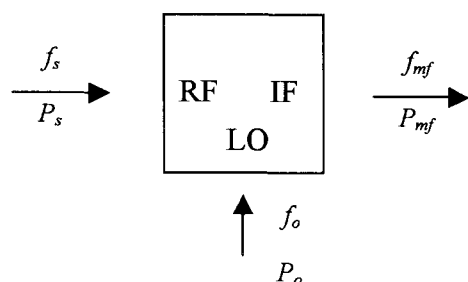


6 Směšovače

6.1 Základní pojmy



Pro mezifrekvenční kmitočet platí:

$$f_{mf} = f_o \pm f_s \quad \text{při } f_o > f_s \quad (6.1.1)$$

$$f_{mf} = \pm f_o + f_s \quad \text{při } f_o < f_s \quad (6.1.2)$$

Často je požadováno pouze jedno znaménko, SSB režim.

Obr. 6.1.1. Vstupní a výstupní veličiny směšovače.

Směšovací (konverzní) ztráty

$$L_c = \frac{P_s}{P_{mf}}, \quad (6.1.3)$$

$$L_c = 10 \log \frac{P_s}{P_{mf}} \quad [\text{dB}] \quad (6.1.4)$$

Postihují účinnost frekvenční konverze. Použije-li se pouze jedno postranní pásmo, je minimální konverzní ztráta 3 dB.

Další ztráty.

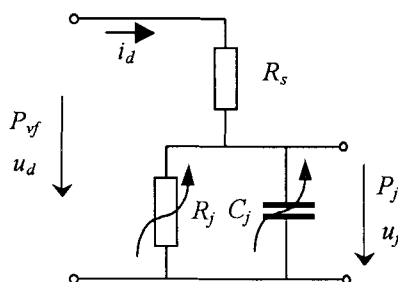
$$L_c = L_1 + L_2 + L_3 \quad [\text{dB}] \quad (6.1.5)$$

L_1 - útlum nepřízpůsobením na vstupu signálu a na mezifrekvenci. Pro příslušné koeficienty odrazu Γ_1 a Γ_2 pak platí:

$$L_1 = 10 \cdot \log(1 - \Gamma_1^2) + 10 \cdot \log(1 - \Gamma_2^2) \quad (6.1.6)$$

L_2 - ztráty směšovací diody vlivem jejích parazitních prvků R_s a C_j .

Náhradní obvod směšovací diody odpovídá obr. 3.8.5, tj.



Obr. 6.1.2. Náhradní obvod směšovací diody.

Pro vf. výkon dopadající na diodu P_{vf} a výkon skutečně působící na nelineárním odporu R_j platí vztah:

$$\frac{P_j}{P_{vf}} = \frac{\operatorname{Re} \left\{ \frac{R_j \cdot \frac{1}{j\omega C_j}}{R_j + \frac{1}{j\omega C_j}} \right\}}{\operatorname{Re} \left\{ R_s + \frac{R_j \cdot \frac{1}{j\omega C_j}}{R_s + \frac{1}{j\omega C_j}} \right\}} = \left(1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega^2 C_j^2 R_j R_s \right)^{-1} \quad (6.1.7)$$

Pro L_2 proto platí:

$$L_2 = 10 \cdot \log \frac{P_{vf}}{P_j} = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{R_s}{R_j} + \omega^2 C_j^2 R_j R_s \right) \quad (6.1.8)$$

L_2 závisí na výkonu místního oscilátoru P_o , který ovlivňuje nelineární odpor a kapacitu.

L_3 -vlastní směšovací ztráty diody. Závisí na:

- VA charakteristice diody
- vstupním a výstupním obvodu směšovače
- velikosti buzení místním oscilátorem
- způsobu zakončení jednotlivých směšovacích produktů

Šumový poměr směšovače

Je to poměr výstupního šumového výkonu na f_{mf} ke vstupnímu šumovému výkonu na f_s .

$$N_R = \frac{P_{\text{výst}}}{P_{\text{vst}}} = \frac{P_{\text{výst}}}{kT_0 B} \quad (6.1.9)$$

vzhledem k tomu, že

$$P_{\text{vst}} = kT_0 B. \quad (6.1.10)$$

Platí $N_R \geq 1$. Při pokojové teplotě a $f_{mf} > 1\text{MHz}$ je $N_R \approx 1$. Na nižším kmitočtu šumový poměr narůstá vlivem šumu $1/f$.

Šumové číslo směšovače

$$F = \frac{\left(\frac{P_s}{P_s} \right)_{\text{výst}, f_s}}{\left(\frac{P_s}{P_s} \right)_{\text{výst}, f_{mf}}} \quad (6.1.11)$$

To lze vzhledem k (6.1.10), (6.1.9) a (6.1.3) upravit na:

$$F = L_C \cdot \frac{P_{\text{výst}}}{kT_0 B} = L_C \cdot N_R \quad (6.1.12)$$

Pokud je směšovač s šumovým číslem F_{sm} a "zesílením" $A_{sm} = 1/L_C$ v kaskádě s mezifrekvenčním zesilovačem se šumovým číslem F_{mf} platí:

$$F = F_{sm} + \frac{F_{mf} - 1}{A_{sm}} = L_C \cdot N_R + \frac{F_{mf} - 1}{1/L_C} = L_C (N_R + F_{mf} - 1) \quad (6.1.13)$$

Při $N_R \approx 1$ pak $F = L_c \cdot F_{mf}$, tedy:

$$F[dB] = L_c[dB] + F_{mf}[dB] \quad (6.1.14)$$

Šum mf. zesilovače přispívá k celkovému šumu stejnou měrou jako směšovač. Mezifrekvenční zesilovač je tedy nutno navrhovat v případě nutnosti jako nízkošumový.

