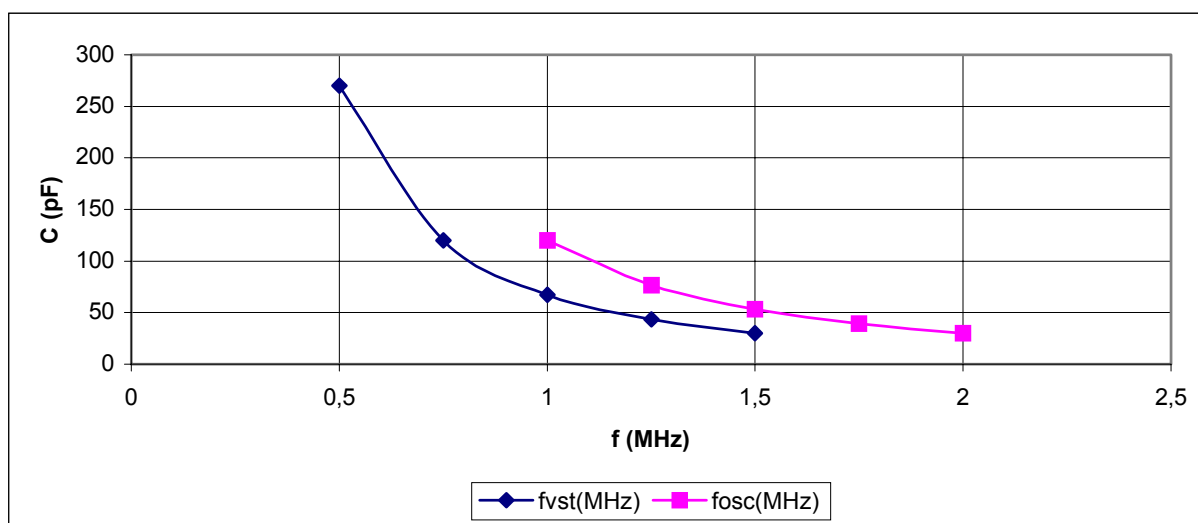
$$\frac{C_{vst_{MAX}}}{C_{vst_{MIN}}} = \frac{9}{1}$$

$$\frac{C_{osc_{MAX}}}{C_{osc_{MIN}}} = \frac{4}{1}$$

$$\frac{f_{vst_{MAX}}}{f_{vst_{MIN}}} = \left(\frac{3}{1} \right)^2$$

$$\frac{f_{osc_{MAX}}}{f_{osc_{MIN}}} = \left(\frac{2}{1} \right)^2$$

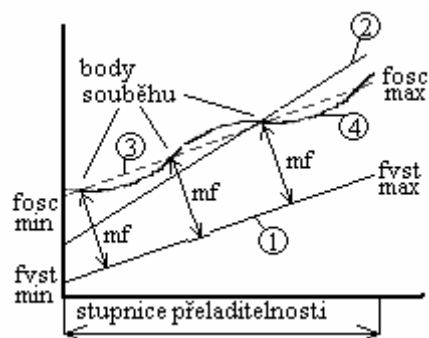
$f_{vst}(\text{MHz})$	0,5	0,75	1	1,25	1,5
$C_{vst}(\text{pF})$	270	120	67,5	43,2	30
$f_{osc}(\text{MHz})$	1	1,25	1,5	1,75	2
$C_{osc}(\text{pF})$	120	76,8	53,3	39,18	30



Uvažujeme minimální kapacity $C_{vstmin}, C_{oscmin} \approx 30 \mu\text{F}$ a hledáme průběh obou kapacit v proláďovaném pásmu.

