

一种基于 OFDM UWB 接收机的 CMOS 下变频混频器*

胡嘉盛 李 巍[†] 李 宁

(复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室, 上海 201203)

摘要: 设计了基于正交频分复用(OFDM)超宽带(UWB)系统的下变频混频器(Mixer),并采用 0.18 μm RF CMOS 工艺,通过一种不同于传统 Gilbert 结构的新颖的双平衡结构来实现,以降低本振大信号对输出中频端的噪声贡献和干扰,降低混频器的静态直流功耗等.测试结果表明:在 4~252MHz 的中频范围内,转换增益大于 2.5~7.8dB,线性度 IIP3 大于 3.3dBm,噪声系数为 22.5~26dB,各端口间隔高度均在约 -50dB,在 1.8V 电压下消耗总电流约为 8mA.

关键词: 互补金属氧化物半导体; 正交频分复用; 超宽带; 混频器

PACC: 0130Q **EEACC:** 1250; 2570D

中图分类号: TN402 **文献标识码:** A **文章编号:** 0253-4177(2008)04-0800-06

1 引言

近年来,现代无线通信市场迅速发展,具有低成本、高集成度特点的 Si CMOS 工艺在射频集成电路中的应用和应用成为热点.

UWB 的技术特点可缓解频带资源需求,使其适合室内复杂多径环境下高速无线局域网的应用,因此正日益受到学术界和产业界的重视.国内对 UWB 收发芯片还处于研究阶段,未实现产业化.

混频器是无线通信接收机,也是 OFDM UWB 接收机中的重要模块.在接收机中,混频器一般位于低噪声放大器 LNA 之后,将天线接收到的经前端 LNA 放大后的信号从射频段搬移到中频段,较低的中频信号便于基带部分电路对信号进行处理.因为天线接收到的有用信号附近的干扰信号也被 LNA 放大,会产生更强的交调乘积项,因此混频器的 RF 端口需具有足够高的线性度;为了提高混频器输出 IF 信号的信噪比,以提高系统的灵敏度,混频器需有一定的转换增益和较低的噪声系数,并且混频器的各端口间需要有较好的隔离度,以抑制端口间信号馈通对电路的不良影响.

OFDM-UWB 接收机使用的频谱从 3.1 到 10.6GHz,如图 1 所示,其中分成 5 组频带,本设计中研究在第一组频带(3.168~4.752GHz)间工作的下变频 Mixer,该 Mixer 输入频率高(3.168~4.752GHz),本振频点为 3.432,3.960 和 4.488GHz,每个本振信号所要处理的射频信号的频率范围是在本振信号左右的约 264MHz 之间,也就是说每个本振信号调制产生的中频 IF 信号的频率范围为在约 264MHz 以内.因为在 OFDM UWB 接收机中前端 LNA 的增益往往难以做大,所以需要 Mixer 具有一定的正增益,而且由于 Mixer 输出中频频带宽(4.125~251.625MHz)^[1,2],所以需要 Mixer 的转换增益具有一定的平坦度.同时该下变频 Mixer 还需要具有一定的线性度特性和噪声特性,以满足 OFDM-UWB 接收机的系统性能.

2 Mixer 电路设计理论分析

按是否有功率增益来分,混频器的结构可以分为无源结构和有源结构.无源混频器的速度快,线性范围大,但增益小于 1.为了能弥补混频器前端 LNA 电压增益可能不够的问题,接收机中经常采用有源结构的混频器,以提供正增益,抑制混频器及后端电路带来的噪声.

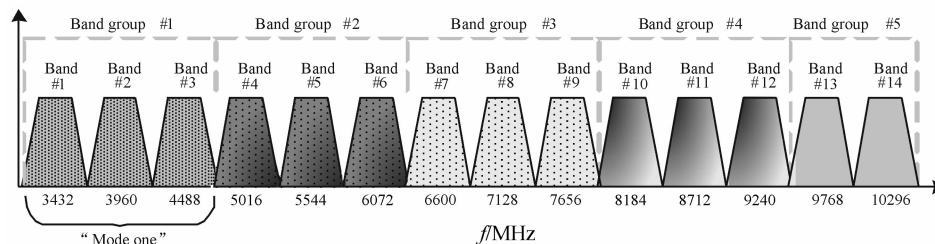


图 1 OFDM UWB 的频带划分
Fig. 1 Spectrum allocation of OFDM UWB

* 国防预研资助项目(批准号:51308020403)