Izolace mezi bránami

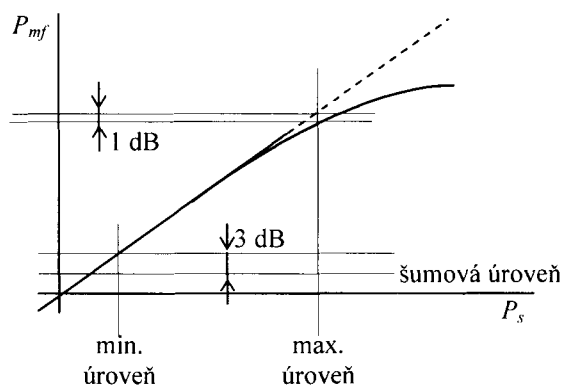
Důležitá je izolace bran vstupní signál-místní oscilátor
místní oscilátor-mezifrekvence.

Výkon P_o , který pronikl na bránu mf , je srovnatelný s P_{mf} .

Výkon P_o , který pronikl na vstupní bránu, je např. vyzařován anténou.

Dynamický rozsah

Jedná se o rozsah výkonu, při kterém je směšovač použitelný. Dolní úroveň je omezena šumovým prahem. Horní úroveň určuje bod 1 dB komprese konverzních ztrát. Nad bodem 1 dB komprese je signál více a více konvertován na teplo a směšovací produkty vyšších řádů. Úroveň P_s v bodu 1 dB komprese je obvykle o 5-10 dB nižší, než je úroveň P_o .



Obr. 6.1.3. Definice dynamického rozsahu směšovače.

Minimální úroveň signálu

Je určena šumovým číslem směšovače a šířkou frekvenčního pásma.

Z (6.1.10) a (6.1.11) vyplývá:

$$P_{s,vst} = F \cdot P_{s,vst} \cdot \left(\frac{P_{s,vst}}{P_{s,vst}} \right) \quad (6.1.15)$$

Tedy v dB při šířce pásma B v MHz, [A.9]:

$$P_{s,vst}[dBm] = F[dB] - 114[dBm] + 10 \log B + 10 \log \left(\frac{P_{s,vst}}{P_{s,vst}} \right), \quad (6.1.16)$$

kde -114 dBm odpovídá termálnímu šumu v pásmu 1 MHz vzhledem k výkonu 1 mW.

Má-li být výstupní mezifrekvenční výkon 3 dB nad šumovým prahem, tj.

$$10 \log \left(\frac{P_{s,vst}}{P_{s,vst}} \right) = 3[dB], \quad (6.1.17)$$

musí mít vstupní výkon minimální úroveň danou vztahem:

$$P_{s,vst} = F[dB] - 111 + 10 \log B \quad (6.1.18)$$

Intermodulační produkty a bod zahrazení (intersept point)

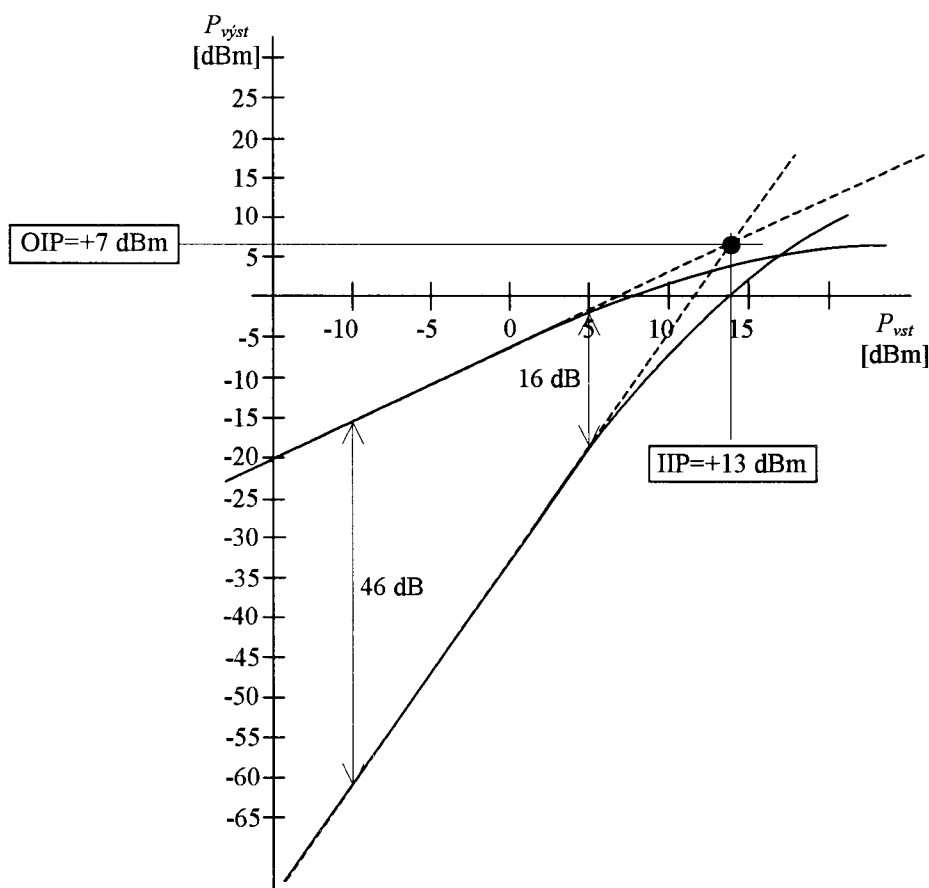
Bod zahrazení (intersept point) se udává v dBm a je mírou kvality potlačení nežádoucích intermodulačních produktů.

Je to teoretická úroveň vstupního P_s , resp. výstupního P_{mf} výkonu, při kterém by úroveň požadovaného směřovacího produktu byla stejná jako produktu nežádoucího. Teoretická proto, že se neuvažuje výkonová komprese.

Udává se vstupní a výstupní bod zahrazení. IIP (Input Intersept Point), OIP (Output Intersept Point)

Platí:

$$OIP = IIP - L_C \quad (6.1.19)$$



Obr. 6.1.4. Bod zahrazení.

