

# Zmiešavač prijímača pre mobilné komunikácie v technológii CMOS

Tomáš DERMEK\*

*Slovenská technická univerzita, Fakulta elektrotechniky a informatiky  
Ilkovičova 3, 831 02 Bratislava, Slovenská republika  
dermek@decef.elf.stuba.sk*

**Abstrakt.** Tento príspevok sa zaoberá problematikou zmiešavačov v prijímačoch pre mobilné komunikácie v pásme 900MHz a ich implementácii v CMOS technológii. Jednoducho vyvážený zmiešavač s medzifrekvenciou 130 MHz, dosahuje konverzný zisk 9 dB pri vstupnom intermodulačnom skreslení IIP3 = -22 dBm a napájacom napätí 1.5V. Pri návrhu bol kladený dôraz najmä na nízku spotrebu obvodu. Simuláciou navrhnutého zmiešavača v programe PSPICE sme vyšetrovali jeho základné vlastnosti.

## Úvod

V začiatkoch mobilnej komunikácie sa vystačilo s klasickými analógovými prístrojmi pracujúcimi na nízkych frekvenciách, ako je dnes už zastaralý systém NMT(450 MHz). Tieto prístroje však nestačili pokryť stále väčšie požiadavky na kvalitu a spôsob komunikácie. Neskôr sa prešlo na digitálne modulácie a s tým prišla požiadavka na väčšie šírky prenosových kanálov. Tie sa dajú efektívne realizovať práve na vysokých frekvenciách. V súčasnosti dva dnes najvýznamnejšie svetové štandardy v bezdrôtovej digitálnej komunikácii pracujú na frekvenciách GSM(900 MHz) a DCS(1800 MHz). To však zvyšuje požiadavky na kvalitu mobilných prístrojov, od čoho sa odvíja aj rozdielna koncepcia prijímača pre vysoké frekvencie. Jedná sa hlavne o znižovanie geometrických rozmerov súčiastok na čípe ale aj hladnie nových výhodnejších technológií. Jednou z nich je momentálne CMOS technológia ktorá by mohla v budúcnosti nahradiť doteraz používané GaAs a BiCMOS technológie. Zvládnutím CMOS technológie vyvinutej pôvodne pre digitálne obvody na analógovej úrovni, by prinieslo veľké výhody. Umožnilo by to vytvorenie integrovaných obvodov na ktorých by sa nachádzali analógové časti spolu s digitálnymi vytvorené pri jednom technologickom procese. To by podstatne znížilo cenu ako aj technologickú náročnosť výroby.

---

\* Vedúci práce: Ing. Tomáška, PhD

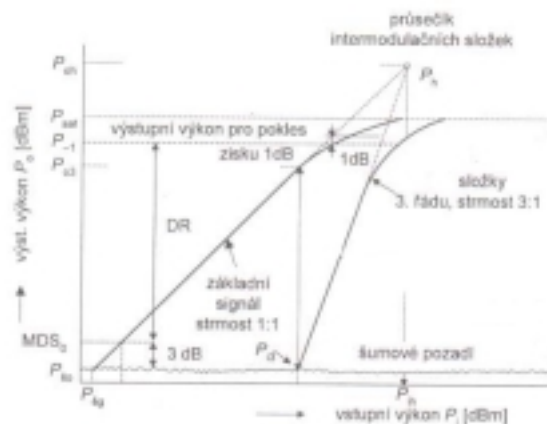
## 1 Zmiešavače

K premene vstupného signálu s frekvenciou  $f_s$  rádiového prijímača superheterodynového typu, na mezifrekvenčný signál s frekvenciou  $f_{mf}$ , slúži funkčný blok nazývaný menič frekvencie. Ten sa zpravidla skladá z miestneho oscilátora generujúceho pomocný oscilačný signál s frekvenciou  $f_o$  a z vlastného zmiešavača, v ktorom sa zo signálov  $f_s$  a  $f_o$  získava mezifrekvenčný signál  $f_{mf}$ . Súčasťou zmiešavača je aj výstupný filter ktorý potlačuje nežiaduce zmiešavacie produkty. Bežne používané skratky sú, pre vstupný signál (RF-Radio frequency), pre miestny oscilátor (LO-Local oscilator) a pre mezifrekvenčný signál (IF- Intermediate frequency). Mezifrekvenčný signál má zpravidla súčtovú alebo rozdielovú frekvenciu východných signálov z ktorých vzniká, teda  $f_{mf} = f_s - f_o$ . V prvom prípade sa príslušný zmiešavač označuje ako frekvenčný konvertor nahor (Up-convertor), v druhom prípade jako konvertor nadol (Down-convertor).

