

一种低噪声高线性度CMOS上变频混频器^{*}

金黎明 倪熔华 唐长文^{**} 闵昊

(复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海, 201203)

2007-10-15 收稿, 2008-01-02 收改稿

摘要: 设计实现了一种采用开关跨导型结构的低噪声高线性度上变频混频器, 详细分析了电路的噪声特性和线性度等性能参数, 本振频率为900 MHz。芯片采用0.18 μm Mixed signal CMOS工艺实现。测试结果表明, 混频器的转换增益约为8 dB, 单边带噪声系数约为11 dB, 输入参考三阶交调点(IIP3)约为10.5 dBm。芯片工作在1.8 V电源电压下, 消耗的电流为10 mA, 芯片总面积为0.63 mm $\times$ 0.78 mm。

关键词: 混频器; 开关跨导; 噪声系数; 三阶交调点

中图分类号: TN 4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1000-3819(2008)03-363-05

A Low Noise High Linearity CMOS Upconversion Mixer

JIN Liming N I Ronghua TANG Zhangwen MIN Hao

(State Key Laboratory of ASIC and System, Fudan University, Shanghai, 201203, CHN)

Abstract: In this paper, a low noise high linearity mixer is presented, exploiting a switched transconductor topology. Its noise figure (NF) and linearity are analyzed particularly. The LO frequency is 900 MHz. The mixer chip is implemented in 0.18 μm mixed signal CMOS process. The measurement result shows that the conversion gain of the mixer is about 8 dB, the SSB NF is about 11 dB, and the input-referred third-order intercept point (IIP3) is about 10.5 dBm. The chip consumes 10 mA at 1.8 V power supply and the size of the whole chip is 0.63 mm $\times$ 0.78 mm.

Key words: mixer; switched transconductor; noise figure; third-order intercept point

EEACC: 1250

1 引言

混频器主要分为有源和无源两种类型^[1]。对于无源混频器, 由于没有直流工作电流, 其在闪烁噪声方面有很大的优势, 但是由于增益在0 dB以下, 对于射频收发机系统中其他模块的增益要求大幅提高, 而且造成混频器的后级模块对系统整体噪声系数的贡献增大, 它的应用范围因此受到很大限制。在有源混频器中, 吉尔伯特结构仍然是目前最为常见的混频器结构^[2]。为使电路能在低电压下工作, 折叠

吉尔伯特结构也被广泛采用^[3]。但是由于电路中器件数目较多, 且每个器件都贡献噪声, 吉尔伯特结构的噪声性能普遍比较差, 通常单边带噪声系数(SSB NF)都在15 dB以上。

文献[4]在吉尔伯特结构的基础上, 采取一种噪声消除技术, 通过增加一些器件, 动态抽取流过开关的电流, 减小开关的噪声贡献, 一次实现噪声性能的提高。但是实际测试结果表明, 这种方法也仅仅是减小开关低频闪烁噪声的贡献, 而且电路的设计复杂度大幅度提高。

* 基金项目: 国家高科技研究发展计划资助项目(项目编号: 2007AA01Z282)

** 联系作者: E-mail: zw.tang@fudan.edu.cn

文中设计了一种上变频混频器电路,采用开关跨导型结构实现,消除开关对噪声的贡献,降低混频器的噪声系数。同时采用电感电容谐振网络作为负载,能够有效提高交流负载阻抗值,降低对混频器跨导的要求,增大跨导管过驱动电压,从而实现高的线性度。

2 混频器电路结构

2.1 结构比较

图 1 是传统的吉尔伯特双平衡混频器结构,它由跨导级(M₅和M₆管)、开关对(M₁~M₄管)和输出负载(Z_L)构成。输入低频基带信号通过跨导级转换成电流信号,然后通过开关对的切换实现频率转换,最后由负载阻抗将电流信号转换成电压信号输出。

