

工作于亚阈值区的低功耗高线性 CMOS 混频器

别梅,肖巍

(长春师范大学 传媒与信息技术学院,吉林 长春 130032)

摘要:设计了一种采用 TSMC 0.13 μm CMOS 工艺实现的 2.4 GHz 低功耗亚阈值有源混频器,已应用于射频卫星电视接收机中。为了取得较高的线性度,该混频器引入交叉耦合技术以及级间匹配技术,并引入电流注入技术以提高混频器的增益。最终芯片测试结果表明,该混频器在仅消耗 1.6 mW 功耗的状态下,输入三阶交调点 IIP_3 高达 5.41 dBm,增益高达 9.07 dB,噪声系数为 12.05 dB。该混频器的版图尺寸为 0.91 mm \times 0.98 mm。

关键词:混频器;线性技术;低功耗;亚阈值偏置;电流注入

中图分类号:TN432 **文献标识码:**A

Design of A Low-power and High-linear CMOS Subthreshold Mixer

BIE Mei, XIAO Wei

(College of Media and Information Technology, Changchun Normal University, Changchun 130032, China)

Abstract: A 2.4 GHz low-power subthreshold active mixer applied to the satellite RF TV receiver is designed by using TSMC 0.13 μm CMOS technology. To achieve high linearity, the mixer employs the capacitive cross-coupling and interstage matching technique, and the current-bleeding technique is introduced to improve the gain of mixer. The final chip measured results show that the mixer exhibits a input third-order intercept point IIP_3 of 5.41 dBm, a gain of 9.07 dB, a noise figure of 12.05 dB, and a low power dissipation of 1.6 mW. The mixer occupies an area of 0.91 mm \times 0.98 mm.

Key words: mixer; linearization technique; low-power; subthreshold biasing; current bleeding

0 引言

随着工艺技术的发展,CMOS 器件的尺寸及功耗越来越小。为了便于携带,要求用于移动设备中的射频集成电路具有较低的功耗,但由于线性度和功耗两者之间相互制约,因而对于 CMOS 射频集成电路而言,高线性度成为目前微电子领域研究的重点和热点^[1-2]。

由于位于混频器前低噪声放大器(LNA)的增益达到 10~20 dB,使得输入三阶交调点 IIP_3 成为衡量混频器线性度高低的一项重要指标。文献[3]报道,混频器的 $IIP_3 < -10$ dBm,难以满足低功耗无线系统对于线性度的要求(如 IEEE 802.15.4 标准)。目前已有一些混频器线性度提高技术^[4-5],但要求混频器中的主要晶体管偏置在强反型状态,且以往的技术为了提高线性度,增加了一些辅助有源电路,增大了功耗。本文为了在低功耗下实现电路较高的线性度,借鉴一种 LNA 线性度提高技术^[6],

将其应用于混频器设计中,该技术使晶体管操作在亚阈值状态,在取得较高线性度的同时减小了功耗,但该技术限制了增益的提高。因此,在混频器电路中,引入电流注入技术^[7-8]以提高增益,且进一步提高了电路线性度。

该混频器采用 TSMC 0.13 μm CMOS 工艺设计,运用 Cadence 软件对其进行仿真,并流片实现。芯片测试结果表明,本文所设计的混频器在仅消耗 1.6 mW 功耗的条件下, IIP_3 达到了 5.41 dBm,噪声系数仅为 12.05 dB,增益高达 9.07 dB,在同类混频器设计中,性能指标较优。

1 理论分析

电容交叉耦合技术广泛应用于全差分低噪声放大器中^[9],该技术能够同时改善电路的线性度和噪声。因此,本文所采用的工作于亚阈值区的混频器电路引入该技术,如图 1 所示。电感 L_1 、 L_2 和电容 C_c 的增加改善了电路的 IIP_3 ,开关级晶体管

收稿日期:2016-02-22

基金项目:吉林省教育科学规划课题基金资助项目(GH14359);长春师范大学校级课题基金资助项目([2011] 009 号)