[†] 通信作者. Email: w-li@fudan.edu.cn

2007-07-10 收到,2007-12-09 定稿

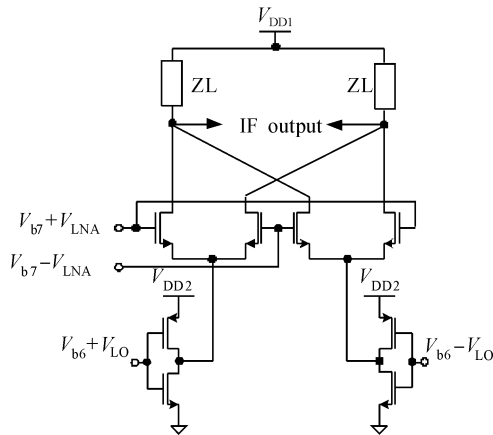


图 2 文献[3]中的切换型电流混频器结构示意图

Fig.2 Topology of the switched current mixer in Ref. [3]

在有源结构混频器中,按照工作原理的不同可以分为平方律型混频器和乘法器型混频器等.较常用的传统结构是 Gilbert 乘法型混频器.

在文献[3]中,提出了一种利用 pMOS 和 nMOS 倒向器对 RF 管的电流进行开关控制,从而实现混频功能的电流切换型混频器,核心结构如图 2 所示.该结构的 LO 开关位于 RF 平衡对管的共源节点处,使得该开关管的 1/f 噪声作为 RF 平衡对管的共模噪声被抑制,而且与具有尾电流源管的传统 Gilbert 结构 Mixer 相比,减少了一层 MOS 管,从而使该平衡 Mixer 可以应用于低电压中.

但这种结构 Mixer 也具有以下的缺点:

(1) 不适于高频 LO 的应用,因为 LO 反向器中 pMOS 管的面积大约是 nMOS 管的 2~3 倍,其引入的对地寄生电容在高频时对 LO 信号的衰减较大,需要较大的 LO 功率来驱动开关以保证 Mixer 有较好的性能,从而需要消耗系统较大的功耗.

(2) LO 反向器的电源可能需要不同于 Mixer 核心电路电源的电压,从而增加了供电电源的数量,加大了电路的复杂性.

针对上面所述两个不足之处,作者提出了一种改进的开关跨导型 Mixer,在图 2 结构的基础上仅用 nMOS 管作为开关使用,如图 3 所示.图 3 中 LO 大信号控制 Mixer 尾部的两个 nMOS 开关,使其轮流导通,周期性地分别产生时变的电流,该电流通过 Mixer 中部的 RF 管,使 RF 管产生时变的跨导 g_m ,如图 4 所示.而 RF 电压信号在 RF 管上基于该 g_m 产生的小信号电流也叠加到该时变电流上,经过 IF 端口差分输出后,时变电流被抵消,而基于时变 g_m 产生的小信号电流翻倍,该电流中存在 RF 与 LO 信号之间的差频分量,即 IF 有用信号.

当 LO 信号使左边开关管导通,产生时变电流 $I_{B1}(t)$,该时变电流使左边两 RF 管产生时变的 $g_{m1}(t)$,经过左边两 RF 管的单路电流分别为:

$$I_{o1, gm1} = I_{B1}(t) + g_{m1}(t) \frac{1}{2} v_{RF}$$

$$I_{o2, gm2} = I_{B1}(t) - g_{m1}(t) \frac{1}{2} v_{RF}$$

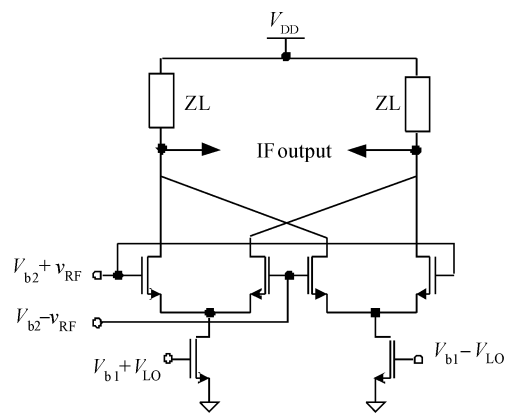


图 3 改进的切换型电流混频器结构示意图

Fig.3 Topology of the switched current mixer proposed in this paper

该两路电流经双端 IF 输出后为:

$$I_{o, gm1} = I_{o1, gm1} - I_{o2, gm1} = g_{m1}(t) v_{RF}$$

当 LO 信号使右边开关管导通,产生时变电流 $I_{B2}(t - \frac{T}{2})$, T 为 LO 的周期.该时变电流使右边两 RF 管产生时变的 $g_{m2}(t)$, $g_{m2}(t) = g_{m1}(t - \frac{T}{2})$, IF 端输出电流为:

$$I_{o, gm2} = I_{o1, gm2} - I_{o2, gm2} = g_{m2}(t) v_{RF}$$

$$\text{即 } I_{o, gm2} = g_{m1}(t - \frac{T}{2}) v_{RF}$$

所以,总的 IF 端差分输出电流为:

$$I_o = I_{o, gm1} - I_{o, gm2} = [g_{m1}(t) - g_{m1}(t - \frac{T}{2})] v_{RF}$$

令 $f_{LO} = 1/T$,则该 Mixer 转换增益可以表示为^[4]

$$CG \approx \frac{2}{\pi} \left(\frac{\sin(\pi f_{LO} \tau W)}{\pi f_{LO} \tau W} \right) g_{m0} R_L$$

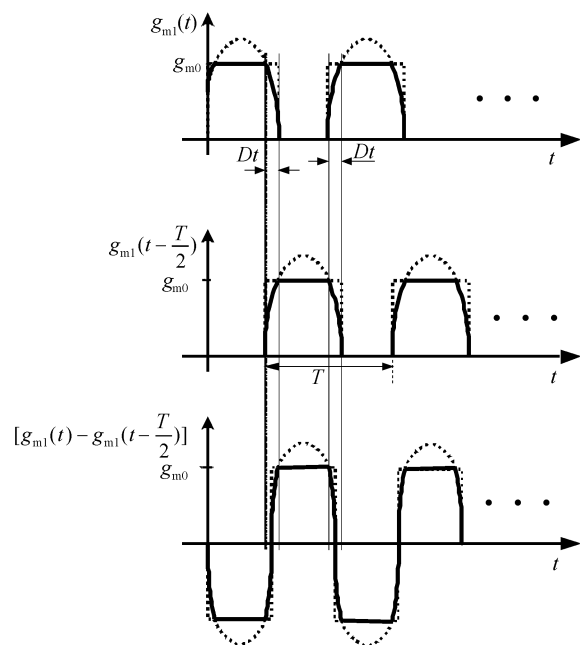


图 4 RF MOS 管时变跨导波形图

Fig.4 Time-varying conductance curves of the RF MOS device

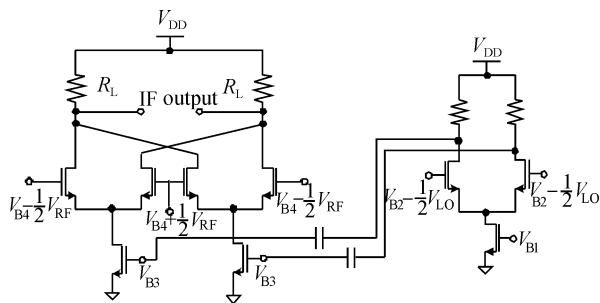


图 5 本设计中 Mixer 电路结构图

Fig.5 Circuit schematic of mixer applied in the design

从 CG 的公式中可以看出,如果要提高转换电压增益,可以提高 LO 的幅度以及增大开关管的宽长比,使开关管趋于在理想的关闭与导通之间切换的“硬开关”状态,以及提高 RF 管的跨导 g_{m0} 和适当的提高负载阻抗 R_L .

在此结构的 Mixer 中,尾部开关管产生的 $1/f$ 噪声被当成 RF 差分对管的共模干扰而被抑制,不过 RF 管本身也会产生较大的 $1/f$ 噪声,为减小该噪声,可以通过增大 RF 管的面积来实现.

该混频器的线性度主要与 RF 管的工作状态以及开关管的开关状态的理想程度有关.为提高线性度,可以增大 LO 信号在开关管栅极上的电压幅度来实现(当然幅度也不能太大,以免该大信号会耦合到其他节点上,影响和干扰电路其他部分的工作状态),也可以通过适当降低 RF 管的宽长比来实现.在直流电流不变的情况下降低 RF 管的宽长比,可以提高该管的过驱动电压,起到提高管子线性度的作用.