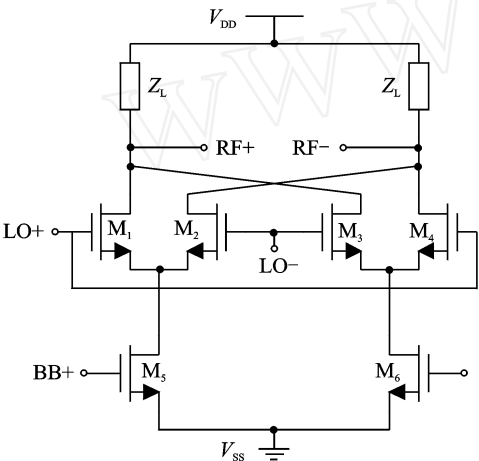


图 1 吉尔伯特混频器结构
Fig 1 Gilbert mixer topology

图 2 是开关跨导型混频器结构^[5]。与吉尔伯特结构类似,它也由跨导级、开关对和负载阻抗构成,但是改变了跨导和开关的相对位置,并且开关对改由倒相器实现。在本振信号的正半周,M₅和M₆管组成的倒相器输出低电平,M₇和M₈管组成的倒相器输出高电平,跨导对M₁和M₂管导通,M₃和M₄管截止;在本振信号负半周期,工作状态正好相反。由此可见,开关跨导型混频器的频率转换原理和传统的吉尔伯特混频器类似。

2.2 噪声系数

MOS 管产生的闪烁噪声和热噪声电流可分别表示为^[1]

$$\overline{i_{n,1/f}^2} = \frac{K}{C_{ox}WL} \frac{1}{f} g_m^2 \tag{1}$$

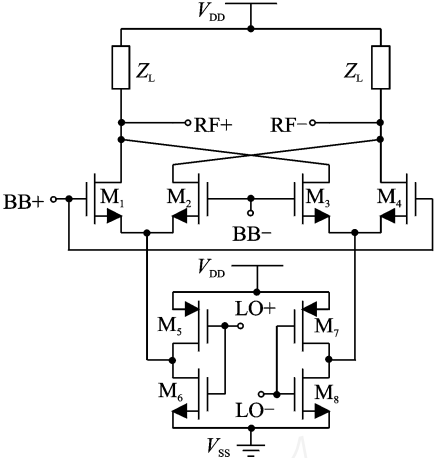


图 2 开关跨导型混频器结构
Fig 2 Switched transconductor mixer topology

$$\overline{i_{n,thm}^2} = 4kT \gamma g_m \tag{2}$$

它们都是小信号跨导 g_m 的函数。因此当MOS管截止时,产生的噪声电流基本可忽略。对于传统的吉尔伯特结构,跨导管始终处于导通状态,开关只是切换电流的流向。而在开关跨导型混频器结构中,在同一时刻仅有半数跨导管处于导通状态,因此跨导管虽然数目增加了一倍,但是产生的噪声和传统吉尔伯特结构相同。

在开关跨导型结构中,任一个倒相器所控制的一对跨导管的工作状态是相同的,因此倒相器产生的噪声到差分输出两端的贡献是共模噪声,可以实现差分抵消。所以,此结构中输出噪声仅有跨导级和负载贡献。

而对于传统吉尔伯特混频器而言,每一个开关MOS管的噪声都会在输出端贡献噪声,而且是独立不相关的,故总的输出噪声中开关的贡献很大^[6]。虽然跨导级与开关跨导型结构中的倒相器处在相同的位置,但是与跨导MOS管串联的开关对中,在同一时间仅有一个开关MOS管处于导通状态,因此任一个跨导MOS管的噪声并不能同时输出到差分两端,无法像开关跨导型结构中的倒相器那样实现噪声抵消。传统吉尔伯特混频器的单边带噪声系数可表示为^[7]

$$NF_{SSB} = \frac{\alpha}{c^2} + \frac{2(\gamma_5 + r_{g5}g_{m5})g_{m5}\alpha + 4\gamma_1\overline{G_1} + 4r_{g1}\overline{G_1^2} + \frac{1}{Z_L}}{c^2g_{m5}^2R_s} \tag{3}$$