## 2 Základné parametre zmiešavačov

### 2.1 Dynamický rozsah

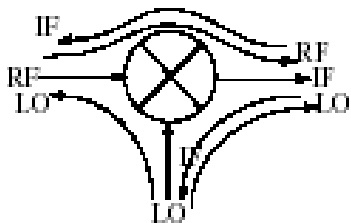
Dôležitou charakteristikou každého zmiešavača je jeho dynamický rozsah. Ten je možné dobre vysvetliť pomocou grafu podľa [2] obr.2.1. Na vodorovnú os sa vynáša úroveň vstupného vysokofrekvenčného výkonu  $P_s$  a na zvislú os úroveň mezifrekvenčného výkonu  $P_{mf}$ . V grafe je zobrazená predovšetkým základná užitočná (jednotónová) mezifrekvenčná zložka  $f_{mf}$ , vznikajúca z požadovaného vstupného signálu  $f_s$  a oscilačného signálu  $f_o$ . Táto zložka je pri nižších vstupných úrovniach vyjadrená lineárnou závislosťou, avšak pri vyšších úrovniach sa začína od linárneho priebehu odchylovať. Ako hranica medzi oboma oblasťami sa udáva výstupný výkon  $P_{-1}$ , pri ktorom dochádza ku zväčšeniu konverzných strát o 1dB oproti hodnote pri malých signáloch. Výkon  $P_{-1}$  ohraničuje dynamický rozsah zmiešavača DR zhora. Do uvažovaného diagramu je možné zakresliť aj šumové pozadie zmiešavača, tj. jeho výkon v mezifrekvenčnom pásme, ktorý potom ohraničuje dynamický rozsah zmiešavača DR zdola.



Obr.2.1 Graf k určению dynamických rozsahov

## 2.2 Vzájomná izolácia brán

Vzájomné ovplyvňovanie medzi bránami zmiešavača ukazuje obr 2.2. Vzájomná izolácia medzi dvoma bránami zmiešavača je v decibeloch vyjadrený pomer medzi výkonom prítomným na jednej bráne, ku výkonu s rovnakou frekvenciou, ktorý sa objavuje na inej bráne. V praxi je dôležité dosiahnuť čo najlepšiu izoláciu medzi oscilátorovou bránou a medzifrekvenčnou bránou, tak aby veľký signál oscilátora čo najmenej zaťažoval nasledujúci stupeň. Dôležitá je tiež dobrá izolácia medzi oscilátorovou bránou a vstupnou bránou ktorá zabraňuje signálu oscilátora prenikať do vstupného zosilňovča zaradeného pred zmiešavačom, alebo dokonca do antény (takto vznikajúce vyžarovanie oscilátora do antény je jedným z najdôležitejších parametrov, sledovaných pri rádiových prijímačoch).



Obr.2.2 Vzájomné ovplyvňovanie medzi RF, IF, LO.

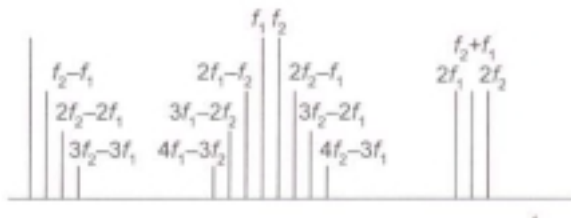
## 2.3 Intermodulačné skreslenie

Intermodulačné skreslenie je vznik kombinačných signálových zložiek na výstupe dvojbranu vplyvom jeho nelinearity. Ak privádzame na vstup zmiešavača dva alebo niekoľko sinusových signálov o určitých amplitúdach a frekvenciách  $f_1, f_2 \dots$ . Frekvencie  $f$  týchto nových zložiek sú rovné lineárnym kombináciám a celistvým násobkom frekvenčných vstupných zložiek, pričom sú určené vzťahom (1) obr.2.3.

$$f = f_1 + f_2 + 2 * f_1 - f_2 + 2 * f_2 - f_1 + \dots + p * f_1 + q * f_2 \quad (1)$$

kde  $p, q \dots$  sú kladné, záporné alebo nulové celé čísla; rád zložky =  $|p| + |q| + \dots$

