

Analýza intermodulačních produktů a přehled základních směšovačů (aditivních a multiplikativních)

Josef Dobeš

25. října 2021

Architektura rádiových přijímačů a vysílačů

1 Intermodulační/harmonická analýza

Pro návrh vysokofrekvenčních funkčních bloků (zejména pro návrh směřovačů) je užitečným algoritmem tzv. kvazilineární analýza založená na Volterrových řadách. Pro jednoduchost zde předpokládáme, že se systém skládá pouze ze dvou algebraicko-diferenciálních rovnic

$$f_1(x_1, x_2, \dot{x}_1, \dot{x}_2, t) = 0, \quad f_2(x_1, x_2, \dot{x}_1, \dot{x}_2, t) = 0.$$

Taylorův rozvoj funkcí f_1 and f_2 (se zahrnutím členů druhého řádu) v linearizačním středu označeném $^{(0)}$ (pracovním bod) je následující:

$$\begin{aligned} & f_{1,2}^{(0)} + \frac{\partial f_{1,2}}{\partial x_1}^{(0)} \Delta x_1 + \frac{\partial f_{1,2}}{\partial x_2}^{(0)} \Delta x_2 + \frac{\partial f_{1,2}}{\partial \dot{x}_1}^{(0)} \Delta \dot{x}_1 + \frac{\partial f_{1,2}}{\partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta \dot{x}_2 + \\ & \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1 \partial x_2}^{(0)} \Delta x_1 \Delta x_2 + \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1 \partial \dot{x}_1}^{(0)} \Delta x_1 \Delta \dot{x}_1 + \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1 \partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta x_1 \Delta \dot{x}_2 + \\ & \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_2 \partial \dot{x}_1}^{(0)} \Delta x_2 \Delta \dot{x}_1 + \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_2 \partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta x_2 \Delta \dot{x}_2 + \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial \dot{x}_1 \partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta \dot{x}_1 \Delta \dot{x}_2 + \\ & \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1^2}^{(0)} \Delta x_1^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_2^2}^{(0)} \Delta x_2^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial \dot{x}_1^2}^{(0)} \Delta \dot{x}_1^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial \dot{x}_2^2}^{(0)} \Delta \dot{x}_2^2 \end{aligned}$$

Před spuštěním lineární a kvazilineární analýzy je ovšem nutné určit pracovní bod vyřešením statické verze systému rovnic

$$f_1(x_{10}, x_{20}, 0, 0, 0) = 0, \quad f_2(x_{10}, x_{20}, 0, 0, 0) = 0.$$

(Na rozdíl od oscilátorů směřovače mají pracovní bod.)

Druhým krokem je standardní kmitočtová analýza (v Taylorově rozvoji to odpovídá ponechání pouze prvních derivací a nezařazení druhých derivací), tj. řešení soustavy dvou rovnic

$$F_1(\omega) + \frac{\partial f_1^{(0)}}{\partial x_1} \Delta X_1 + \frac{\partial f_1^{(0)}}{\partial x_2} \Delta X_2 + \\ j\omega \frac{\partial f_1^{(0)}}{\partial \dot{x}_1} \Delta X_1 + j\omega \frac{\partial f_1^{(0)}}{\partial \dot{x}_2} \Delta X_2 = 0,$$

$$F_2(\omega) + \frac{\partial f_2^{(0)}}{\partial x_1} \Delta X_1 + \frac{\partial f_2^{(0)}}{\partial x_2} \Delta X_2 + \\ j\omega \frac{\partial f_2^{(0)}}{\partial \dot{x}_1} \Delta X_1 + j\omega \frac{\partial f_2^{(0)}}{\partial \dot{x}_2} \Delta X_2 = 0,$$

které musí být provedeno pro kmitočty $\omega_1 = 2\pi f_1$ a $\omega_2 = 2\pi f_2$. Tímto způsobem získáme produkty prvního řádu $\Delta X_1(\omega_1)$, $\Delta X_1(\omega_2)$, $\Delta X_2(\omega_1)$ a $\Delta X_2(\omega_2)$. Výrazy $F_1(\omega)$ a $F_2(\omega)$ reprezentují nezávislé zdroje budící obvod.

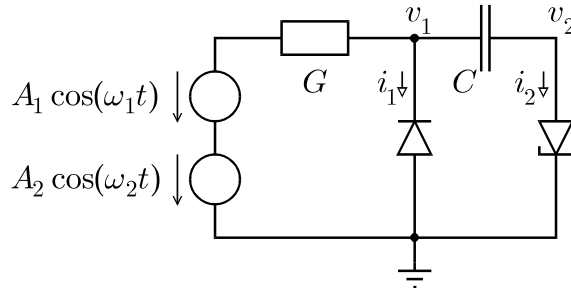
Intermodulační a harmonické produkty f_1 a f_2 jsou vytvářeny **nelinearitami** obvodu (které v Taylorově rozvoji korespondují členům druhého řádu) a třetím krokem je tedy řešení soustavy dvou rovnic:

$$\begin{aligned}
& \frac{\partial f_{1,2}}{\partial x_1}^{(0)} \Delta X_1' + \frac{\partial f_{1,2}}{\partial x_2}^{(0)} \Delta X_2' + j\omega \frac{\partial f_{1,2}}{\partial \dot{x}_1}^{(0)} \Delta X_1' + j\omega \frac{\partial f_{1,2}}{\partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta X_2' + \\
& \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1 \partial x_2}^{(0)} \Delta X_1 \Delta X_2 + j\omega \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1 \partial \dot{x}_1}^{(0)} \Delta X_1^2 + \\
& j\omega \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1 \partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta X_1 \Delta X_2 + j\omega \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_2 \partial \dot{x}_1}^{(0)} \Delta X_2 \Delta X_1 + \\
& j\omega \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_2 \partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta X_2^2 - \omega^2 \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial \dot{x}_1 \partial \dot{x}_2}^{(0)} \Delta X_1 \Delta X_2 + \\
& \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_1^2}^{(0)} \Delta X_1^2 + \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial x_2^2}^{(0)} \Delta X_2^2 - \\
& \omega^2 \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial \dot{x}_1^2}^{(0)} \Delta X_1^2 - \omega^2 \frac{1}{2} \frac{\partial^2 f_{1,2}}{\partial \dot{x}_2^2}^{(0)} \Delta X_2^2 = 0.
\end{aligned}$$