作者简介:别梅(1981-),女,吉林松原市人,讲师,硕士,主要从事 CMOS 射频电路设计的研究。

M_1, M_2 和跨导级晶体管 $M_3 \sim M_6$ 偏置在亚阈值状态。图 2 为该电路的小信号模型, 其中包含了晶体管的寄生电容参数, 由于晶体管 $M_3 \sim M_6$ 的漏源级电阻 $r_{ds3} \sim r_{ds6}$ 远大于负载阻抗 Z_{load} , 因此, 在此模型分析中将其忽略。鉴于该小信号模型是对称结构, 可将其进一步简化为等效半边电路用于电路分析, 如图 3(a) 所示。

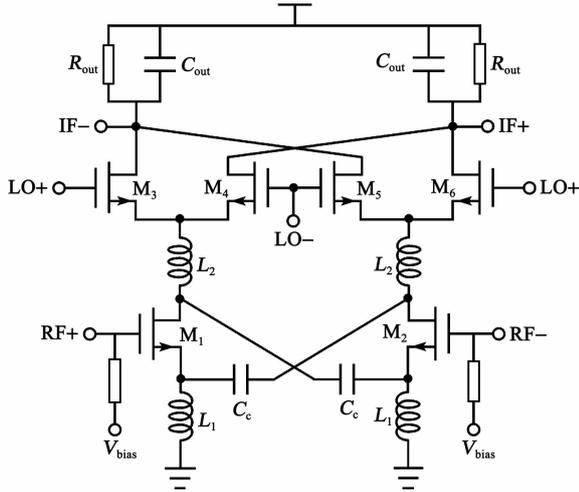


图 1 亚阈值混频器电路图

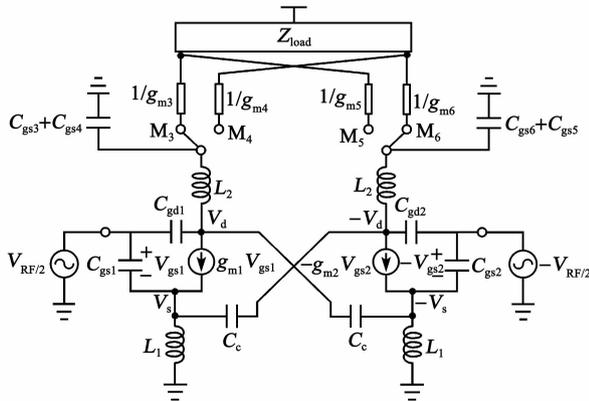
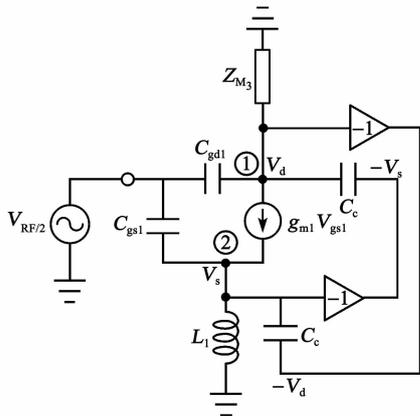
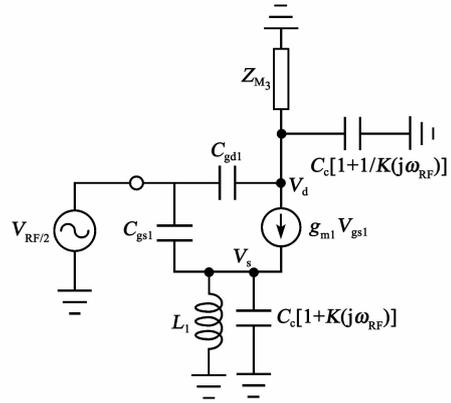


图 2 亚阈值混频器的小信号模型



(a) 等效半边电路



(b) 简化的小信号模型

图 3 混频器小信号模型

在节点 ①、② 处, 可得如下电流方程:

$$j\omega_{RF} C_{gd1} \left(\frac{V_{RF}}{2} - V_d \right) = g_{m1} \cdot V_{gs1} + \frac{V_d}{Z_{M3}} + j\omega_{RF} C_c (V_d + V_s) \quad (1)$$

$$(g_{m1} + j\omega_{RF} C_{gs1}) \cdot V_{gs1} = \frac{V_s}{j\omega_{RF} L_1} + j\omega_{RF} C_c (V_d + V_s) \quad (2)$$