Intersept point může být určen pro kterýkoliv intermodulační produkt. Běžně je zaveden pro dvoutónové intermodulační produkty 3. řádu:

$$\begin{aligned} (\pm 2f_{s1} \pm 1f_{s2}) \pm f_o \\ (\pm f_{s1} \pm 2f_{s2}) \pm f_o \end{aligned} \quad (6.1.20)$$

Tyto jsou nejbližší požadované f_{mf} ze všech 2 tónových intermodulačních produktů a působí tedy největší problémy.

6.2 Jednodiodový směšovač

Směšovače jsou obvody, které pracují v silně nelineárním režimu. Ve vf. technice se jako nelineární prvky používají diody a tranzistory. Omezme se při výkladu pouze na diody, jejichž používání je zejména v mm frekvenčním pásmu dominantní.

Proces směšování vstupního signálu s kmitočtem ω_s a signálu místního oscilátoru s kmitočtem ω_o je poměrně složitý. V důsledku buzení nelineárního odporu a kapacitoru diody výkonem oscilátoru P_o a výkonem vstupního signálu P_s dochází při obecném buzení nejenom ke vzniku vyšších harmonických kmitočtů ω_o a ω_s v proudu diody $i_d(t)$, ale i směšovacích produktů s kmitočty tvořenými součty a rozdíly těchto kmitočtů i součty a rozdíly jejich harmonických. Jednotlivé harmonické proudové složky potom vytvářejí na impedancích, které vidí dioda na jednotlivých kmitočtech, úbytky napětí, které zpětně ovlivňují časový průběh napětí na diodě. Celý proces není obecně analyticky řešitelný. Je řešitelný pouze iteračně metodou harmonické balance, jak bude dále uvedeno. Analyticky je řešitelný pouze za určitých omezujících předpokladů.

Analýza obvodu bude provedena nejprve v co nejobecnější rovině pomocí techniky harmonické balance. To umožní vytvoření představy o významu jednotlivých prvků obvodu připojeného k diodě. Potom bude ukázána zjednodušená metoda návrhu, která je v praxi hojně používána, a která může být případně použita jako výchozí pro přesnější návrh obvodu pomocí moderních CAD nástrojů pro nelineární obvody.

Náhradní obvod směšovací diody je uveden na obr. 6.1.2. Vztahy (3.8.1) a (3.8.2) popisují nelineární chování rezistoru a kapacitoru. Přepíšme je do tvaru vhodnějšího pro další použití.

$$i_{R_j}(u_j) = I_s \left[\exp\left(\frac{u_j}{U_T}\right) - 1 \right] \quad (6.2.1)$$

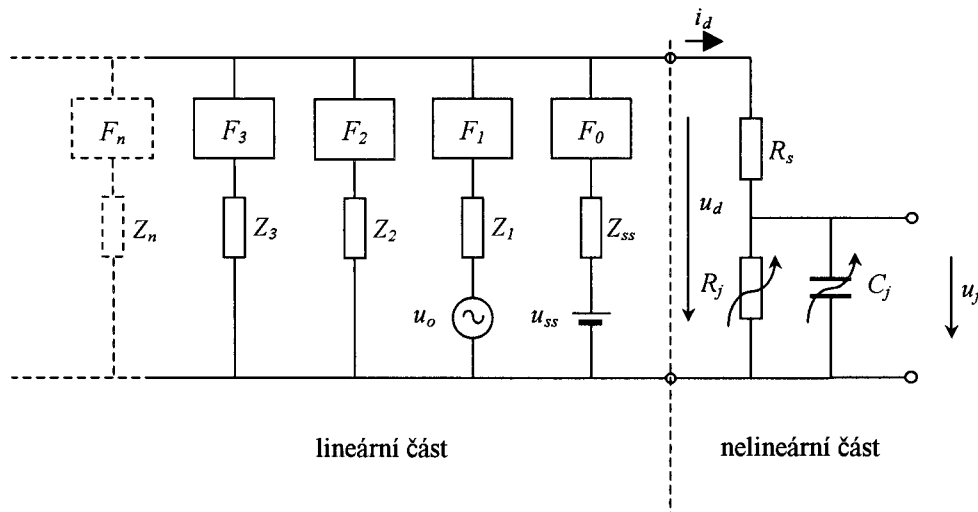
$$C_j(u_j) = \frac{C_{j0}}{\left(1 - \frac{u_j}{U_k}\right)^{0.5}} \quad (6.2.2)$$

V dalším odvozování předpokládejme, že napětí místního oscilátoru u_o je zásadně větší, než napětí vstupního signálu u_s . V praxi je tato podmínka obvykle splněna, kdy napětí místního oscilátoru je o 1 až 14 řádů větší, než napětí vstupního signálu. Za tohoto předpokladu lze úlohu rozdělit na nelineární problém velkosignálového buzení diody výkonem oscilátoru a na lineární problém vytváření směšovacích produktů na diodě, jejíž parametry jsou časově proměnné.

Velkosignálové buzení diody

Náhradní obvod směšovače, který je buzen pouze relativně velkým napětím oscilátoru, je uveden na obr. 6.2.1. Obvod se skládá z nelineární části tvořené směšovací diodou a lineární části tvořené obvodem, který vidí dioda. Lineární část obsahuje impedance Z_{ss} až Z_n , které vidí dioda na nulovém kmitočtu, kmitočtu oscilátoru ω_o a jeho násobcích. Ideální filtry F_n mají nulovou impedanci na odpovídajícím kmitočtu, jinde tvoří rozpojený obvod.

Při velkosignálové analýze nutno najít časový průběh $u_j(t)$ tak, aby pomocí $i_{R_j}(u_j)$ a $\frac{\partial i_{R_j}}{\partial u_j}$ bylo



Obr. 6.2.1. Náhradní obvod směšovače buzeného pouze oscilátorem.

možno určit časový průběh diferenciální vodivosti diody

$$g(t) = \frac{\partial i_d(u_j(t))}{\partial u_d(t)}. \quad (6.2.3)$$

Nelineární obvod vlastní diody nutno řešit v časové oblasti, vnější lineární svět potom ve frekvenční oblasti. Nutno použít techniku harmonické balance, viz [A.1].