Tento systém se postupně řeší pro kmitočty $\omega_1 + \omega_1$, $\omega_2 + \omega_2$, $\omega_1 + \omega_2$ a $\omega_1 - \omega_2$, což vytváří produkty $\Delta X_1'(\omega_1 + \omega_1)$, $\Delta X_1'(\omega_2 + \omega_2)$, $\Delta X_1'(\omega_1 + \omega_2)$, $\Delta X_1'(\omega_1 - \omega_2)$, $\Delta X_2'(\omega_1 + \omega_1)$, $\Delta X_2'(\omega_2 + \omega_2)$, $\Delta X_2'(\omega_1 + \omega_2)$ a $\Delta X_2'(\omega_1 - \omega_2)$.

2 Ilustrativní analytický řešený příklad (jednoduchý aditivní směšovač)

Vzhledem k složitosti soustavy rovnic výše uvedeného postupu je účelné předvést všechny tři kroky algoritmu analýzou následujícího obvodu



Oba zdroje budících signálů mají amplitudy 0,1 V. Kmitočet prvního zdroje je 1 GHz, kmitočet druhého zdroje je 0,25 GHz, vodivost G je 0,1 S a kapacita C je 10 pF. Normální dioda zůstává vzhledem k malým amplitudám obou budících zdrojů staticky uzavřena – proud i_1 je tedy určen pouze bariérovou kapacitou diody

$$i_1 = C_{J0} (1 - m v_1) \dot{v}_1,$$

přičemž výraz $C_{J0} (1 - m v_1)$ lze považovat za jednoduchou lineární aproximaci klasického vztahu pro bariérovou kapacitu při $\phi_0 = 1$ V Maclaurinovým rozvojem. Bariérová kapacita při nulovém předpětí je 10 pF a hodnota exponentu m se bude měnit od nuly (což znamená, že dioda je nahrazena lineárním kapacitorem) přes 0,3 (což odpovídá diodě s lineárním přechodem vzniklé např. difúzní technologií) až do 0,5 (což odpovídá diodě se strmým přechodem vzniklé např. iontovou implantací nebo sléváním).

Tunelovou diodu lze v této úloze aproximovat jen kvadratickým polynomem

$$i_2 = P_1 v_2 + P_2 v_2^2,$$

opět vzhledem k malým amplitudám obou budících zdrojů. Koeficienty polynomu jsou $P_1 = 0,2 \text{ S}$ a $P_2 = -1 \text{ S/V}$. Předpokládáme, že proud kapacitní částí modelu tunelové diody lze v této úloze zanedbat.

Prvním krokem algoritmu je určení statického pracovního bodu obvodu, co je zde velmi snadné:

$$v_{10} = A_1 + A_2, \quad v_{20} = 0.$$

Druhým krokem algoritmu je standardní kmitočtová analýza obvodu, tj. řešení soustavy (v rovnicích níže je $A(\omega)$ rovno A_1 pro $\omega = \omega_1$ a A_2 pro $\omega = \omega_2$)

$$G[\Delta V_1 - A(\omega)] + j\omega C_{J0}[1 - m(A_1 + A_2)]\Delta V_1 + j\omega C(\Delta V_1 - \Delta V_2) = 0,$$

$$j\omega C(\Delta V_2 - \Delta V_1) + P_1 \Delta V_2 = 0.$$

Tuto soustavu dvou rovnic pro dvě neznámé $\Delta V_1(\omega)$ a $\Delta V_2(\omega)$ vyřešíme např. pomocí Cramerova pravidla:

$$\Delta V_1(\omega) = \frac{(P_1 + j\omega C)GA(\omega)}{[G + j\omega[C_{J0}(1 - m(A_1 + A_2)) + C]](P_1 + j\omega C) + \omega^2 C^2},$$

$$\Delta V_2(\omega) = \frac{j\omega CGA(\omega)}{[G + j\omega[C_{J0}(1 - m(A_1 + A_2)) + C]](P_1 + j\omega C) + \omega^2 C^2}.$$

Třetím krokem algoritmu je řešení soustavy rovnic obsahujících i druhé derivace pro některý z harmonických nebo intermodulačních produktů. Zvolme například intermodulační produkt $\omega_1 + \omega_2$. Ze souboru druhých derivací funkce f_1 je nyní nenulová pouze derivace

$$\frac{\partial^2 f_1}{\partial v_1 \partial \dot{v}_1} = -m C_{J0},$$

která je v první rovnici soustavy násobena činitelem

$$j (\omega_1 + \omega_2) \Delta V_1^2,$$

přičemž ΔV_1 je superpozicí kmitočtových složek ω_1 a ω_2 , jde tedy o výraz ve tvaru

$$j (\omega_1 + \omega_2) (\Delta V_1 (\omega_1) + \Delta V_1 (\omega_2))^2.$$

Zdrojem intermodulačního produktu $\omega_1 + \omega_2$ je pochopitelně pouze člen (ten, kde jsou napětí násobena)