其中

$$Z_{M3} = j\omega_{RF} L_2 + 1/[g_{m3} + j\omega_{RF} (C_{gs3} + C_{gs4})] \quad (3)$$

式中: g_{m1}, g_{m3} 分别为晶体管 M_1, M_3 的跨导, 且 $g_{m3} = g_{m4} = g_{m5} = g_{m6}$; C_{gd1}, C_{gs1} 分别为晶体管 M_1 的寄生栅漏级电容和寄生栅源级电容。用 $V_{RF/2} - V_s$ 替代 V_{gs1} , 式(1)、(2)可重新写为

$$(j\omega_{RF} C_{gd1} - g_{m1}) \frac{V_{RF}}{2} = (j\omega_{RF} C_c - g_{m1}) V_s + (j\omega_{RF} C_{gd1} + j\omega_{RF} C_c + \frac{1}{Z_{M3}}) V_d \quad (4)$$

$$(g_{m1} + j\omega_{RF} C_{gs1}) \cdot \frac{V_{RF}}{2} = j\omega_{RF} C_c V_d + (g_{m1} + j\omega_{RF} C_{gs1} + j\omega_{RF} C_c + \frac{1}{j\omega_{RF} L_1}) V_s \quad (5)$$

由式(4)、(5)可得传输函数:

$$K(j\omega_{RF}) = \frac{V_d(j\omega_{RF})}{V_s(j\omega_{RF})} = \left[g_{m1} \left(j\omega_{RF} C_{gd1} - 2j\omega_{RF} C_c - \frac{1}{j\omega_{RF} L_1} \right) + \frac{C_{gd1}}{L_1} - \omega_{RF}^2 (C_{gs1} C_{gd1} + C_{gd1} C_c - \right.$$

$$C_{gs1} C_c) \Big] / \left[g_{m1} (j\omega_{RF} C_{gd1} + 2j\omega_{RF} C_c + \frac{1}{Z_{M3}}) + \frac{j\omega_{RF} C_{gs1}}{Z_{M3}} - \omega_{RF}^2 (C_{gs1} C_{gd1} + C_{gd1} C_c - C_{gs1} C_c) \right] \quad (6)$$

利用式(5),可将图 3(a)进一步简化为图 3(b)所示的小信号模型电路。

1.1 线性度分析

混频器的线性度主要取决于跨导级的线性度,因此,本文重点对混频器跨导级的 IIP_3 指标进行分析。图 4 为混频器跨导级的非线性小信号模型^[6]。

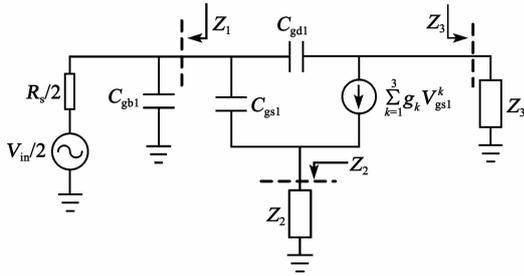


图 4 混频器跨导级的非线性小信号模型

采用 Volterra 级数分析法可得跨导级的 IIP_3 为

$$IIP_3 = \frac{1}{6R_s \cdot |H(\omega)| \cdot |A_1(\omega)|^3 \cdot |\varepsilon(\Delta\omega, 2\omega)|} \quad (7)$$

其中

$$\varepsilon(\Delta\omega, 2\omega) = g_3 - g_{oB} \quad (8)$$

$$g_{oB} = \frac{2}{3} g_2^2 \left[\frac{2}{g_1 + g(\Delta\omega)} + \frac{1}{g_1 + g(2\omega)} \right] \quad (9)$$

$$g(\omega) = \{1 + j\omega C_{gd1} [Z_1(\omega) + Z_3(\omega)] + j\omega C_{gs1} [Z_1(\omega) + Z_x(\omega)] / Z_x(\omega)\} \quad (10)$$

$$Z_x(\omega) = Z_2(\omega) + j\omega C_{gd1} \cdot [Z_1(\omega) Z_2(\omega) + Z_1(\omega) Z_3(\omega) + Z_2(\omega) Z_3(\omega)] \quad (11)$$

$$Z_1(\omega) = [1 / (R_s / 2) + j\omega C_{gb1}]^{-1} \quad (12)$$

$$Z_2(\omega) = \{1 / (j\omega L_1) + j\omega C_c [1 + K(j\omega)]\}^{-1} \quad (13)$$

$$Z_3(\omega) = \{1 / (Z_{M3}) + j\omega C_c [1 + 1 / K(j\omega)]\}^{-1} \quad (14)$$