其中 α 和 c 是与本振信号有关的参数, γ 、 r_g 和 g_m 分别表示各MOS管的噪声因子、栅电阻和小信号跨

导, $\overline{G}$ 表示开关对在一个周期内的平均跨导, R_s 表示源阻抗。

而在开关跨导型混频器结构中, 开关对不贡献噪声, 因此单边带噪声系数可表示为^[5]

$$NF_{SSB} = \frac{\alpha}{c^2} + \frac{2(\gamma_1 + r_{g1}g_{m1})g_{m1}\alpha + \frac{1}{Z_L}}{c^2g_{m1}^2R_s} \quad (4)$$

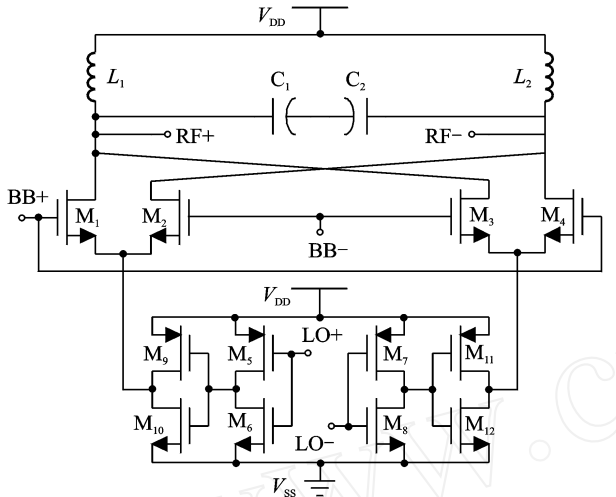


图3 上变频混频器电路

Fig 3 Schematic of the upconversion mixer

2.3 线性度

MOS 管的小信号电流-电压关系可表示为

$$i_o = g_1v_{gs} + g_2v_{gs}^2 + g_3v_{gs}^3 \quad (5)$$

其中 g_1 、 g_2 和 g_3 分别为 MOS 管跨导的各阶泰勒系数。开关跨导型混频器结构中, 当倒相器输出低电平, 跨导管导通, 此时倒相器可以等效成跨导管共源级与地之间的一个串联电阻 R_o 。则引入 R_o 后, 差分输出电流和差分输入电压关系可表示为

$$i_o = g_1v_{RF} + \left[\frac{g_3}{4} - \frac{g_2^2R_o}{1 + 2g_1R_o} \right] v_{RF}^3 \quad (6)$$

当 MOS 管工作在强反型状态下时, 系数 g_3 为负值, 系数 g_2 为正值, 因此 R_o 的引入会恶化跨导的线性度。但只要把 R_o 控制在一个比较小的值, 线性度的恶化程度可忽略, 这就要求倒相器 MOS 管的宽长比要尽量大。但是考虑到功耗以及寄生电容方面的影响, 宽长比并非越大越大, 这就需要在设计和仿真时折衷处理。

3 上变频混频器设计

图3 给出了低噪声高线性度的上变频混频器电路结构, 该电路采用开关跨导型结构。为具有更好的开关特性, 倒相器需要更大的尺寸, 而这必然带来更

大的动态功耗。为解决这个问题, 采用两级小尺寸倒相器级联的方式来实现开关功能, 不仅降低功耗, 同时也降低了对于提供本振信号的振荡器电路驱动能力的要求。

负载采用电感电容谐振网络(LC tank)实现, 因为电感不消耗直流压降, 此电路可以在低电压条件下工作。在本设计中, 采用自己设计的片上中心抽头差分电感^[8]代替两个独立电感, 减小芯片面积。电感的 s 参数仿真利用 Agilent Momentum 软件实现, 然后根据 s 参数建立电感的等效模型, 放入混频器电路中进行整体电路的仿真。