$$j (\omega_1 + \omega_2) 2\Delta V_1 (\omega_1) \Delta V_1 (\omega_2),$$

avšak **nikoliv celý**. Časový obraz výrazu $2\Delta V_1 (\omega_1) \Delta V_1 (\omega_2)$ totiž nepochybně obsahuje činitel typu

$$\cos (\omega_1 t + \varphi_1) \cos (\omega_2 t + \varphi_2),$$

který lze však rovněž vyjádřit ve tvaru

$$\frac{1}{2} [\cos ((\omega_1 + \omega_2) t + \varphi_1 + \varphi_2) + \cos ((\omega_1 - \omega_2) t + \varphi_1 - \varphi_2)],$$

z čehož plyne, že výraz $2\Delta V_1(\omega_1)\Delta V_1(\omega_2)$ poskytne intermodulační produkty $\omega_1 + \omega_2$ i $\omega_1 - \omega_2$; zdrojem intermodulačního produktu $\omega_1 + \omega_2$ je výraz

$$\Delta V_1(\omega_1)\Delta V_1(\omega_2)$$

a zdrojem intermodulačního produktu $\omega_1 - \omega_2$ je kvůli fázovému rozdílu $\varphi_1 - \varphi_2$ výraz

$$\Delta V_1(\omega_1)\Delta V_1^*(\omega_2).$$

Analogicky postupujeme dále – ze souboru druhých derivací funkce f_2 je nenulová pouze derivace

$$\frac{\partial^2 f_2}{\partial v_2^2} = 2P_2,$$

v důsledku čehož lze soustavu lineárních komplexních rovnic pro intermodulační produkt $\omega_1 + \omega_2$ zapsat ve tvaru

$$G\Delta V_1' + j(\omega_1 + \omega_2)C_{J0}(1 - m(A_1 + A_2))\Delta V_1' + j(\omega_1 + \omega_2)C(\Delta V_1' - \Delta V_2') - j(\omega_1 + \omega_2)mC_{J0}\Delta V_1(\omega_1)\Delta V_1(\omega_2) = 0,$$

$$j(\omega_1 + \omega_2)C(\Delta V_2' - \Delta V_1') + P_1\Delta V_2' + P_2\Delta V_2(\omega_1)\Delta V_2(\omega_2) = 0.$$

Tuto soustavu rovnic lze opět vyřešit Cramerovým pravidlem. Pro $\Delta V_2'$ dostaneme

$$\Delta V_2' = \frac{1}{D} \left\{ -P_2 [G + j(\omega_1 + \omega_2) [C_{J0}(1 - m(A_1 + A_2)) + C]] \times \Delta V_2(\omega_1)\Delta V_2(\omega_2) - (\omega_1 + \omega_2)^2 C m C_{J0} \Delta V_1(\omega_1)\Delta V_1(\omega_2) \right\},$$

kde

$$D = \{G + j(\omega_1 + \omega_2) [C_{J0} (1 - m(A_1 + A_2)) + C]\} \times [P_1 + j(\omega_1 + \omega_2) C] + (\omega_1 + \omega_2)^2 C^2.$$

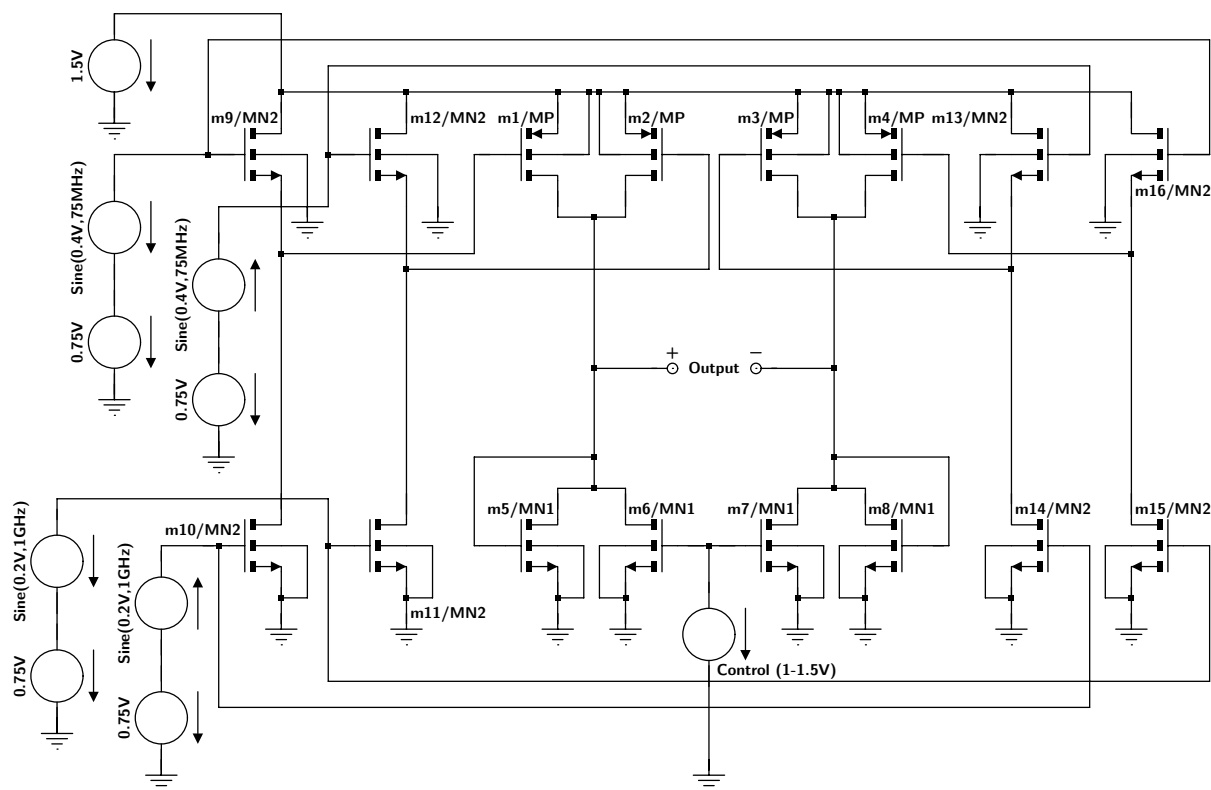
Modul a argument intermodulačního produktu o kmitočtu $\omega_1 + \omega_2$ určeného všemi výše uvedenými kroky lze v tomto případě zkontrolovat rychlou Fourierovou transformací (výsledný signál má totiž nepříliš dlouhou periodu 4 ns). Je tedy možné extrapolačním algoritmem vyhledat ustálenou periodickou odezvu obvodu a vypočítat pak jednotlivé složky spektra pomocí rychlé Fourierovy transformace.