式中: ω 为两个交调分量 ω_{RF1} 和 ω_{RF2} 之间的中心频率; $\Delta\omega = |\omega_{RF1} - \omega_{RF2}|$; $A_1(\omega)$ 为从输入 V_{in} 到 M_1 栅源间电压 V_{gs1} 的传输函数; $H(\omega)$ 为从输入 V_{in} 到 M_1 漏源间电流的三阶非线性传输函数。由式(7)~(14)最终可推得,在固定的 L_2 和 C_c 的取值下,合理地选择 L_1 的值可使 $|\omega_{RF1} - \omega_{RF2}|$ 接近于 0,进而得到较高值的 IIP_3 ,从而提高混频器的线性度^[6]。

1.2 增益分析

图 5 为用于分析混频器增益的小信号模型,其中将 M_1 所产生的电流等效为 $g_{m1} V_{gs1}$ 。结合式(5)、(6)可得输出小信号电流为

$$I_{out1}(t) = \frac{\alpha_1 \cdot \alpha_2}{Z_{M3}} \cdot \frac{V_{RF}}{2} \cos \omega_{RF} t \quad (15)$$

其中

$$\alpha_1 = \frac{g_{m1} + j\omega_{RF} C_{gs1}}{j\omega_{RF} C_c + \frac{(g_{m1} + j\omega_{RF} C_{gs1} + j\omega_{RF} C_c + \frac{1}{j\omega_{RF} L_1})}{K(j\omega_{RF})}} \quad (16)$$

$$\alpha_2 = \frac{g_{m3}}{g_{m3} + j\omega_{RF} (C_{gs3} + C_{gs4})} \quad (17)$$

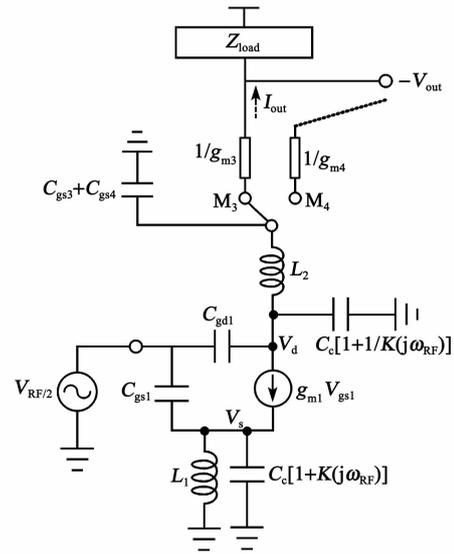


图 5 分析增益的小信号模型

根据电压转换增益的定义,由式(15)可推得混频器的增益为

$$CG_{Mixer} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{|\alpha_1| \cdot |\alpha_2|}{|Z_{M3}|} \cdot Z_D \quad (18)$$

式中 $Z_D = R_{out} // (j\omega_{IF} C_{out})^{-1}$ 为在中频 ω_{IF} 处 Z_{load} 的数值。由式(16)、(18)可看出,虽然交叉耦合电容的增加改善了电路的线性度,但是减小了 α_1 ,进而降低了电路的增益。

2 电路设计与实现

为了补偿线性度提高技术所带来的增益降低,本文引入电流注入技术^[7]。图 6 为本文最终所提出的混频器电路图,其中晶体管 M_7, M_8 和电容 C_1 组成电路的电流注入结构。为了得到较高增益的混频器电路,早期通常采用加大跨导级晶体管偏置电流

的技术。但该技术的采用使得当开关级晶体管上的电流较大时,会引起电压裕度不足的问题。因此,目前电流注入技术得到了广泛的应用,该技术通过减小开关对的偏置电流,消除了电压裕度的问题。