V časové oblasti platí pro napětí na diodě:

$$u_d(t) = u_j(t) + R_s I_s \left[\exp\left(\frac{u_j(t)}{U_T}\right) - 1 \right] + R_s C_j(u_j(t)) \frac{du_j(t)}{dt} \quad (6.2.4)$$

vzhledem k tomu, že

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du}{dt}. \quad (6.2.5)$$

Pro proud diody pak platí:

$$i_d(t) = I_s \left[\exp\left(\frac{u_j(t)}{U_T}\right) - 1 \right] + C_j(u_j(t)) \frac{du_j(t)}{dt} \quad (6.2.6)$$

Ve frekvenční oblasti pak pro vnější obvod platí soustava rovnic:

$$U_n - Z_n I_{dn} - U_{dn} = 0 \quad (6.2.7)$$

kde $n=0, 1, 2, 3, \dots$ odpovídají jednotlivým harmonickým a

$$\begin{aligned} U_0 & \text{ odpovídá } u_{ss} \\ U_1 & \text{ odpovídá } u_o \\ U_{2,3,4, \dots} & = 0 \end{aligned}$$

Harmonické složky napětí a proudu diody charakterizuje:

$$\begin{aligned} U_{dn} & \text{ odpovídá } u_d \\ I_{dn} & \text{ odpovídá } i_d \end{aligned}$$

Soustava (6.2.7) se řeší iteračně:

1. odhadne se

$$u_d(t) = A_0 + A_1 \cos \omega_0 t \quad (6.2.8)$$

2. vytvoří se Fourierův rozvoj

$$u_d(t) = \sum_{n=-N}^N U_{dn} \exp(jn\omega_0 t) \quad (6.2.9)$$

3. rovnice (6.2.4) se numericky vyřeší pro $u_j(t)$

4. z rovnice (6.2.6) se určí $i_d(t)$

5. vytvoří se Fourierův rozvoj

$$i_d(t) = \sum_{n=-N}^N I_{dn} \exp(jn\omega_0 t) \quad (6.2.10)$$

6. podle rovnice (6.2.7) se určí chybová funkce

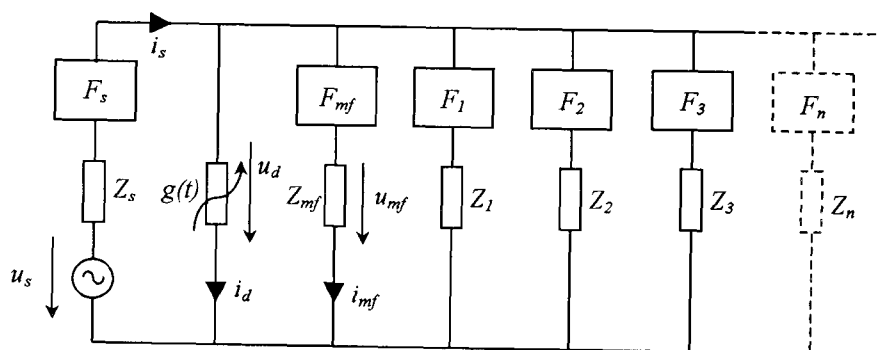
$$\varepsilon = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^N |U_n - Z_n I_{dn} - U_{dn}|^2 \quad (6.2.11)$$

7. změní se koeficienty U_{dn} a proces se vrací do bodu 2.

Výstupem iterace je časová závislost $u_j(t)$. Při její znalosti pak lze určit časový průběh diferenciální vodivosti $g(t)$ podle (6.2.3).

Určení napět'ových a výkonových směšovacích produktů

Náhradní obvod již vybuzené směšovací diody, na kterou je přiveden vstupní signál s kmitočtem ω_s a je odebrán mezifrekvenční signál s kmitočtem ω_{mf} , je uveden na obr. 6.2.2.



Obr. 6.2.2. Vybuzená směšovací dioda se vstupním signálem.

Obvod obsahuje zdroj vstupního signálu, časově proměnnou vodivost $g(t)$, zakončovací impedanci směšovací brány a impedance, které vidí diferenciální vodivost na kmitočtech jednotlivých směšovacích produktů včetně ω_s , ale mimo ω_b a jeho harmonických. Význam filtrů je stejný jako na obr. 6.2.1. V důsledku časově proměnné vodivosti $g(t)$ řízené velkým

signálem oscilátoru dochází po přivedení vstupního signálu ke vzniku směřovacích produktů různých kmitočtů. V časovém průběhu $u_d(t)$ a $i_d(t)$ nutno obecně očekávat produkty s kmitočty:

$$\omega_{mf} = \pm m\omega_s \pm n\omega_o \quad (6.2.12)$$

kde $m = 0, 1, 2, \dots$

$n = 0, 1, 2, \dots$

Žádané mezifrekvenční produkty jsou pro $m=n=1$.

Pokud $m=1$ a $n=1$ neplatí současně, jedná se intermodulační produkty vyšších řádů obvykle nežádoucích.

Kromě směřovacích produktů se budou v průběhu $u_d(t)$ a $i_d(t)$ vyskytovat ještě základní a harmonické složky ω_s a základní a harmonické složky ω_o .

Nutno se ještě zmínit o zrcadlovém kmitočtu ω_z , který je např. při $\omega_{mf} = \omega_s - \omega_o$ roven:

$$\omega_z = \omega_o - \omega_{mf} = 2\omega_o - \omega_s \quad (6.2.13)$$

Obr. 6.2.2 umožňuje vytvořit základní rozvahu týkající se výkonů nesených směřovacími produkty.