电感采用多层金属并联的方式实现, 品质因数(Q 值)比较高, 故谐振网络的差分并联阻抗值可以高达 1 kΩ, 因此对于性能指标要求的转换增益, 跨导 g_m 可以取相对较小的值。于是根据式(7), 跨导管可以有更大的过驱动电压 V_{eff} , 同时, 减小跨导 g_m 能减小跨导管贡献的噪声。

$$V_{eff} = V_{GS} - V_T = \frac{2I_{DS}}{g_m} \quad (7)$$

当 MOS 管工作在强反型区时, 其电流与过驱动电压的关系如下^[7]

$$I = K \frac{V_{eff}^2}{1 + \theta V_{eff}} \quad (8)$$

其中, θ 和 K 是与工艺和 MOS 管尺寸相关常数。由此可以推导得到跨导以及跨导的二次导数的表达式

$$g_m = \frac{\partial I}{\partial V_{eff}} = \frac{2V_{eff} + \theta V_{eff}^2}{(1 + \theta V_{eff})^2} \quad (9)$$

$$g_m'' = \frac{\partial^2 I}{\partial V_{eff}^2} = \frac{-6\theta}{(1 + \theta V_{eff})^4} \quad (10)$$

两者的比例关系如下

$$\frac{g_m''}{g_m} = \frac{-6\theta}{(2V_{eff} + \theta V_{eff}^2)(1 + \theta V_{eff})^2} \quad (11)$$

由此可以知道, 对于跨导级而言, 更大的过驱动电压会有更好的线性度。

4 测试结果

电路采用中芯国际 0.18 μm CMOS 工艺流片实现。图4 是键合后芯片的显微照片, 图5 是测试电路板的照片。芯片面积为 0.63 mm × 0.78 mm。在 1.8V 电源电压下工作, 芯片的平均电流功耗为 10 mA。为减小寄生效应, 芯片采用 COB (Chip on board) 封装。

本振信号频率固定为 900 MHz, 功率为 0 dBm。图6 表示的是转换增益的仿真和测试值随输入信号频率变化的结果。谐振网络的谐振频率测试结果约为 950 MHz, 比仿真值高了大约 50 MHz。此外, 测试