3 Mixer 电路设计

Mixer 电路结构如图 5 所示.图中右边的差分放大器是 LO buffer,用来克服由 LO 信号自 PLL 过来时沿途收到的干扰,对 LO 信号进行放大和整形.该 buffer 消耗的电流约为 2.5mA,buffer 的差分输出作为该 Mixer 尾端开关管的开关控制信号.

对该 nMOS 开关管,为了使其趋于硬开关状态,采用的最小栅长为 $0.18\mu\text{m}$,宽度为 $3\mu\text{m} \times 28$.其静态偏置电压与其阈值电压相同,偏置管的 finger 宽度与该 nMOS 开关管的 finger 宽度相同.

RF 输入端 nMOS 管的尺寸为 $0.18\mu\text{m}$,宽度为 $3\mu\text{m} \times 15$.电阻负载约为 420Ω ,提高该电阻值会提高 Mixer 的转换增益,但是提高该电阻时需保证其 RF 管处于饱和状态.

另外,在 RF 管的栅极与地之间并联了 50Ω 电阻(图 5 中略去了该电阻及偏置电路),以实现测试时输入端的阻抗匹配.

4 版图设计

Mixer 的芯片照片如图 6 所示.对此 Mixer 版图

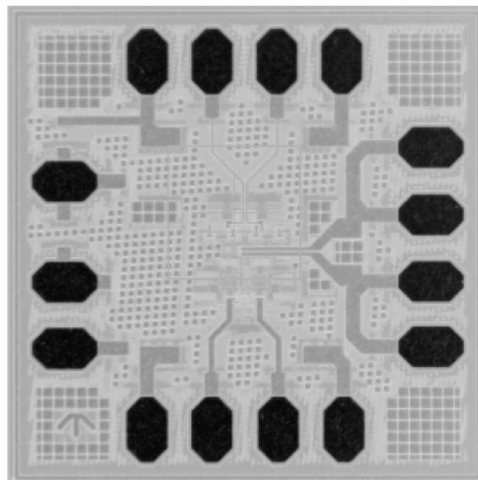


图 6 Mixer 芯片照片

Fig.6 Micrograph of the mixer chip

中,需特别注意各对称管及连接线之间的对称性.为了减小 LO 大信号通过衬底耦合对电路其他部分的干扰,对 RF 管和 LO 管都补加上了隔离深阱.敏感节点采用较高层金属作为连线,而且连线不能太宽.

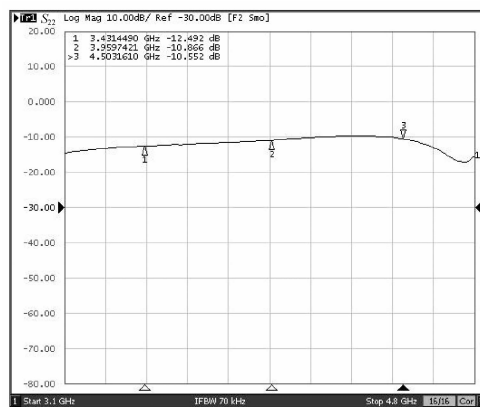
在该版图中,下部分为偏置电路的电流镜阵列,LO 信号从下端输入,经过 LO buffer 后连接到开关管.RF 信号从右端中部输入,加在 4 个 RF 管上,交叉输出后连接到电阻负载,最后接到 V_{DD} 的金属连线上.在版图外圈的 V_{DD} 和 V_{SS} 重叠,以加大 V_{DD} 和 V_{SS} 间的退耦电容.

5 Mixer 的测试

此次测试主要是在安捷伦(上海)开放实验室以及复旦大学专用集成电路与系统国家重点实验室测试间完成的.