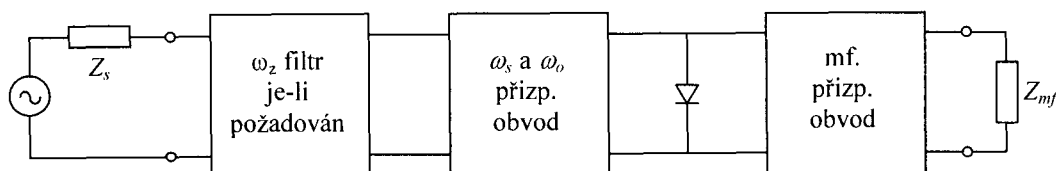
Zájem: Přenést celý výkon vstupního signálu P_s na výkon P_{mf} . Je proto vhodné volit:

$$Z_n = 0 \quad (6.2.14)$$

s výjimkou Z_{mf} . To je ideální případ, ke kterému se lze v praxi pouze přibližovat. Největší problém tvoří zrcadlový kmitočet.

Praktický návrh jednodiodového směšovače.

Na obvod na obr. 6.2.2, bez ohledu na jeho složitost, lze pohlížet z pohledu vstupní a mezifrekvenční brány jako na lineární dvoubran. Souvislost mezi napětími a proudy na obou branách lze popsat admitanční maticí (Y), [A.1]. Náhradní malosignálový obvod směšovače je tedy jednoduchý, viz obr. 6.2.3.



Obr. 6.2.3. Náhradní malosignálový obvod směšovače.

Klíčovým problémem návrhu směšovače je návrh vstupních a výstupních přizpůsobovacích obvodů na ω_s a ω_{mf} při neznámé matici (Y). Přizpůsobení na ω_o není kritické vzhledem k obvyklé rezervě výkonu oscilátoru.

Maas uvádí v [A.1] jednoduchý postup návrhu směšovače vycházející z řady zjednodušujících předpokladů a experimentálních poznatků.

R_j se mění během periody u_o o mnoho řádů

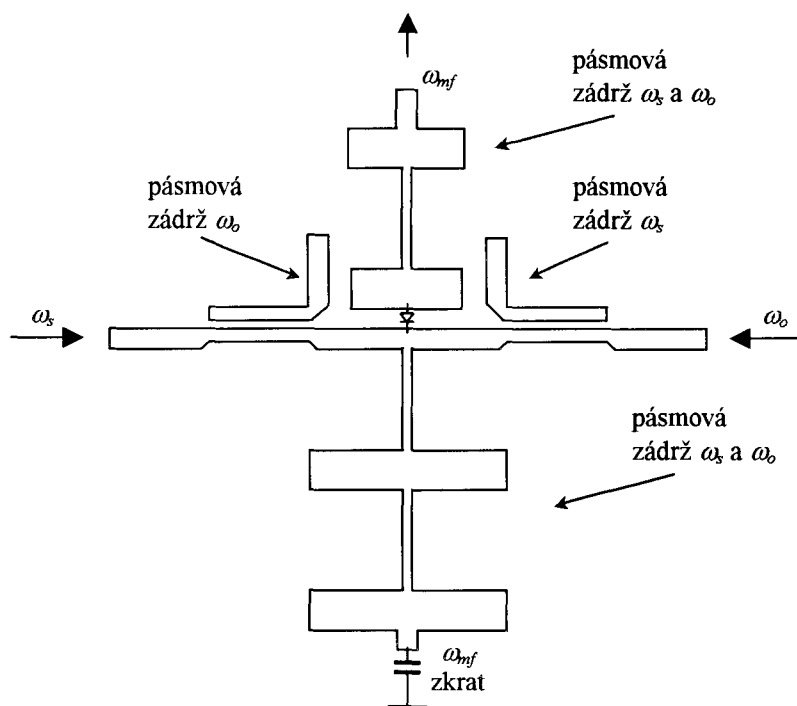
C_j se mění během periody u_o pouze v poměru cca 1:3

Maas doporučuje:

- 1) Návrh vstupního přizpůsobovacího obvodu na ω_s .
za C_j zvolit průměrnou hodnotu, tj. cca C_{j0}
 R_j odhadnout v rozsahu 40-100 Ω , (lze dostavit ss pracovním bodem a buzením diody)
Vzít do úvahy parazitní indukčnost a kapacitu pouzdra diody.
- 2) Návrh výstupního přizpůsobovacího obvodu na ω_{mf} .
 - výstupní odpor cca 2x větší než odhad R_j
 - indukčnost a kapacita pouzdra se na nízkém kmitočtu neuplatní
 - musí odrážet ω_s a ω_b nesmí ovlivnit přizpůsobení na ω_s na vstupu
- 3) Experimentálně se nastaví u_{ss} a úroveň u_o tak, aby se dosáhlo:
 - dobré přizpůsobení na ω_s a ω_{mf}
 - nízké konverzní ztráty
- 4) Filtr na ω_z musí mít velmi malý průchozí útlum
 - vzdálenost filtru od směšovací diody se nastaví empiricky

Tento jednoduchý postup návrhu směšovače vyhoví, pokud nejsou na směšovač kladeny extrémní požadavky. Pokud ano, lze ho pokládat za první přiblížení a obvod optimalizovat za pomoci vhodného CAD nástroje umožňujícího analýzu nelineárních obvodů metodou harmonické balance.

Příklad konstrukčního řešení směšovače v mikropáskové struktuře je uveden na obr. 6.2.4.

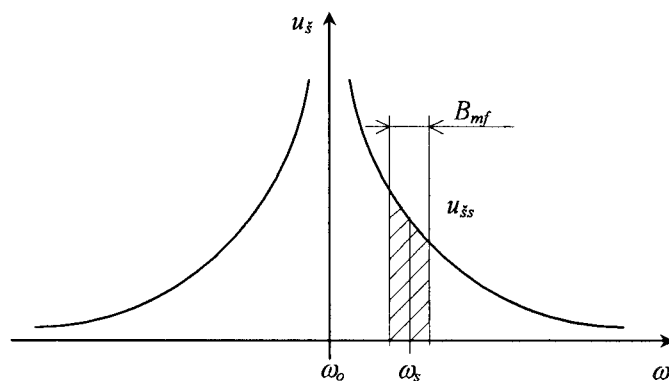


Obr. 6.2.4. Mikropáskové provedení jednodiodového směšovače.