Výsledky porovnání obou metod jsou následující:

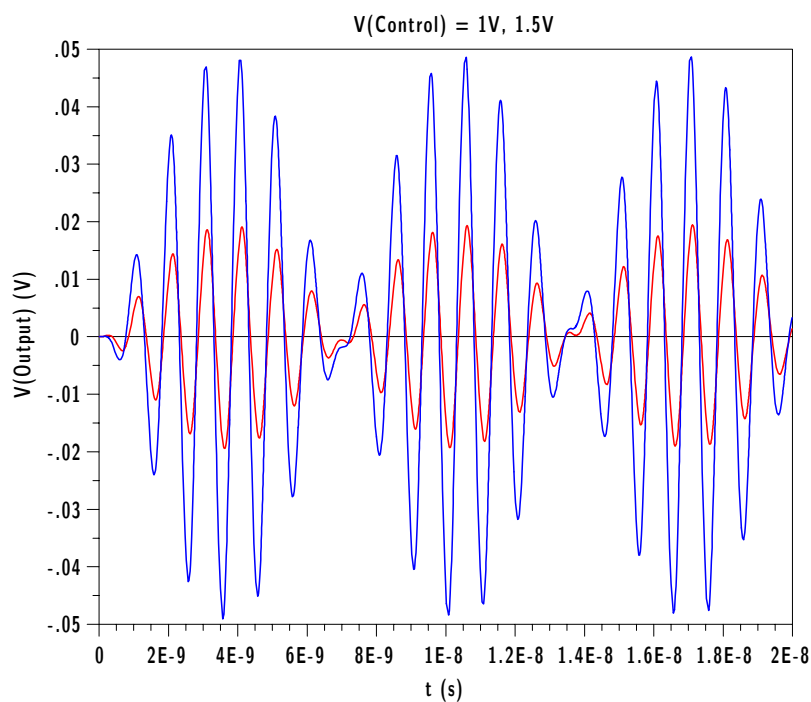
m	$ \Delta V_2' $ (FFT)	$\arg(\Delta V_2')$ (FFT)	$ \Delta V_2' $ (Quasi)	$\arg(\Delta V_2')$ (Quasi)
0	0,63 mV	81°	0,59 mV	82°
$0,\bar{3}$	0,75 mV	75°	0,85 mV	73°
0,5	0,81 mV	73°	1 mV	70°

Je zjevné, že čím je úloha „více nelineární“, tím méně přesné výsledky prostřednictvím kvazilineární analýzy získáváme. Jinými slovy, kvazilineární analýzu není dobré ani podceňovat, ani přeceňovat (!).

3 Čtyřkvadrantová mikrovlnná násobička – (velmi) vyvážený směšovač



Závislost výstupního napětí $V(\text{Output})$ na řídicím napětí $V(\text{Control})$, pro řídicí napětí byly použity hodnoty **1 V** a **1.5 V**¹:



¹Salama, Soliman, "Low-Voltage Low-Power CMOS RF Four-Quadrant Multiplier," AEÜ - International Journal of Electronics and Communications, 2003 (57), no. 1. (V tomto případě jde samozřejmě o multiplikativní směšovač – násobičku.)

Rychleji (i když mnohem méně přesněji) lze odhad intermodulačních produktů získat kvazilineární analýzou. Intermodulační produkty $f_1 + f_2$ a $f_1 - f_2$ odhadnuté Volterrovými řadami jsou následující:

$ V_{\text{Output}} _{\text{max}}$	V_{Control}	$V_{\text{Output}, 1.075 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 0.925 \text{ GHz}}$
19.3 mV	1 V	7.02 mV	7.57 mV
22.6 mV	1.1 V	7.59 mV	8.29 mV
26.4 mV	1.2 V	8.38 mV	9.27 mV
33.1 mV	1.3 V	9.47 mV	10.6 mV
41.9 mV	1.4 V	11 mV	12.5 mV
49 mV	1.5 V	13 mV	15 mV

Při srovnání s výsledky přesné časové analýzy je jasné, že odhad Volterrovou řadou je použitelný – uvažme totiž vztah pro 100 %-AM modulaci:

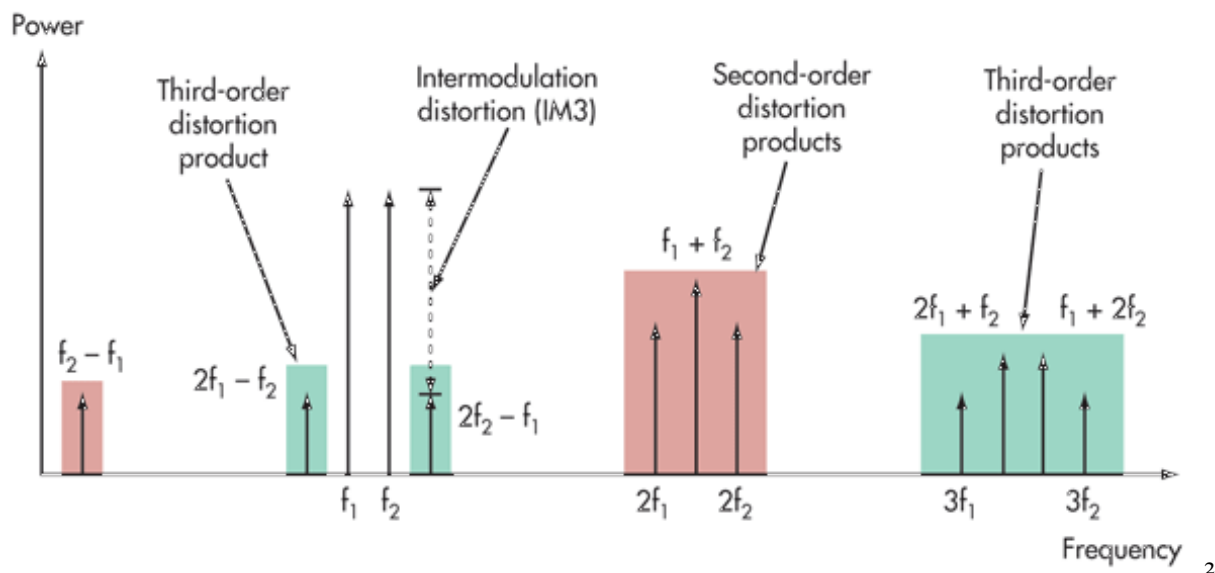
$$\left[1 + \cos(\omega_m t) \right] \cos(\omega_c t) = \cos(\omega_c t) + \frac{1}{2} \left\{ \cos[(\omega_c - \omega_m) t] + \cos[(\omega_c + \omega_m) t] \right\},$$

tedy produkty $f_1 + f_2$ a $f_1 - f_2$ určené časovou analýzou jsou přibližně $20 \text{ mV}/4 = 5 \text{ mV}$ a $50 \text{ mV}/4 = 12.5 \text{ mV}$ pro řídicí napětí 1 V a 1.5 V.

Tyto odhadnuté výsledky budeme srovnávat s přesnou časovou analýzou a následnou aplikací rychlé Fourierovy transformace na ustálený periodický průběh. *Důraz budeme klást na kontrolu potlačení intermodulačních produktů třetího řádu.*

4 Proč se sledují intermodulační produkty třetího řádu obecně?

Protože při dvoutónovém měření jsou velmi blízko oběma kmitočtům f_1 a f_2 , což je v praxi častý případ:



²<http://www.electronicdesign.com/communications/understanding-intermodulation-distortion-measurements>

5 Intermodulační produkty druhého řádu v srovnání s intermodulačními produkty čtvrtého řádu

$$f_1 + f_2 \text{ a } f_1 - f_2$$

V_{Control}	$V_{\text{Output}, 1.075 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 0.925 \text{ GHz}}$
1 V	8.97 mV	10.1 mV
1.1 V	10.2 mV	11.5 mV
1.2 V	11.9 mV	13.6 mV
1.3 V	14.5 mV	16.8 mV
1.4 V	18.3 mV	21.2 mV
1.5 V	22 mV	25.7 mV

$$f_1 + 3f_2 \text{ a } f_1 - 3f_2$$

V_{Control}	$V_{\text{Output}, 1.225 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 0.775 \text{ GHz}}$
1 V	0.333 mV	0.377 mV
1.1 V	0.371 mV	0.485 mV
1.2 V	0.501 mV	0.712 mV
1.3 V	0.817 mV	1.18 mV
1.4 V	1.28 mV	1.85 mV
1.5 V	1.22 mV	1.67 mV

$$3f_1 + f_2 \text{ a } 3f_1 - f_2$$

V_{Control}	$V_{\text{Output}, 3.075 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 2.925 \text{ GHz}}$
1 V	0.217 mV	0.228 mV
1.1 V	0.218 mV	0.229 mV
1.2 V	0.22 mV	0.232 mV
1.3 V	0.227 mV	0.239 mV
1.4 V	0.238 mV	0.252 mV
1.5 V	0.273 mV	0.29 mV

$$2f_1 + 2f_2 \text{ a } 2f_1 - 2f_2$$

V_{Control}	$V_{\text{Output}, 2.150 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 1.850 \text{ GHz}}$
1 V	0.147 μV	0.0758 μV
1.1 V	0.127 μV	0.248 μV
1.2 V	0.471 μV	0.301 μV
1.3 V	0.629 μV	0.227 μV
1.4 V	0.547 μV	0.893 μV
1.5 V	0.114 μV	0.106 μV

Srovnáme-li přesný výsledek pro základní intermodulační produkty odhadnuté Volterrovými řadami, vidíme, že chyba odhadu je v tomto (nepochybně již složitějším) příkladu větší.