5.1 RF 端口和 LO 端口反射系数测试

(1) RF 端口反射系数测试结果

图 7 Mixer RF 端口反射特性 ($S_{22} < -10.5\text{dB}$)Fig.7 Reflection characteristics of the RF port ($S_{22} < -10.5\text{dB}$)

(2) LO 端口反射系数测试结果



图 8 Mixer LO 端口反射特性 ($S_{11} < -9\text{dB}$)

Fig.8 Reflection characteristics of the LO port ($S_{11} < -9\text{dB}$)

5.2 转换增益测试

(1) 测试图形

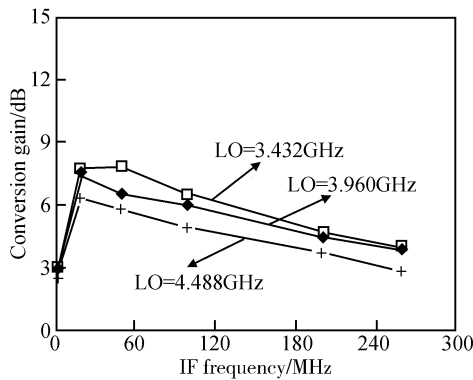


图 9 Mixer 转换增益(测试 IF 频率范围为 4~260MHz)

Fig.9 Conversion gain of the mixer (when the IF is from 4 to 260MHz)

(2) IF 输出口在 100MHz 时的频谱

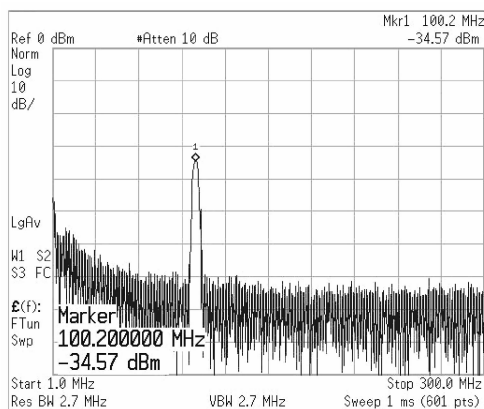


图 10 Mixer 在中频为 100MHz 时的输出频谱

Fig.10 IF output spectrum at 100MHz

(3) 转换增益测试数据处理

经测试发现,片外的作为 IF 端输出 buffer 单位增益运放芯片对 Mixer 的转换增益测试有一定影响.该测试电路示意图如图 11 所示(其中 $R_1 = R_2$).

从图 11 可以看出,因为 Mixer 的转换增益与负载电阻 R_L 成正比关系,为了不减小 Mixer 本身核心电路

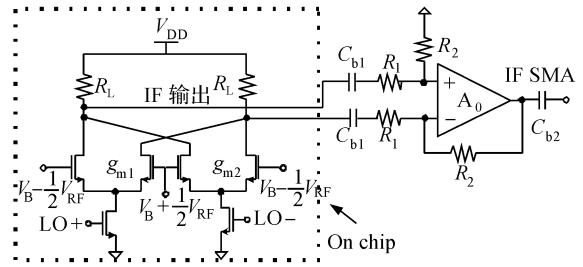


图 11 带 IF buffer 的 Mixer 测试结构图

Fig.11 Topology for mixer testing with IF buffer on board

(虚线框内部分)的转换增益, R_1 作为片外测试用的电阻,其值必须远大于 R_L 的电阻值,此处 Mixer 电路设计中 R_L 的值约为 420Ω ,反馈电阻需远大于 420Ω 才能使得当其与负载电阻并联时不会降低 Mixer 的增益,但能使运放芯片达到最大闭环带宽时的最优反馈电阻 R_1 是 237Ω ,增大 R_1 会减小运放的单位增益带宽.例如当电阻 R_1 为 $10\text{k}\Omega$ 时,Mixer PCB 上测试得到的转换增益在 100MHz 时约为 -20dB ,当 R_1 为 $2\text{k}\Omega$ 时,PCB 测得的 Mixer 转换增益在 20MHz 时为 9.5dB ,在 100MHz 时增益为 0.7dB ,在 260MHz 时约为 -7.7dB .

为了对该运放 buffer 对 Mixer 测试的转换增益和带宽的影响进行折中,此处把反馈电阻折中设置为 510Ω .可知该 510Ω 的反馈电阻与 Mixer 的 420Ω 的负载电阻并联后的电阻约为 233Ω ,使得从数值推断上来看,PCB 上所测得的增益比 Mixer 本身的增益(当运放反馈电阻远远大于 Mixer 负载电阻,且运放带宽无限大时所能测得的增益)要小约 5dB ,而在电路仿真比较中得知 Mixer 并上 510Ω 的反馈电阻后会使得增益下降约 4dB (因为在实际电路中,Mixer 负载处的阻抗由于寄生的影响比负载电阻的阻值 420Ω 要小).所以 Mixer 的实际增益应该为图 11 中测试的结果再增加 4dB ,而且在 IF 的高频段(大致为 $100\sim 250\text{MHz}$)的转换增益应该随频率的增加而补偿更大的值,因为 510Ω 的反馈电阻会使 IF 单位增益 buffer 本身的增益在接近 260MHz 时小于 1,虽然具体的衰减在运放的数据表中没有相应介绍,但是仍可以知道 Mixer 本身的转换增益值比目前测试得到的数值要高.