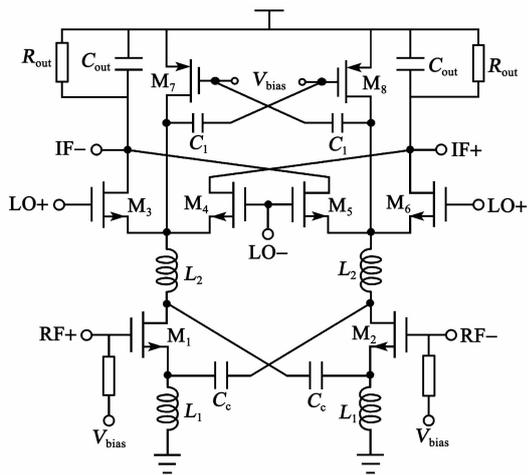


图6 本文提出的混频器电路图

该混频器基于 TSMC 0.13 μm CMOS 工艺设计。电路版图是另一个影响射频电路性能的关键因素,图7为该混频器的芯片照片。由图可见,设计的版图结果完全对称,可有效降低版图的各种寄生效应,芯片大小为 $0.91\text{ mm} \times 0.98\text{ mm}$ 。该混频器在 0.6 V 电压下,所消耗的功耗仅为 1.6 mW ,实现了超低功耗,射频输入频率为 2.4 GHz ,中频频率为 10 MHz 。

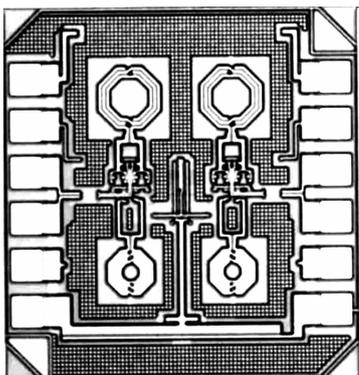


图7 混频器芯片照片

图8为输入三阶交调点 IIP_3 的芯片测试结果。由图可见,当本振功率仅为 -10 dBm , IIP_3 即可达到较高的 5.41 dBm ,相比于晶体管工作于强反型偏置状态下的混频器,该亚阈值混频器仅需较小的本振功率即可达到较高的线性度,这是由于亚阈值晶体管的栅源过驱动电压较小的缘故。图9为增益随着本振功率变化的芯片测试结果。由图可见,当本

振功率为 -10 dBm 时,带有电流注入结构的电路增益高达 9.07 dB 。图10为噪声系数的芯片测试结果。由图可见,当本振功率为 -10 dBm 时,噪声系数仅为 12.05 dB 。

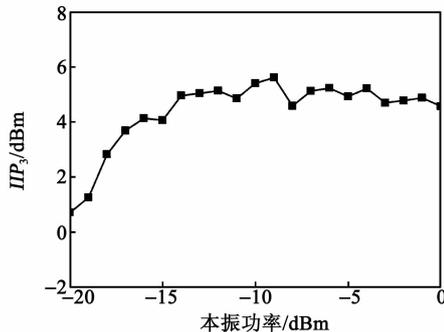


图8 输入三阶交调点 IIP_3 的测试结果

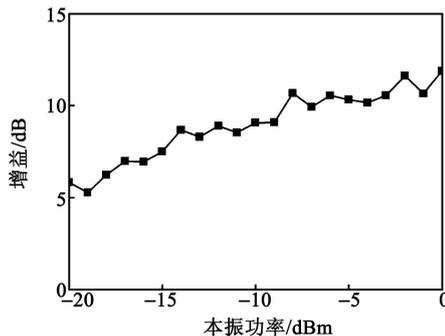


图9 增益的测试结果

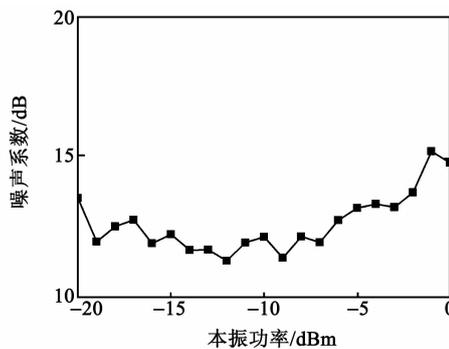


图10 噪声系数的测试结果

表1为本文所设计的高线性度混频器与以往文献所设计的混频器的比较结果。为了便于比较,本文给出了采用下式的归一化 FOM 指标^[4],即

$$FOM = 10 \log \left(\frac{10^{G/20} \cdot 10^{(IIP_3 - 10)/20}}{10^{NF/10} \cdot P} \right) \quad (19)$$