6 Mimořádné potlačení intermodulačních produktů třetího řádu a také vyšších produktů šestého a osmého řádu

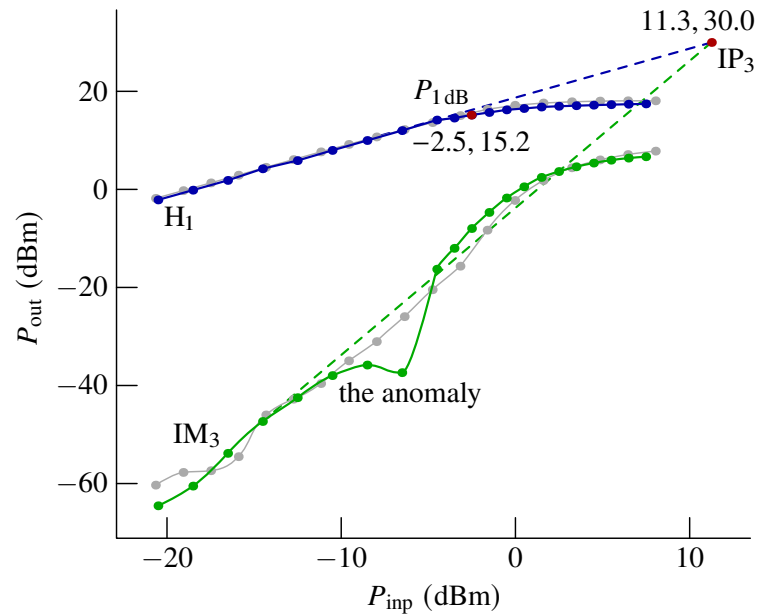
$f_1 + 2f_2$ a $f_1 - 2f_2$			$2f_1 + f_2$ a $2f_1 - f_2$		
V_{Control}	$V_{\text{Output}, 1.150 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 0.850 \text{ GHz}}$	V_{Control}	$V_{\text{Output}, 2.075 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 1.925 \text{ GHz}}$
1 V	0.17 μV	0.149 μV	1 V	0.513 μV	0.877 μV
1.1 V	0.403 μV	0.525 μV	1.1 V	0.243 μV	0.683 μV
1.2 V	0.895 μV	0.81 μV	1.2 V	0.597 μV	0.845 μV
1.3 V	0.761 μV	1.05 μV	1.3 V	0.195 μV	0.561 μV
1.4 V	0.658 μV	1.37 μV	1.4 V	0.229 μV	0.772 μV
1.5 V	0.257 μV	0.904 μV	1.5 V	1.27 μV	0.461 μV

$f_1 + 5f_2$ a $f_1 - 5f_2$			$f_1 + 7f_2$ a $f_1 - 7f_2$		
V_{Control}	$V_{\text{Output}, 1.375 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 0.625 \text{ GHz}}$	V_{Control}	$V_{\text{Output}, 1.525 \text{ GHz}}$	$V_{\text{Output}, 0.475 \text{ GHz}}$
1 V	49.7 μV	29.9 μV	1 V	9.38 μV	13.5 μV
1.1 V	59.6 μV	43.8 μV	1.1 V	9.93 μV	15.7 μV
1.2 V	79 μV	72.3 μV	1.2 V	10.6 μV	22.3 μV
1.3 V	125 μV	145 μV	1.3 V	12.9 μV	36.9 μV
1.4 V	75.9 μV	120 μV	1.4 V	78 μV	110 μV
1.5 V	387 μV	773 μV	1.5 V	116 μV	161 μV

Je zjevné, že u tohoto vícenásobně vyváženého multiplikativního směšovače je úroveň potlačení intermodulačních produktů třetího řádu opravdu velmi dobrá (lepší než u – většiny – čtvrtého řádu!).

7 Věrohodnost třetích derivací

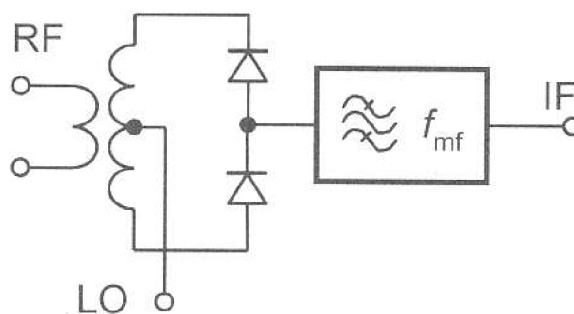
Pro výpočet intermodulačních produktů třetího řádu je **nezbytnou** podmínkou věrohodnost třetích derivací rovnic modelu, které jsou *zdrojem* těchto produktů. Docela vhodným testem věrohodnosti derivací je porovnání vypočtených a změřených IP_3 , zde je uveden výsledek pro LNA z naší publikace APCCAS:



(Simulovaná data jsou zde uvedena šedou barvou. Anomálie IM_3 je jinde, ale jinak je shoda dobrá.)