5.3 噪声测试

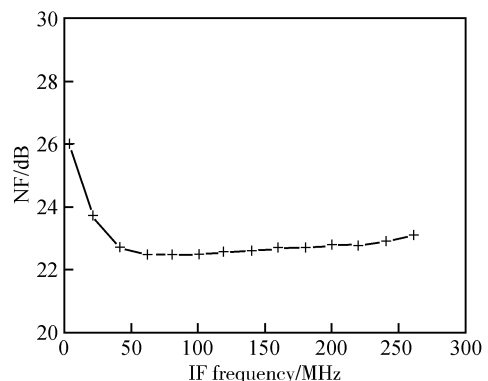


图 12 Mixer 噪声系数 (LO = 3.96GHz)

Fig.12 Noise figure of the mixer (LO = 3.96GHz)

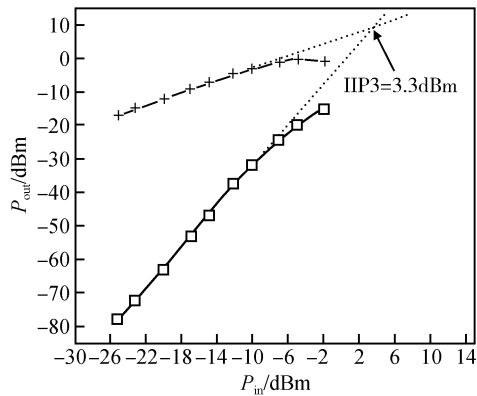


图 13 Mixer IIP3 测试结果
Fig.13 IIP3 of the mixer

5.4 线性度 IIP3 测试

通过 Matlab 对测试数据进行直线拟合和外延,可知测试得到的 IIP3 约为 3.3dBm.

5.5 隔离度测试

通过观察在 Mixer IF 端频谱分析仪中 LO(或 RF)频率分量的功率大小,根据其于 LO(或 RF)信号发生

表 1 端口隔离度测试数据

Table.1 Measurement results of the ports isolation

测试值	隔离度
LO 端口信号源的功率为 -4dBm	LO-IF: -56dB
IF 端口 LO 频率分量的功率为 -60dBm	
LO 端口信号源的功率为 -4dBm	LO-RF: -49dB
RF 端口 LO 频率分量的功率为 -49dBm	
RF 端口信号源的功率为 -10dBm	RF-IF: -52dB
IF 端口 RF 频率分量的功率为 -62dBm	

器中的功率的差值,可以得到 LO-IF(或 RF-IF)的端口隔离度;在 LO 输入信号功率为某定值(例如 -4dBm)的情况下,将频谱分析仪接到 Mixer RF 端口,通过观察频谱分析仪中 LO 频率分量的功率大小,可以由其差值得到 LO-RF 的隔离度,以上隔离度在 3.1 和 4.8GHz 之间的变化不明显.

6 Mixer 测试结果的总结和比较

从以上的测试结果可以看出:在本文的混频器设计中,为了得到较好的线性度,在一定程度上牺牲了噪声的性能.

表 2 所示为本文实现的 Mixer 和近年来在国际顶级期刊发表的相关论文中的 Mixer 的性能比较.

表 2 本设计中 Mixer 测试结果与近年来公开发表结果的性能比较

Table 2 Performance comparison of this mixer and the published mixers in recent years