6.3 Balanční směšovače

Nevýhody jednodiodových směšovačů.

- velké množství nežádoucích směšovacích produktů
- malá izolace mezi bránami
- při nízkém ω_{mf} se do mezifrekvence přenáší amplitudově modulovaný šum oscilátoru ležící v okolí ω_s . Situaci objasňuje obr. 6.2.5.



Obr. 6.2.5. Amplitudový šum oscilátoru konvertovaný do mezifrekvence.

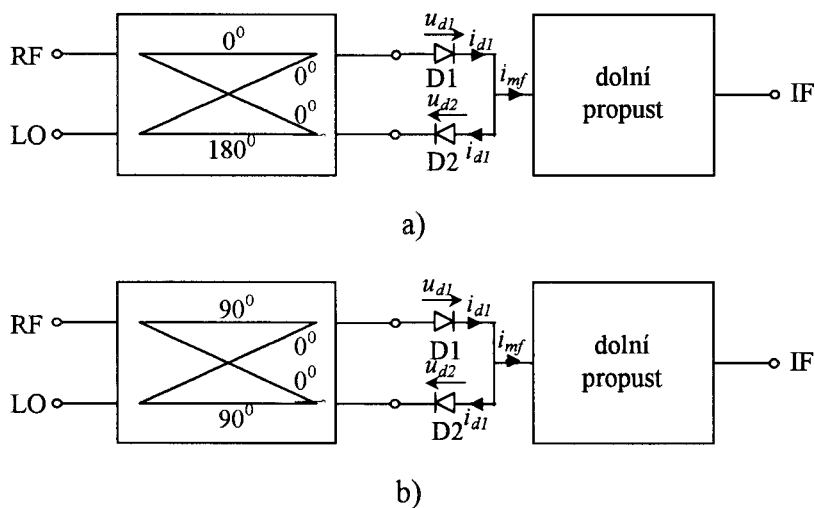
Balanční směšovače přímo z principu činnosti potlačují některé nežádoucí produkty směšování, amplitudový šum oscilátoru a rušivé signály ve spektru oscilátoru.

Základní vlastnost balančních směšovačů:

Jeden ze signálů ω_o nebo ω_s je na diody přiváděn ve fázi, druhý v protifázi.

Jednoduše balanční směšovače

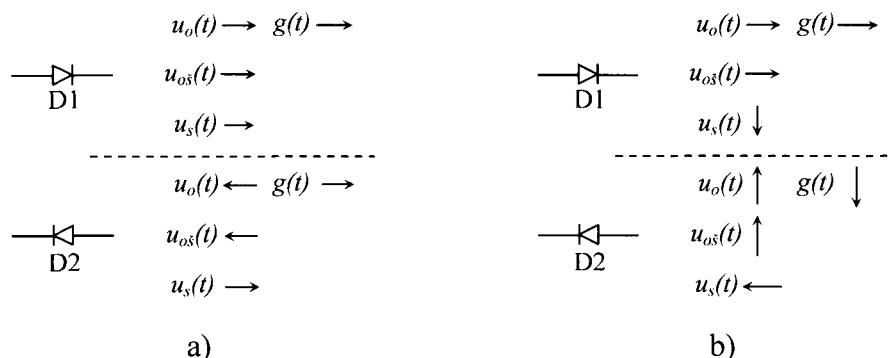
Používají jeden nebo dva 90° nebo 180° hybridní členy. Základní zapojení je znázorněno na obr. 6.2.6.



Obr. 6.2.6. Jednoduše balanční směšovač se a) 180° a b) 90° (kvadrurním) hybridním členem.

Objasněme princip potlačení konverze amplitudového šumu oscilátoru do mezifrekvenčního kmitočtu.

Potlačení je zajištěno vhodným nařazováním signálu oscilátoru $u_o(t)$, diferenciální vodivosti $g(t)$, vstupního signálu $u_s(t)$ a polarity směšovacích diod. Na obrázku 6.2.7 jsou uvedeny fázorové diagramy pro oba typy směšovačů.



Obr. 6.2.7. Fázové poměry ve směšovačích se a) 180° a b) 90° hybridním členem.

V případě a) je fáze vstupního signálu a diferenciální vodivosti na obou diodách stejná. Ve společném uzlu diod se příslušné směšovací produkty sečtou. Šumové napětí od amplitudového šumu oscilátoru je na jedné diodě ve fázi s $g(t)$, na druhé v protifázi. V ideálně vyváženém směšovači se tedy odpovídající směšovací produkty vzájemně zkompenzují a na výstupu IF se neprojeví.

V případě b) je situace podobná. Fázový posun mezi napětím vstupního signálu $u_s(t)$ a $g(t)$ je na obou diodách stejný, $g(t)$ předbíhá $u_s(t)$ o 90°. Budou proto stejné i směšovací produkty, které se ve společném uzlu sečtou. Šumové napětí $u_{os}(t)$ je ale na jedné diodě ve fázi s $g(t)$, na druhé je v protifázi. Směšovací produkty na nízkých kmitočtech se proto ve společném uzlu vyruší a na výstupu IF se opět neprojeví.

Princip potlačení některých nežádoucích směšovacích produktů může být vysvětlen následovně. Uvažme směšovač se 180° hybridem.

Předpokládejme, že nelineární voltampérovou charakteristiku směšovacích diod vyjádříme pomocí polynomu, tj.

$$i_{d1} = au_{d1} + bu_{d1}^2 + cu_{d1}^3 + du_{d1}^4 + \dots \quad (6.3.1)$$

$$i_{d2} = au_{d2} + bu_{d2}^2 + cu_{d2}^3 + du_{d2}^4 + \dots \quad (6.3.2)$$

Celkové napětí na diodách je dáno:

$$u_{d1} = +u_s + u_o \quad (6.3.3)$$

$$u_{d2} = -u_s + u_o \quad (6.3.4)$$

Po dosazení do (6.3.1) a (6.3.2) a uvážení, že.

$$i_{mf} = i_{d1} - i_{d2} \quad (6.3.5)$$

lze obdržet vztah pro výsledný proud do mezifrekvenční brány. Je zřejmé, že vzhledem ke znaménkům minus v (6.3.4) a (6.3.5) se některé složky proudu vyruší.