式中: G 为增益; NF 为噪声系数; P 为电路所消耗的功耗。由表1可见,本文所设计的混频器的综合性能指标最优,FOM达到 18.15 dB 。

表1 本文设计的混频器与
以往文献混频器的比较结果

文献	技术	RF 频率/ GHz	G/ dB	NF/ dB	P/ mW	IIP ₃ / dBm	FOM/ dB
[4]	0.13 μm CMOS	2.1	16.6	14.4	2	-5.24	13.27
[10]	0.18 μm CMOS	1.0	9.5	16.5	5.4	10.0	10.93
[11]	0.13 μm CMOS	1.2	8.8	4.8	24.0	-0.8	10.40
[12]	0.18 μm CMOS	2.1	15.0	14.0	8.0	15.0	16.97
本文 设计	0.13 μm CMOS	2.4	9.07	12.05	1.6	5.41	18.15

3 结束语

本文基于 TSMC 0.13 μm CMOS 工艺,设计了一款低功耗高线性的 2.4 GHz 亚阈值混频器。引入交叉耦合电容以及级间电感技术以提高线性度,并引入改进的电流注入技术提高增益。芯片测试结果表明,该混频器在仅消耗 1.6 mW 功耗的状态下,输入三阶交调点 IIP_3 高达 5.41 dBm,增益高达 9.07 dB,噪声系数为 12.05 dB,取得了较优的性能。

参考文献:

- [1] ZHU J, KRISHNASWAMY H, KINGET P R. Field-programmable LNAs with interferer-reflecting loop for input linearity enhancement[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(2):556-572.
- [2] ZHU F, HONG W, CHEN J X, et al. A broadband low-power millimeter-wave CMOS downconversion mixer with improved linearity[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II:Express Briefs, 2014, 61(3):138-142.
- [3] DO A V, BOON C C, DO M A, et al. A weak-inversion low-power active mixer for 2.4 GHz ISM band applications[J]. IEEE Microwave and Wireless Com-

ponents Letters, 2009, 19(11):719-721.

- [4] KIM M G, YUN T Y. Analysis and design of feedforward linearity-improved mixer using inductive source degeneration[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, 2014, 62(2):323-331.
- [5] CHENG W, ANNEMA A J, WIENK J M, et al. A flicker noise/IM3 cancellation technique for active mixer using negative impedance[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, 48(10):2390-2402.
- [6] CHANG C H, ONABAJO M. Linearization of sub-threshold low-noise amplifiers[C]//Beijing:2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), 2013:377-380.
- [7] YOON D Y, YUN S J, CARTWRIGHT J, et al. A high gain low noise mixer with cross-coupled bleeding[J]. IEEE Microwave and Wireless Components Letters, 2011, 21(10):568-570.
- [8] 段吉海, 雷耀勇, 徐卫林. 一种高增益低噪声 5.25 GHz Gilbert 混频器的设计[J]. 微电子学与计算机, 2013, 30(9):133-136.
- [9] ZIABAKHSH S, ALAVI R H, YAGOUB M C. A high-gain low-power 2~14 GHz ultra-wide-band CMOS LNA for wireless receivers[J]. International Journal of Electronics and Communications, 2012, 66(9):727-731.
- [10] SHI L X, CHEN C, WU J H, et al. A 1.5 V current mirror double-balanced mixer with 10 dBm IIP_3 and 9.5 dB Conversion gain[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—II:Express Briefs, 2012, 59(4):204-208.
- [11] HE S, SAAVEDRA C E. Design of a low-voltage and low-distortion mixer through volterra-series analysis[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Technology, 2013, 61(1):177-184.
- [12] MOLLAALIPOUR M, MIAR-NAIMI H. An improved high linearity active CMOS mixer; design and volterra series analysis[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems—I:Regular Paper, 2013, 60(8):2092-2103.