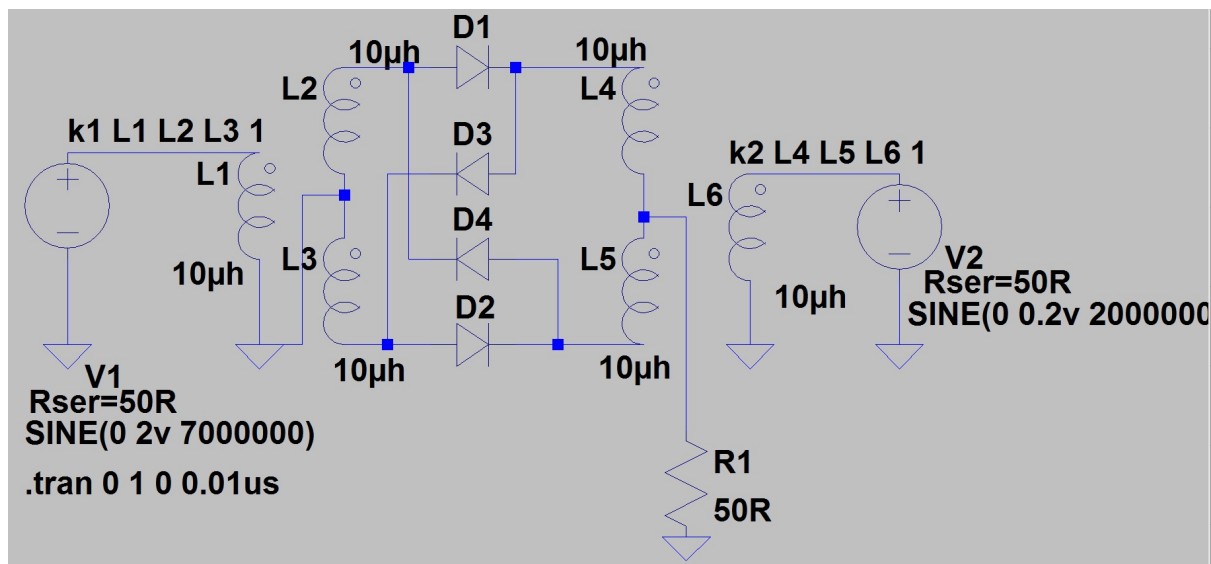
8 Nejčastější příklady směšovačů

8.1 Jednoduchý vyvážený směšovač s diodami



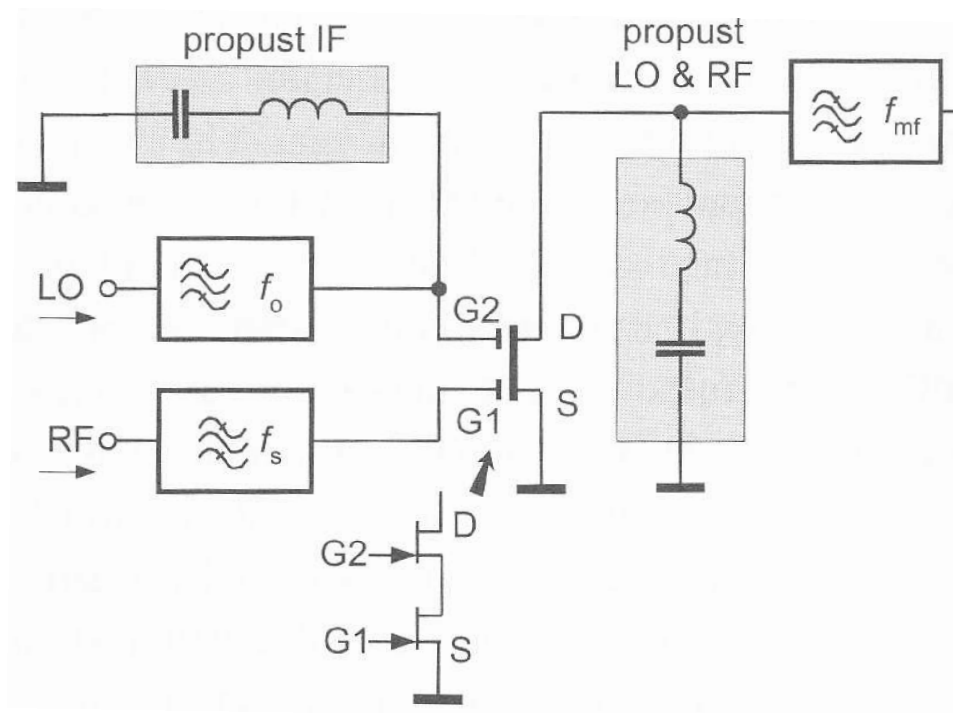
8.2 Dvojitě vyvážený směšovač s diodami

V monografii BEN je dvojitě vyvážený směšovač nakreslený s chybou (v orientaci diod) a proto zde uvádím (správně) zapojený směšovač (obrázek s grafického editoru SPICE):

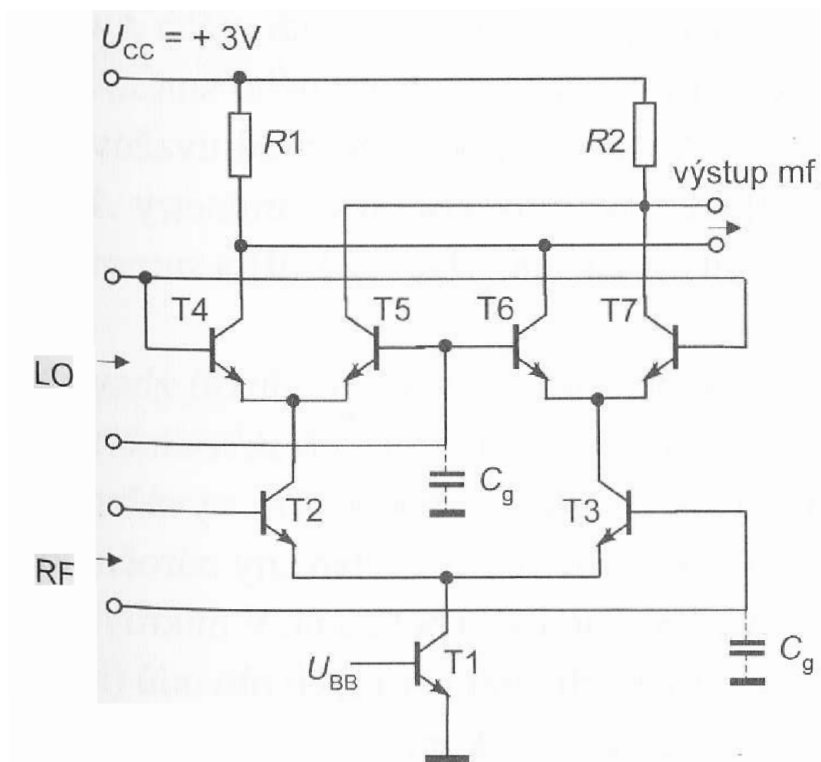


(Povšimněte si, že správné zapojení diod je tzv. “dokola”, směšovač je proto nazýván Ring Mixer, viz např. <https://www.youtube.com/watch?v=junuEwmQVQ8>)