Různá přeladitelnost obou LC obvodů vyžaduje odlišné mezní hodnoty obou ladících kapacit. Pro ladění shodnými ladícími kapacitami C_{vst}, C_{osc} se optimální souběh zajišťuje pomocí paddingového kondenzátoru. Principem je omezení strmosti změny C_{osc} sériovou kapacitou C_p : Při nízkých C_L se C_p prakticky neuplatní při

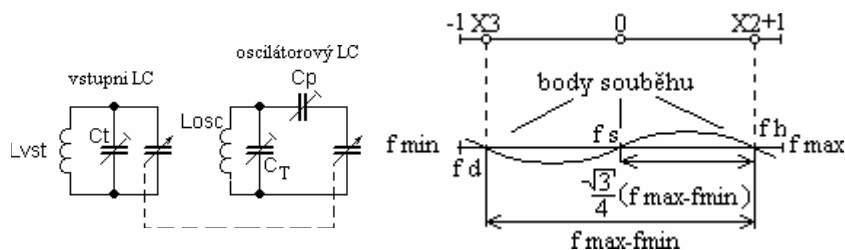
vyšších je výsledná kapacita $\frac{C_L C_p}{C_L + C_p}$



Průběh 1 příslušný LC obvodu, průběh 2 znázorňuje přeladitelnost oscilátoru $C_{osc}=C_{vst}$, průběh 3 (čárkovaně) znázorňuje teoreticky ideální souběh, průběh 4 znázorňuje situaci při 3-bodovém souběhu pomocí paddingového kondenzátoru. Polohu 3 bodů souběhu lze vypočítat různými metodami. Všechny vyplývají z řešení polynomu 3 stupně $4x^3 - 3x$ položíme-li $y=0$ potom $x(4x^2 - 3) = 0$

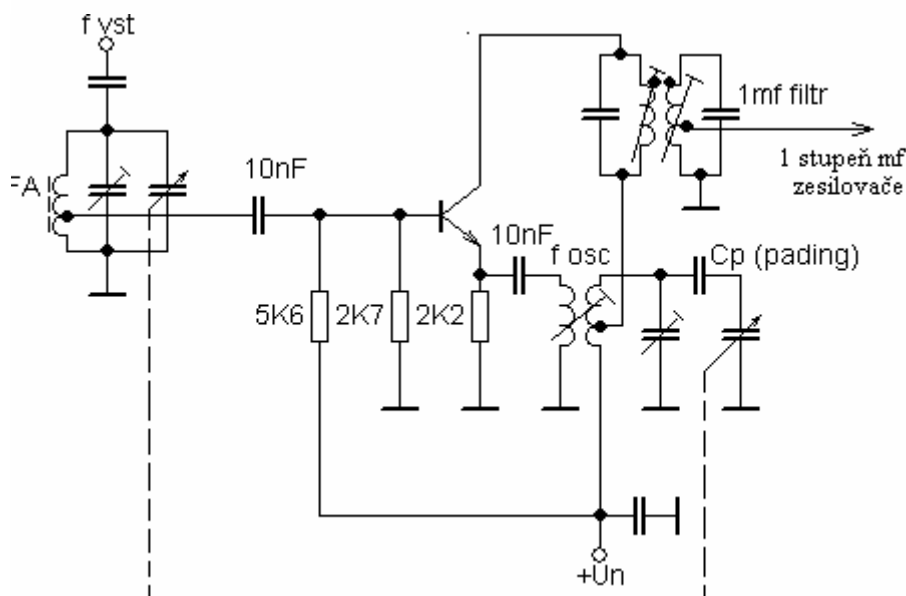
$$x_1 = 0 \quad x_{2,3} = \pm \sqrt{\frac{3}{4}} = \pm \frac{1}{2} \sqrt{3}$$

oscilátorový obvod musí mít pro seřízení 3-bodového souběhu minimálně 3 nezávislé prvky (L_{osc}, C_t, C_p), vstupní obvod prvky 2 (L_{vst}, C_t)