	This work	Ref. [5], 2005	Ref. [6], 2005	Ref. [7], 2006	Ref. [8], 2006	Ref. [9], 2006
Topology	Current switch	Conventional Gilbert	Conventional Gilbert(I/Q)	Conventional Gilbert	Conventional Gilbert	Conventional Gilbert
Freq. LO/GHz	3~5	3~5	4	1.32	3~5	3.1~4.8
Freq. IF/MHz	4~260	100	500	260	1000~3000	100
CG/dB	>2.5~7.8	3~6.4	7.5	5~7	4~6	5~13
NF/dB	22.5~26	NA	14.6	7.9	14~18	11.7~13.9
IIP3/dBm	>3.3	0~-2	-2.3	4.1	-1	-4~2.4
P-P isolation/dB	~ -50	NA	NA	LO-RF: -72	NA	NA
Supply/V	1.8	1.8	1.5	1.8	1.8	1.8
Current/mA	8	4.3	NA	11.5	11.5	5
Area /mm ²	0.7×0.7	0.9×0.8	NA	0.43×0.36	0.62	0.68×0.65
Tech. (CMOS)	0.18 μm	0.18 μm	0.5 μm	0.18 μm	0.18 μm	0.18 μm

* NA: Not available

7 结论

基于 OFDM UWB 系统的下变频 Mixer 采用了 0.18 μm RF CMOS 工艺,通过一种不同于传统 Gilbert 结构的新颖的双平衡结构来实现,以降低本振大信号对输出中频端的噪声贡献和干扰,降低混频器的静态直流功耗等.测试结果表明:在约 4~252MHz 的中频范围内,转换增益大于 2.5~7.8dB,线性度 IIP3 大于 3.3dBm,噪声系数为 22.5~26dB,各端口间隔离度均在约 -50dB,在 1.8V 电压下消耗总电流约为 8mA.

致谢 作者感谢安捷伦科技的工程师们,在测试过程中给予的帮助.

参考文献

- [1] Ghorashi S A, Allen B, Ghavami M, et al. An overview of MB-UWB OFDM. Proceedings of IEE Seminar on Ultra Wideband Communications Technologies and System Design, 2004; 107
- [2] Anuj B. Multi-band OFDM physical layer proposal for IEEE 802.15 task group 3a. IEEE P802.15 Working Group for Wireless Personal Area Networks(WPANs), 2003
- [3] Klumperink E A M, Louwsma S M, Wienk G J M, et al. A CMOS switched transistor mixer. IEEE J Solid-State Circuits, 2004, 39(8): 1231
- [4] Terrovitis M T, Meyer R G. Noise in current-commutating CMOS mixers. IEEE J Solid-State Circuits, 1999, 34(6): 772
- [5] Choi B G, Hyun S B, Tak G Y, et al. A single transistor level direct-conversion mixer for low-voltage low-power multi-band radios. ETRI Journal, 2005, 27(5): 579
- [6] Lu I S C, Weste N, Parameswaran S. The effect of receiver front-

- end non-linearity on DS-UWB systems operating in the 3 to 4GHz band. Proceedings of IEEE Wireless Communications and Networking Conference, 2005:776
- [7] Phan T A, Kim C W, Lee S G, et al. Gain mismatch-balanced I/Q down-conversion mixer for UWB. Proceedings of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2006:4987
- [8] Reddy K S, Annamalai A M, Wong K W, et al. Low-power UWB LNA and mixer using 0.18- μm CMOS technology. Proceedings of 32nd European Solid-State Circuits Conference, 2006:259
- [9] Chen D M, Lin Z M. A fully integrated 3 to 5GHz CMOS mixer with active balun for UWB receiver. Proceedings of IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems, 2006:370

A CMOS Down-Converting Mixer For OFDM UWB Receivers *

Hu Jiasheng, Li Wei[†], and Li Ning

(State Key Laboratory of ASIC & System, Fudan University, Shanghai 201203, China)

Abstract: A down-converting mixer fabricated with 0.18 μm RF CMOS technology is designed for OFDM-UWB applications. Differing from conventional Gilbert cell topology, a differential topology is proposed and applied in order to reduce the noise contribution and disturbance from the large signal of the local oscillation, as well as to lower the DC consumption of the mixer. The test result demonstrates that over the intermediate frequency band of 4~252MHz, the mixer achieves conversion gain of above 2.5~7.8dB, NF of 22.5~26dB, isolation among the ports of about -50dB, and consumes about 8mA under a 1.8V supply.

Key words: CMOS; OFDM; UWB; Mixer

PACC: 0130Q **EEACC:** 1250; 2570D

Article ID: 0253-4177(2008)04-0800-06

* Project supported by the National Defence Pre-Research Foundation of China(No.51308020403)

[†] Corresponding author. Email: w-li@fudan.edu.cn

Received 10 July 2007, revised manuscript received 9 December 2007