8.3 Směšovač s dvojhradlovým MOSFET

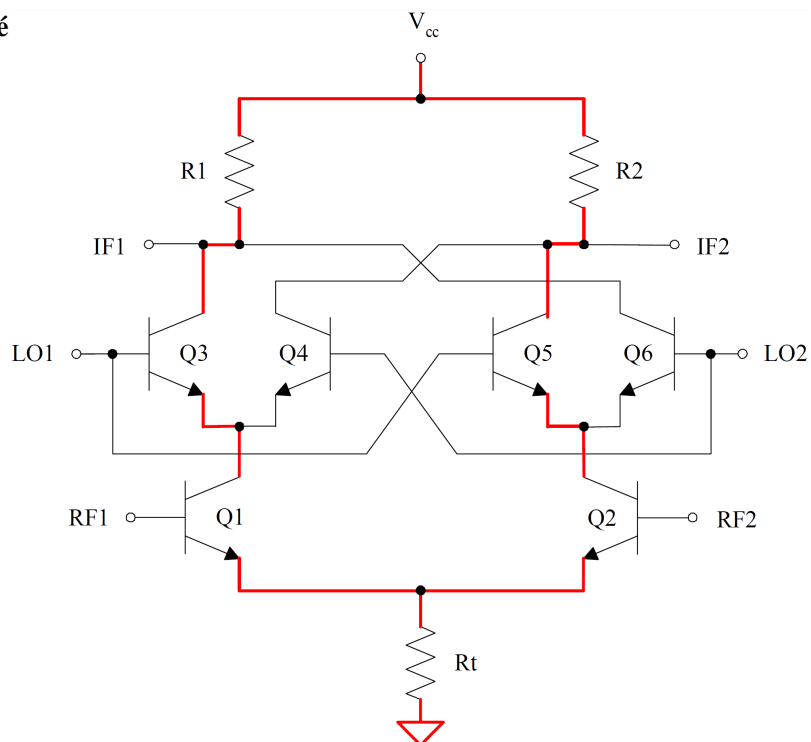


8.4 Dvojitě vyvážený směšovač s bipolárními tranzistory – Gilbertova buňka



(Viz opět pěkná demonstrace <https://www.youtube.com/watch?v=7nmmmb0pqTU0>)

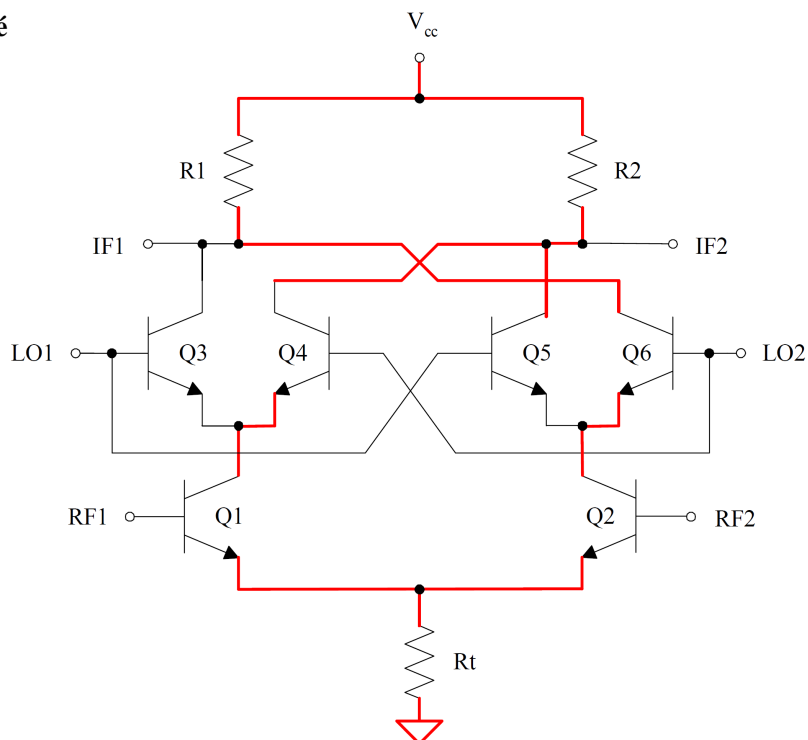
8.4.1 V_{LO1} velké



... první stav činnosti Gilbertovy buňky³ – Q3 a Q5 se tedy otevřou; zároveň předpokládáme, že V_{LO2} je malé, takže Q4 a Q6 zůstanou uzavřeny. Q1 je tedy spojen s R1 a Q2 s R2, což je „diferenční“ zesilovač.

³Keith W. Whites, EE 322 Electronics II - Wireless Communication Electronics

8.4.2 V_{LO2} velké



... druhý stav činnosti Gilbertovy buňky – Q4 a Q6 se tedy otevřou; zároveň předpokládáme, že V_{LO1} je malé, takže Q3 a Q5 zůstanou uzavřeny. Q1 je tedy spojen s R2 a Q2 s R1, což je opět „diferenční“ zesilovač, avšak s výstupy přehozenými vzhledem k předcházejícímu případu. Je to jen „násobeno“ -1 .

Celková funkce Gilbertovy buňky je násobit „v časové doméně“ vstupní RF signál (na RF kmitočtu) „čtvercovou“ vlnou s o hodnotách $+1$ nebo -1 s frekvencí lokálního oscilátoru. (Whites: = směřování.)