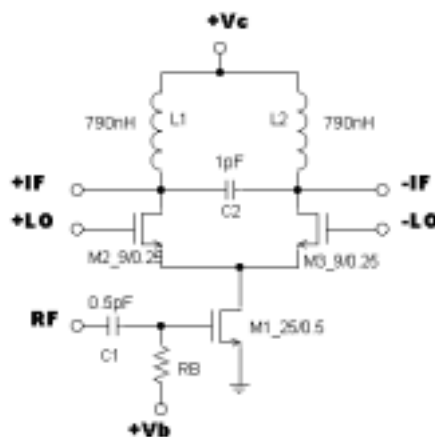
V prípade prijímača pre mobilné komunikácie frekvencie  $f_1, f_2 \dots$  predstavujú kanály s rastrom 200kHz. Ak je na vstupe zmiešavača prítomný okrem užitočného signálu  $f_s$  rušivý signál  $f_1$  a  $f_2$ , vytvára sa v zmiešavači nežiadúci zmiešavací produkt tretieho rádu. Uvažovaná dvojtónová zložka padne presne do menovitej medzifrekvencie  $f_{mf}$  na užitočnej frekvencii  $f_s$  a spôsobí rušenie. Túto zložku je možné zobrazit' do grafu podľa obr.2.1 a to v závislosti na úrovni oboch východzích signálov  $f_s$  a  $f_r$ , pri špecifikovanej úrovni oscilačného signálu. Priesečník idealizovaného priamkového priebehu danej rušivej dvojtónovej zložky (zo strmou 3:1) so základnou užitočnou zložkou, určuje bod zahradzenia (interception point IP3) zmiešavača.



Obr.2.3 Spektrum intermodulačných produktov.

### 3 Navrhnutý obvod

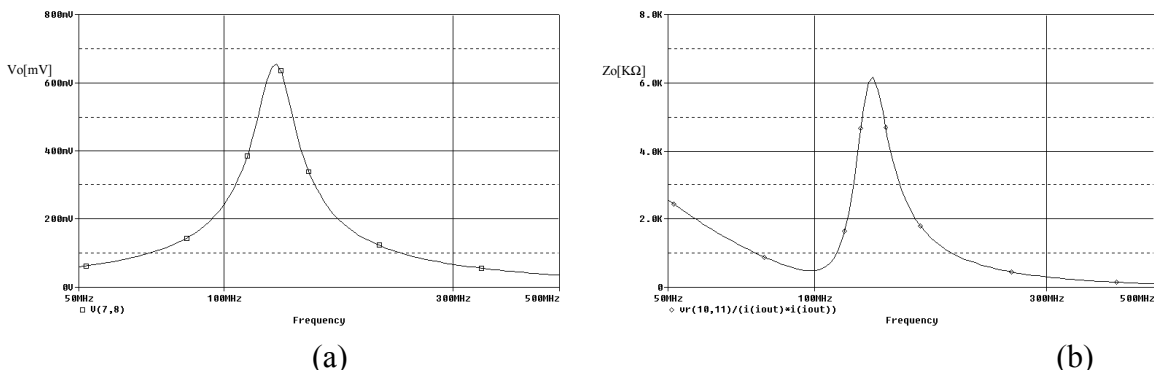
Pri návrhu zmiešavača pre mobilné komunikácie sme museli brať do úvahy že dané zapojenie je len časťou prijímača pre pásmo 800 MHz. Pri celkovej koncepcii prijímača je na vstupe zmiešavača zaradený nízkošumový predzosilňovač a na výstupe dvojica dvojite vyvážených zmiešavačov z čoho sa odvíja celková koncepcia zmiešavača. Pretože je na vstup zmiešavača zaradený predzosilňovač s nesymetrickým výstupom, nedá sa použiť dvojite vyvážený zmiešavač. Jeho použitie by bolo možné zaradením fázového rozdelovača alebo iného obvodu so symetrickým výstupom. Preto sme sa rozhodli pre zapojenie podľa obr.3.1, jednoducho vyváženého zmiešavača, ktorého vstup je nesymetrický a výstup symetrický. Ide o zmiešavač s indukčnou záťažou, ktorý pracuje ako konvertor-nadol vstupného (RF) signálu v pásme 800MHz na výstupný medzifrekvenčný signál (IF) s frekvenciou 130 MHz. Na druhej strane toto zapojenie má menšiu izoláciu medzi medzifrekvenčným výstupom a signálom lokálneho oscilátora. Aby tento silný oscilátorový signál, ktorého amplitúda špička k šipčke je  $V_{p-p} = 1V$ , nezahľcoval nasledujúce obvody musí byť dostatočne odfiltrovaný. Pretože tento 670 MHz signál je menej ako o dekádu vzdialený od výstupného medzifrekvenčného signálu 130 Mhz, tradičný R-C filter by ho nedokázal dostatočne potlačiť. Namiesto toho je použitý sériový rezonančný L-C obvod naladený na daný medzifrekvenčný signál. Zaťažovacie indukčnosti s nízkou kvalitou  $Q = 9$  zabezpečujú väčší zisk pri nízkom napájacom napätí, ktoré je  $V_c = 1.5V$ . Vplyvom nízkej kvality indukčností je sériový rezonančný obvod tvorený L1, L2, C2 menej rozladiteľný napríklad vplyvom zmeny teploty, ktorá je pri reálnej prevádzke pravdepodobná. Vstupný prijímaný signál, prichádzajúci z predzosilňovača, je viazaný cez vstupný kondenzátor  $C1 = 0.5pF$  do hradla prvého tranzistora M1 na ktorého nelinearite vznikajú harmonické produkty potrebné pre funkciu zmiešavača. Jeho pracovný bod je nastavený do nelineárnej časti výstupnej charakteristiky predpätím zdroja  $V_B = 0.6V$  cez veľký odpor  $R_B$ . Tranzistory M2 a M3, budené signálom oscilátora realizujú samotné zmiešanie signálu. Pretože sú budené symetricky, kladná polvlna otvára tranzistor M2 a záporná M3. Keď je tranzistor M2 otvorený preteká prúd cievkou L2 a kondenzátorom C2 ktoré tvoria sériový rezonančný obvod. Jeho impedancia je minimálna práve na frekvencii 130MHz čo zabezpečuje zmiešanie a zosilnenie zložiek na danej frekvencii. Keď je otvorený tranzistor M3 prúd preteká cievkou L1 a kondenzátorom C2. Výstupný medzifrekvenčný symetrický signál je odoberaný z kondenzátora C2 a naviazaný cez 1pF-ové kondenzátory na ďalší obvod.