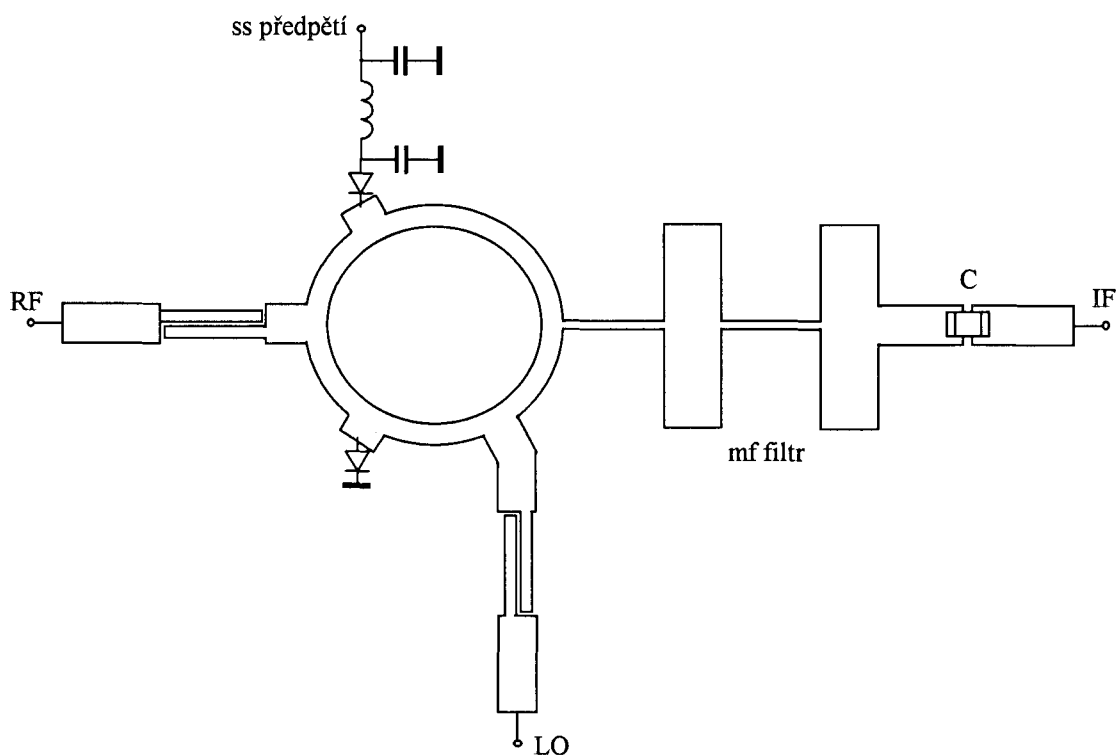
Jedná se o produkty typu $m\omega_s + n\omega_b$, kde

- a) (m, n) současně sudé, tj. (2,2), (4,4), ...
- b) (m, n) m sudé a n liché

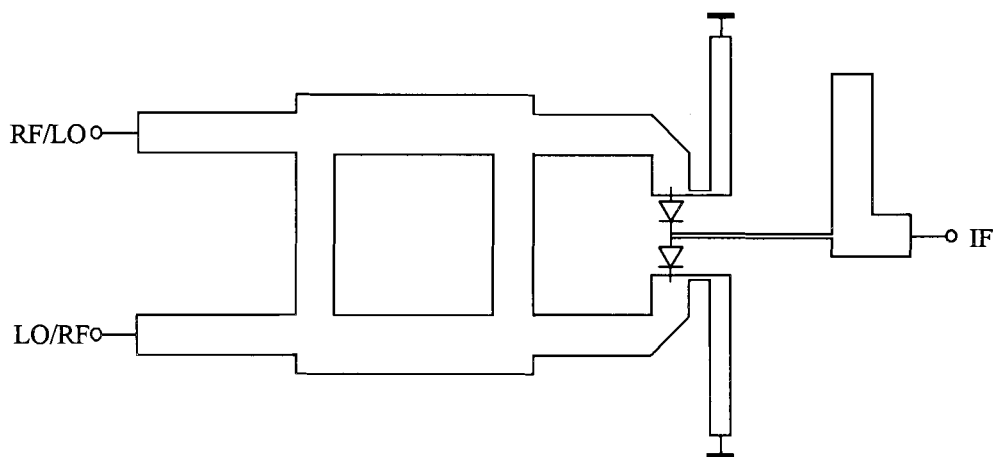
Dále také se na výstupu IF neobjeví složky $n\omega_b$, kde $n=1, 2, 3$.

Tyto vlastnosti odpovídají směřovači se 180° hybridním členem. Obecně závisí na typu balančního směřovače.

Balanční uspořádání také přináší oproti jednodiodovému směřovači izolaci mezi bránami. Izolace mezi bránami RF a LO je vlastností hybridních členů. U směřovače se 180° hybridem není degradována případným nepřizpůsobením diod. To však neplatí u kvadrurního hybridního členu.



Obr.6.2.8. Mikropáskový směšovač s kruhovým hybridním členem.



Obr. 6.2.9. Mikropáskový balanční směšovač s kvadrurním hybridem.

Směšovač s kvadraturním hybridním členem je vyvážený a potlačuje konverzi AM šumu a parazitní modulaci kmitočtu oscilátoru do mezifrekvence. Oproti směšovači s kruhovým hybridem však má některé nevýhody. Signálové cesty ze vstupů na diody mají různou délku a proto i jinou kmitočtovou závislost. Nepotlačuje (2,1) a (1,2) směšovací produkty. Má izolaci bran RF a LO závislou na přizpůsobení diod.