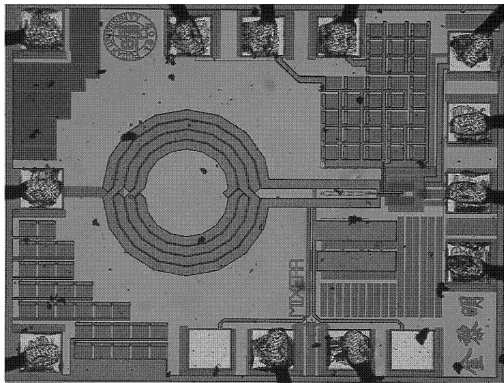


图 4 芯片显微照片

Fig 4 Microphoto of the chip

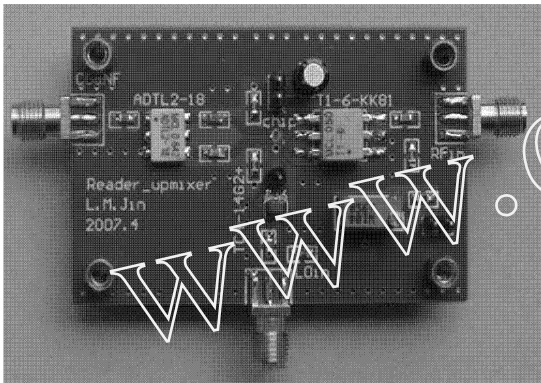


图 5 测试电路板照片

Fig 5 Photo of the test PCB

的增益曲线比仿真更加平坦,可见电感的品质因数有所降低,这同时也造成了谐振频率点上的增益略有下降。测试结果转换增益约为8.5 dB。

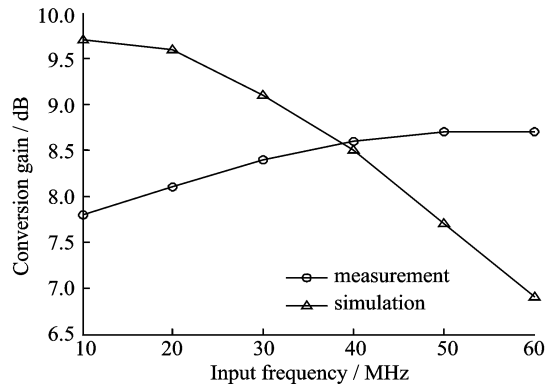


图 6 转换增益仿真和测试结果

Fig 6 Simulated and measured conversion gain

输入参考三阶交调点(IIP3)采用双音(Two-tone)测试。输入两个频率很接近的信号(9.5 MHz和10.5 MHz),每个频率点上的功率为-11 dBm,输出频谱如图7所示。其中,中央的两个尖峰为输出一阶信号的功率,两侧的两个尖峰为输出三阶交调

分量。扫描输入双音信号的功率,得到输入参考三阶交调点的测试结果,如图8所示。由于线性度测试方案中,输出没有实现阻抗匹配,信号受到一定程度的衰减。但是由于一阶信号和三阶交调量的频率非常接近,衰减的程度几乎相同,因此不影响三阶交调点的测试结果。最后,输入参考三阶交调点的测试结果为10.5 dBm。

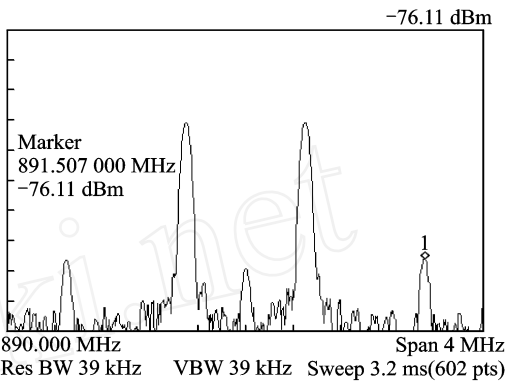


图 7 双音测试输出频谱

Fig 7 Spectrum of two-tone measurement

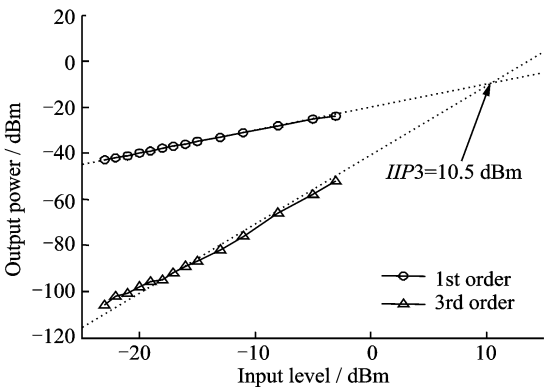


图 8 输入参考三阶交调点测试结果

Fig 8 Measured IIP3

图9表示单边带噪声系数的仿真和测试结果。为实现输出信号与测试仪器之间的阻抗匹配,输出端引入缓冲器,这会使噪声系数恶化0.5 dB左右。因此,混频器核心电路的噪声系数实际上要比图9给出的值略低。

为方便比较,定义混频器的质量因数(FOM)如下:

$$FOM = 1000 \times \frac{IIP3 \times CG}{NF \times P_{dis}} \quad (12)$$

其中,IIP3和P_{dis}单位为毫瓦。FOM越高,表明电路的总体性能越好。

表1给出了本设计的测试结果与近期发表的论文中混频器电路的测试结果的比较。可以看到,文中

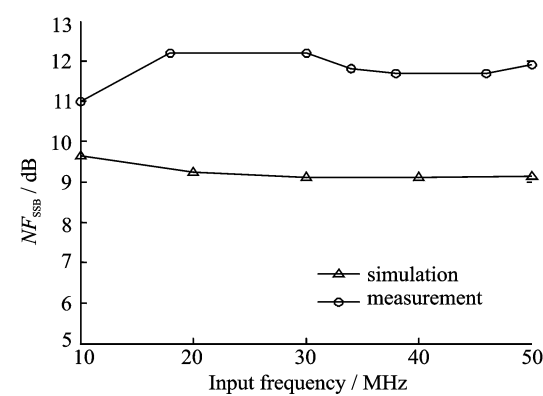


图9 单边带噪声系数仿真和测试结果

Fig. 9 Simulated and measured NF

设计的混频器电路在转换增益, 噪声系数和输入参考三阶交调点几个性能参数上的总体表现更加出色, 质量因数更高。值得注意的是, 一般而言混频器的单边带(SSB)噪声系数要比双边带(DSB)噪声系数高3 dB。

表1 测试结果总结与比较

Tab 1 Summary of measurement results and performances comparison

	[3]	[5]	[9]	This work
Process/ μm	0.18	0.18	0.18	0.18
CG/dB	6	10	6.6	8
NF/dB	18.5(SSB)	24(DSB)	21(SSB)	11(SSB)
IIP3/dBm	11.5	6	1.5	10.5
Power consumption	7 mA $\times$ 3.3 V	0.6 mW	N/A	10 mA $\times$ 1.8 V
FOM	17	43	N/A	123

5 结 论

设计了一种采用开关跨导型结构的上变频混频器。测试结果表明, 该电路能够实现较高的转换增益, 较低的噪声系数和良好的线性度, 可以在相关的射频收发机中获得应用。

感谢安捷伦开放实验室提供高性能的测试仪器以及良好的测试环境, 感谢南京电子器件研究所提供芯片键合封装方面的帮助。

参 考 文 献

[1] Razavi B. RF Microelectronics [M]. New Jersey: Prentice-Hall, 1998

[2] Gu Ming, Shi Yin, Dai Fa. A wide-band high-linear-

ity down-conversion mixer for cable receptions [J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2006, 27(7): 1 159(in Chinese)[顾明, 石寅, 代伐. 一种用于有线接收机的宽带高线性度的下变频混频器[J]. 半导体学报, 2006, 27(7): 1 159]

[3] Chu Fangqing, Li Wei, Ren Junyan. An implementation of a CMOS down-conversion mixer for GSM 1900 receiver [C]. Asia and South Pacific Conference on Design Automation, 2006: 1D-6

[4] Darabi H, Chiu J. A noise cancellation technique in active RF-CMOS mixers [J]. IEEE J Solid-state Circuits, 2005, 40(12): 2 628

[5] Klumperink E A M, Louwma S M. A CMOS switched transconductor mixer [J]. IEEE J Solid-state Circuits, 2004, 39(8): 1 231

[6] Darabi H, Abidi A A. Noise in RF-CMOS mixer: A simple physical model [J]. IEEE J Solid-state Circuits, 2000, 35(1): 15

[7] Terrovitis M T, Meyer R G. Noise in current-commutating CMOS mixers [J]. IEEE J Solid-state circuits, 1999, 34(6): 772

[8] Lu Lei, Zhou Feng, Tang Zhangwen, et al. Equivalent model and parameter extraction of center-tapped differential inductors [J]. Chinese Journal of Semiconductors, 2006, 27(12): 2 150(in Chinese)[卢磊, 周峰, 唐长文, 等. 中心抽头差分电感的等效模型和参数提取[J]. 半导体学报, 2006, 27(12): 2 150]

[9] Liu Lu, Wang Zhihua. Analysis and design of a low-voltage RF CMOS mixer [J]. IEEE Trans CAS II, 2006, 3(3): 212



金黎明(J N L im ing) 男, 1982 年出生, 2005 年毕业于复旦大学电子工程系获理学学士学位, 现为复旦大学微电子学系专用集成电路与系统国家重点实验室硕士研究生, 主要研究方向为射频集成电路设计。



倪熔华(N I Ronghua) 女, 1982 年出生, 2005 年获复旦大学微电子学微电子学专业理学学士学位, 现为复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室硕士研究生, 主要研究方向为射频及模拟电路设计。