Obr.3.1 Schéma zapojenia navrhnutého zmiešavača.

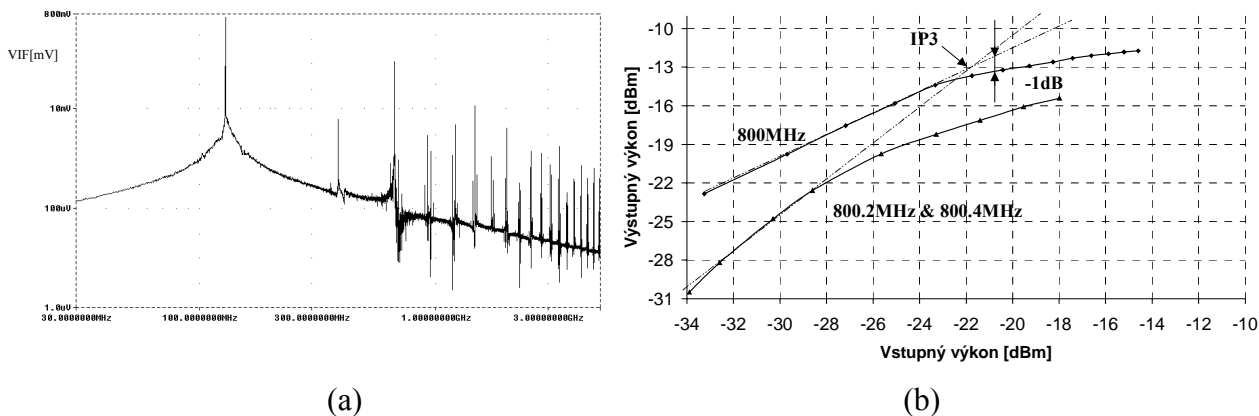
## 4 Analýza zmiešavača

Obvod sme analyzovali pomocou programu PSPICE. Ako prvé nás zaujímala frekvenčná charakteristika obr. 4(a) obvodu pri buzení iba miestnym oscilátorom bez vstupného signálu. Z jej priebehu je možné odčítať rezonančnú frekvenciu L-C obvodu, ktorá je  $f_r = 130$  MHz čo je prakticky medzifrekvencia na ktorú transformuje zmiešavač vstupný signál. Pre určenie ďalších parametrov zmiešavača, sme jeho výstup potrebovali symetricky zaťažiť vhodnou reálnou impedanciou. Tu sme odčítali z frekvenčnej závislosti reálnej zložky výstupnej impedancie obr4(b) pri frekvencii  $f_r = 130$  MHz. Jej hodnota bola  $Z = 6\text{K}\Omega$ . Ďalej nás zaujímala závislosť výstupného výkonu od vstupného z ktorej sa dá určiť intermodulačné skreslenie ako aj horná hranica dynamického rozsahu pre pokles o 1dB. Prvá závislosť bola zostrojená pre vstupný signál s frekvenciou  $f_{RF} = 800$  MHz (jednotónová zložka).