Dvojitě balanční směšovače

Nejpoužívanější směšovače v pásmu 1-18 GHz.

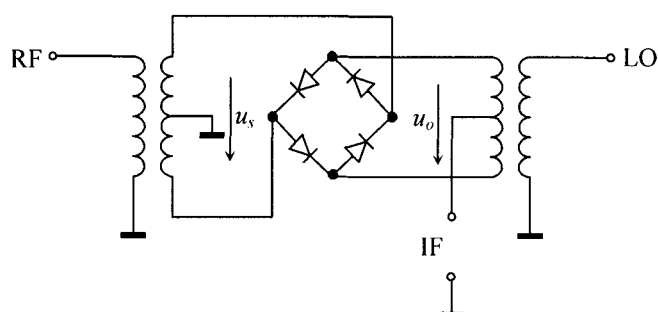
Výhody:

- izolace mezi všemi bránami bez nutnosti používat filtry
- potlačení AM šumu oscilátoru a jeho parazitní AM modulace
- méně intermodulačních produktů
- širokopásmovost
- ω_{mf} jde od nulového kmitočtu

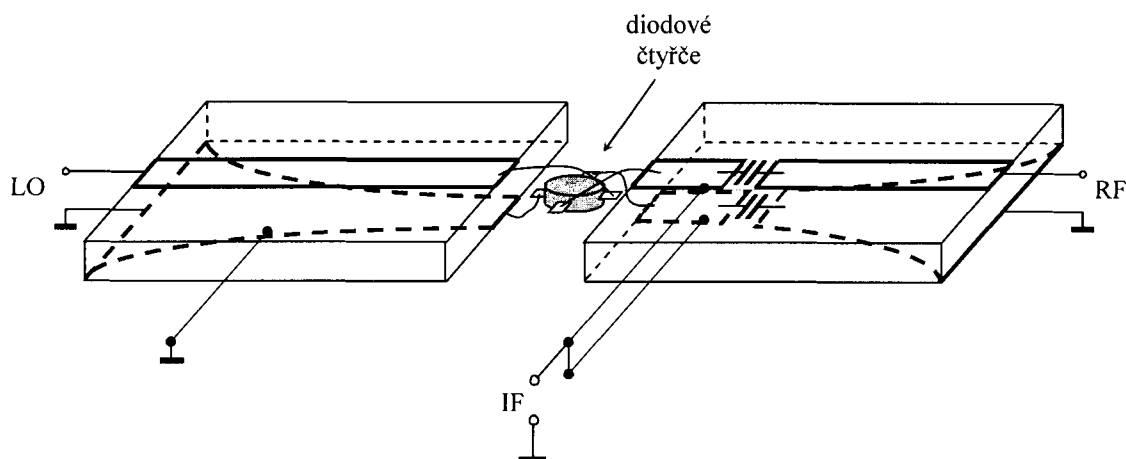
Nevýhody:

- potřeba 4 stejných diod a 2 hybridů
- nutný větší výkon oscilátoru
- větší konverzní ztráty

Typ můstek (ring)

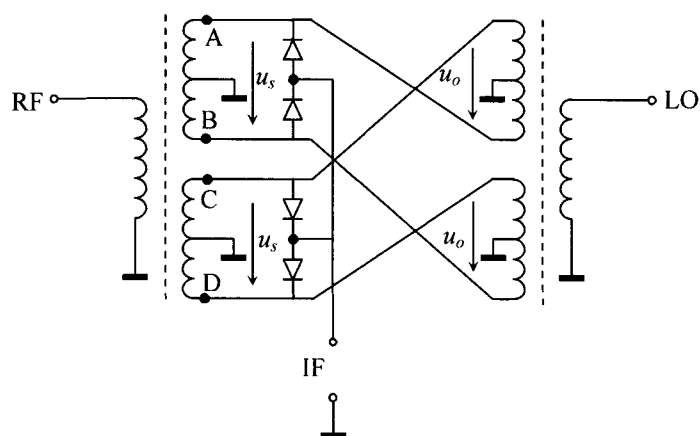


Obr.6.2.10. Dvojitě balanční směšovač typu můstek.

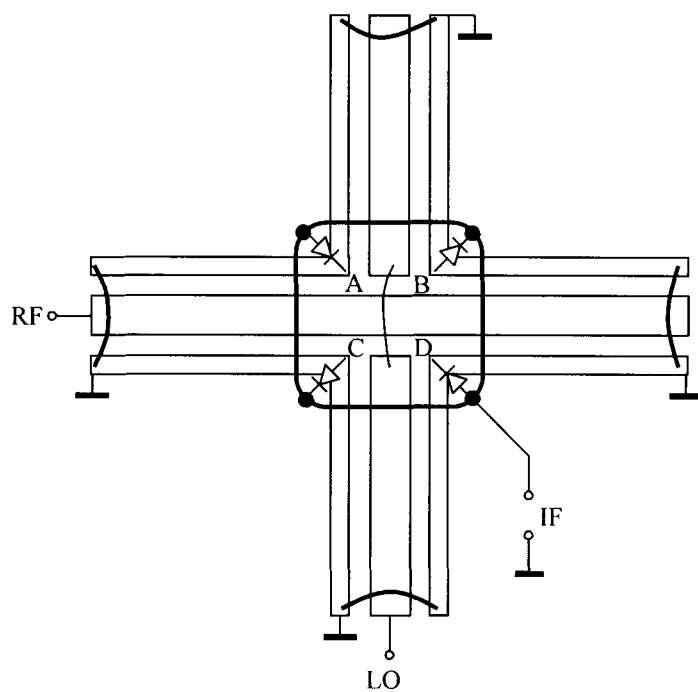


Obr. 6.2.11. Realizace dvojitě vyváženého směšovače typu můstek.

Typ hvězda



Obr. 6.2.12. Dvojitě balanční směšovač typu hvězda.



Obr. 6.2.13. Monolitická realizace dvojitě balančního směšovače typu hvězda.