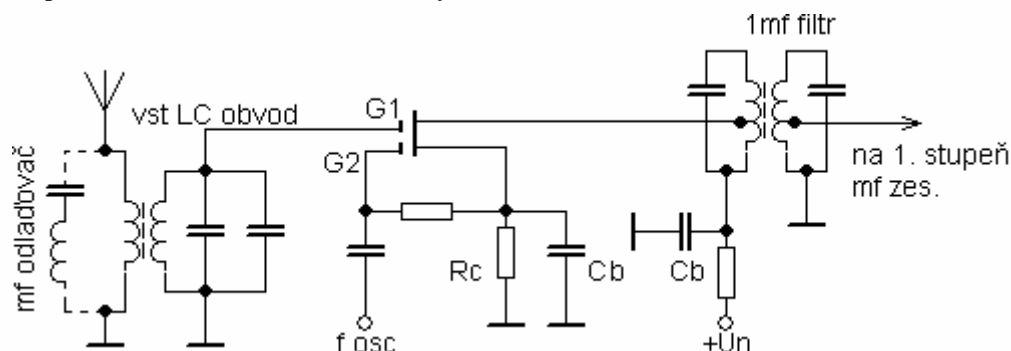
Mezi 3 body ideálního souběhu leží při ideální ladění přijímače souměrně rozložené pole kmitočtových odchylek, jehož 4 maxima mají prakticky shodné amplitudy. C_p v praxi = přesná kapacita.

Aditivní samokmitající směšovač s 1 tranzistorem



Krátká a přibližně exponenciální převodní charakteristika bipolárního tranzistoru znamená nemožnost řízení v citlivosti napětím AVC a je zdrojem parazitních směšovacích produktů a příjmů, umožňovaných nedokonalou vstupní selektivitou.

Multiplikativní směšovač s dvouhradlovým MOS fetem

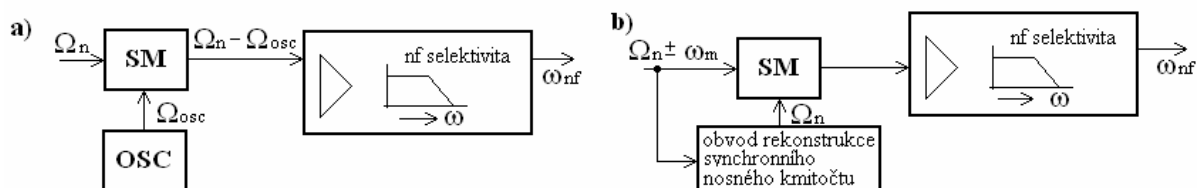


Dlouhá a přibližně kvadratická charakteristika MOS-FETU se blíží požadavkům na lineární multiplikativní směšovač s minimem parazitních produktů. Vysoký vstupní odpor hradla umožňuje přímou vazbu na vstupní LC obvod je užit externí oscilátor s relativně vysokou amplitudou kmitu. Na anténím vstupu je zařazen sériový mf odladovač, anténí vazba je induktivní.

Diodové směšovače (pasivní)

- Jednoduchý diodový směšovač (až do 10GHz)
- Vyvážený dvoudiodový směšovač – potlačuje f_{osc} na mf výstupu
- Dvojitě vyvážený směšovač (kruhový modulátor) – 4 diody – potlačuje f_{osc} a f_{vst}
 - použití u profesionálních komunikačních přijímačů pro vysoký přípustný dynamický rozsah vst. signálů
 - nízká konverzní strmost je kompenzována v obvodech preselektoru nebo mf zesilovače.

Heterodynní směšovač



a) princip heterodynu b) synchronního detektoru

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

Směšování analogovou násobičkou

Násobičku uvažujeme jako lineární systém, při jejím rozboru vycházíme z klasického schématu rozdílového

$$\text{zesilovače, pro jehož symetrický výstup platí: } \Delta U_{VYST} = \Delta U_{VST} A_{u_{SYM}} = \frac{\Delta U_{VST}}{U_T} I_{C0} R_C$$

s rovnice vyplývá závislost zisku na proudu I_{C0} , který je určen proudový zdroj

$$T3 I_{C0} = \frac{\sum I_C}{2} = \frac{U_2 - U_{BE}}{2R_E} \approx \frac{U_2}{2R_E} \quad (\text{při } U_2 \gg U_{BE})$$