Obr. 4(a) Frekvenčná char. zmiešavača bez vstupného budenia. (b) Frekvenčná závislosť výstupnej impedancie zmiešavača.

Z obr. 5(b) je zrejmé že spočiatku bola závislosť lineárna, pri väčších výkonoch sa však začala od linearizovanej závislosti odkláňať. Pri poklese výstupného výkonu o 1dB sme odčítali zo závislosti horný dynamický rozsah zmiešavača  $DR_H = -13\text{dBm}$  ktorému zodpovedala úroveň vstupného signálu  $V_{RF} = 0.125\text{V}$ . Pri vyšetrení bodu zahrazdenia sme použili dvojtónovú skúšku. Na vstup sme priviedli signály s frekvenciami 800.2 MHz a 800.4 MHz. Ich rozdiel 200 KHz zodpovedá deleniu kanálov v GSM. Ich výsledný intermodulačný produkt tretieho rádu vznikajúci na frekvenciách 800 MHz a 800.6 MHz podľa vzt'ahu (1) sme opäť zobrazili



Obr.5.(a) FFT analýza výstupného medzifrekvenčného signálu. (b) Určenie bodu zahrazdenia.

do grafu obr.4(b). Priesečník oboch linearizovaných závislostí určuje výsledný vstupný bod zahrazenia zmiešavača  $IIP3 = -22$  dBm. Pre určenie konverzného zisku sme použili závislosť podľa obrázku obr.5(a). Ide o FFT analýzu výstupného signálu pri vstupnom signále  $V_{RF} = 0.1V$  s  $f_{RF} = 800$  MHz pri  $V_{LO} = 0.1V$  s  $f_{LO} = 670$  MHz. Amplitúda medzifrekvenčného signálu odčítaná zo závislosti je  $V_{IF} = 750mV$  z čoho vyplýva konverzný zisk 9 dB. Ďalej sme zo závislosti odčítali potlačenie vstupného (RF) signálu na výstupe  $-5.4$  dB, ako aj signálu oscilátora  $-19$  dB voči medzifrekvenčnému signálu IF.

## 5 Záver

Po preštudovaní základných vlastností zmiešavačov, sme navrhli obvod podľa [4] ktorý sme prispôbili našim potrebám. Išlo o zníženie spotreby samotného zmiešavača a jeho impedančné prispôsobenie do nasledujúceho obvodu. Tieto vlastnosti sa ovplyvňovali hlavne zmenou pomeru šírky ku dĺžke kanála (W/L) použitých tranzistorov. Prúdový odber nepresahoval  $I_c = 0.3mA$  pri napájacom napätí  $V_c = 1.5V$ . Konverzný zisk predstavoval 9dB. Približná hodnota vstupného bodu zaradenia  $IIP3$  je  $-22dBm$ . Pre presný výpočet by boli dĺžky simulácií v programe PSPICE neúnosne dlhé. Dosiachnuté potlačenie oscilátorového signálu na výstupe zmiešavača bolo  $-19$  dB, potlačenie vstupného signálu bolo iba  $-5.4$  dB. Táto hodnota však závisí od veľkosti vstupného signálu, ktorá bola pri simulácii nastavená na  $V_{RF} = 0.1V$  čo je však v praxi málo pravdepodobné. Uvedené hodnoty možno zlepšiť použitím dvojite vyváženého zmiešavača. Celkové vlastnosti zmiešavača vyšli podľa očakávaní, je však možné, že niektoré jeho parametre budú upravené, po implementácii do celkového zapojenia prijímača.

## Pod'akovanie

Rád by som touto cestou vyslovil úprimné poďakovanie môjim konzultantom Ing. Martinovi Tomáškovi, PhD. a Ing. Martinovi Krnáčovi. za pomoc a cenné pripomienky pri realizácii tejto práce.

## Použitá literatúra

1. Johns, A.D. – Martin, K.: Analog integrated circuit design. 1. vyd. John Wiley Sons Inc., 1997
2. Allen, E.P. – Holberg, R.D.: CMOS Analog circuit design. 1. vyd. Holt, Rinehart and Wiston, Inc., 1986
3. Žalud, V.: Moderní rádioelektronika 1. vyd. Praha, BEN – technická literatúra, 2000
4. Andrew N. Karanicolas, "A 2.7-V 900MHz CMOS LNA and Mixer" IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 31, December 1996
5. Stephen Wu and Behzad Razavi, "A 900MHz/1.8GHz CMOS Receiver for Dual-Band Applications" IEEE J. Solid-State Circuits, vol. 33, December 1998