To znamená, že změnou napětí U_2 lze ovládat zesílení, a tedy i výstupní napětí

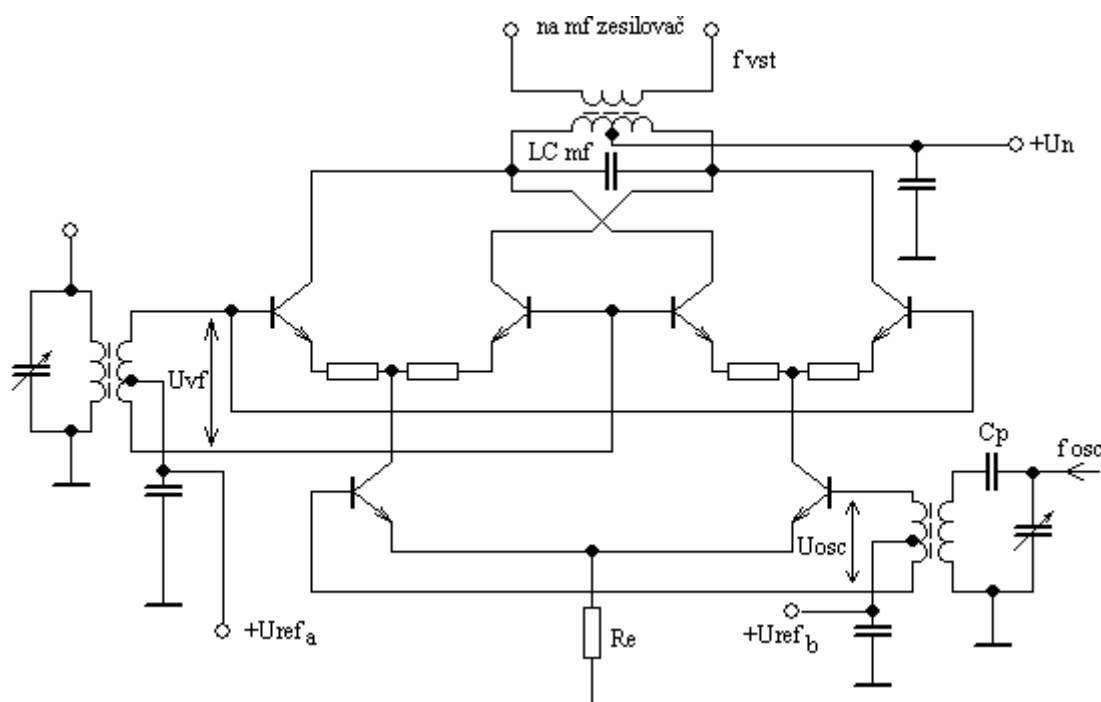
$$\text{zesilovače } \Delta U_{VYST} = \frac{\Delta U_{VST} U_2}{U_T} = \frac{R_C}{2R_E} (\text{symetri.výstup})$$

Z hlediska změn napětí U_{vst} a U_2 tedy obvod může pracovat jako čtyřkvadrantová analogová násobička.

Bude-li napětí ΔU_1 odpovídat vstupnímu signálu f_{vst} , f_{vf} , napětí ΔU_2 , kmitočet oscilátoru f_{osc} , bude násobička pracovat jako lineární směšovač – při užití symetrického výstupu je zamezeno pronikání oscilátoru na mf výstup.

Pro další zlepšení se užívá násobička tvořena 2 diferenčními zesilovači s křížovou vazbou jejich symetrických výstupů-dvojité vyvážení zabraňuje jak pronikání f_{osc} tak f_{vst} na výstup. To spolu s užitím soustředěné mf selektivity na vstupu mf zesilovače, radikálně potlačuje možnosti vzniku intermodulací v mf zesilovači. Dokonalá činnost směšovače však předpokládá předřazení vf předzesilovače s vysokým regulačním rozsahem zisků, kvůli omezení lineárního rozsahu násobičky. Pro zvýšení pracovního rozsahu násobičky se užívají linearizační emitorové odpory u všech tranzistorů rozdílových stupňů.

Praktická aplikace viz IO AM přijímače TCA 440 (Siemens)



jednodušší násobička – viz otázka 10b