低压 CMOS折叠共源共栅混频器的设计

宋 丹 张晓林 夏温博

(北京航空航天大学 电子信息工程学院, 北京 100191)

摘 要: 基于 SMIC 0.18μm CMOS工艺, 采用一种折叠共源共栅结构, 设计实现了一种低压 CMOS折叠共源共栅混频器, 解决了传统 Gilbert混频器中跨导级与开关级堆叠带来的高电源电压问题, 以及在跨导级的高跨导、高线性与开关级的低噪声间进行折衷设计的难题. 该混频器核心电路尺寸为 165 μm × 75 μm, 当射频信号、本振信号和中频信号分别为 1575.42MHz, 1570MHz和 5.42MHz时, 仿真表明: 该混频器转换增益 (G_C) 为 15dB, 双边带噪声系数为 12.5dB, 输入三阶截断点为 -0.4dBm, 在 1.2V的电源电压条件下, 功耗为 3.8mW, 可用于航空航天领域的电子系统中.

关 键 词: CMOS集成电路; 射频接收机; 混频器; 导航; 电源; 低压; 折叠共源共栅

中图分类号: TN47

文献标识码: A 文章编号: 1001-5965(2008)12-1452-04

Design of low voltage CMOS folded-cascode mixer

Song Dan Zhang Xiaolin Xia Wenbo

(School of Electronics and Information Engineering, Beijing University of Aeronautics and Astronautics, Beijing 100191, China)

Abstract: By using the folded-cascode structure, the problem on high supply voltage of the stacking trans-conductance stage and switching-transistor stage was solved, and the trade-off among the high trans-conductance, high linearity of the trans-conductance stage and the low noise of the switching-transistor stage were also realized. Implemented in a SMIC 0.18μm CMOS process, the low-voltage complementary metal-oxide semiconductor (CMOS) folded-cascode mixer (FCM) core has an area of 165μm × 75μm. When the frequency of the radio frequency (RF) signal, local oscillator (LO) signal and the intermediate frequency (IF) signal are 1575.42MHz, 1570MHz and 5.42MHz, respectively, the simulation results show that the mixer features a conversion gain (G_C) of 15dB, a dual sideband (DSB) noise figure of 12.5dB, a third-order input intercept point (IIP3) of -0.4dBm, and consumes 3.8mW at a power supply voltage of 1.2V. The mixer can be applied to the electronic systems within the realm of the aviation aerospace.

Key words: CMOS integrated circuits; radio receivers; mixers; navigation; power supply; low-voltage; folded-cascode

混频器是导航接收机中的重要组成部分, 主要用来实现频率变换. 混频器的某些性能参数直接影响着整个导航接收机的性能, 例如: 混频器的转换增益决定它的后级模块对系统性能的影响程度, 混频器的功耗对接收机系统的功耗有重要影响, 混频器线性度的提高对整个接收机线性度的改善起关键作用, 混频器的噪声也严重影响着接收机的灵敏度. 因此, 对于导航接收机, 拥有性能优良的混频器是非常重要的.

随着便携式电子产品和深亚微米集成电路技术的迅猛发展, 标准 CMOS(Complementary Metal-Oxide-Semiconducter)工艺所允许的电源电压越来越低, 低压低耗已成为 CMOS集成电路设计工业的重要发展方向; 而通过降低电源电压来降低系

收稿日期: 2007-12-27

基金项目: 国防科工委民用航天专项资助项目

作者简介: 宋 丹(1983-), 女, 辽宁沈阳人, 博士生, buaasd@ee.buaa.edu.cn

统功耗, 是一种最为直接有效的办法. 随着晶体管特征尺寸和栅氧层厚度的不断减小, 仅需较低的电压就可保证电子器件的正常工作, 1.8V (0.18μm) 电源电压现已被广泛应用, 1.2V (0.13μm)和 0.9V (90nm)电源电压也已陆续被应用于电子器件以及片上系统的设计与生产. 另外, 对于军用以及航空航天等领域中的便携式电子设备, 也需要低压低耗电路来延长电池的使用寿命[1-2], 以保证系统在较长时间内可正常稳定地工作.

本文设计了一种低压 CMOS折叠共源共栅混频器 (FCM, Folded-Cascode Mixer), 实现了混频器的低压低耗设计, 同时也改善了混频器的转换增益、功耗、线性度和噪声性能.

1　传统 Gilbert混频器

传统 Gilbert混频器电路结构如图 1所示, 射频信号 RF+、RF- 差分输入 M1~M2组成的跨导级, 本振信号 LO+、LO- 差分输入 M3~M6组成的开关级, 电阻 R作为混频器的负载电阻, 中频信号 IF+、IF- 从负载电阻 R与开关级 M3~M6的漏极之间差分输出.

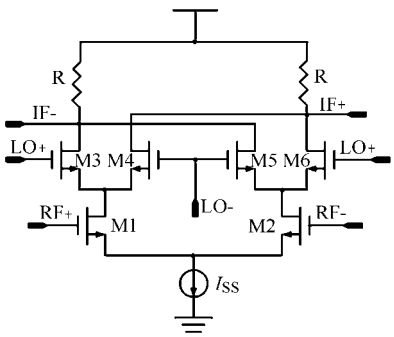


图 1　传统 Gilbert混频器

如图 1示, 传统 Gilbert混频器在低压低耗设计、转换增益、线性度以及噪声性能的改善方面存在如下几个问题.

1) 不利于低压低耗设计. M1~M2和 M3~M6堆叠于电源和地之间, 降低了电压余度, 系统需提供较大的电源电压才能保证一定的线性范围, 即严重限制了电源电压的降低.

2) 加大了线性度和噪声性能、线性度和转换增益之间进行折衷设计的难度. 若将开关级近似为理想开关, 则整个混频器的线性度主要由跨导级决定; 而 CMOS混频器的非线性是由跨导级 MOS管的平方律特性造成的[3], 所以可通过改善跨导级在非线性方面的限制来改善线性度. 通常有如下几种方法: 可采用欠采样混频技术提高线性度, 但会导致噪声系数增大, 即需在线性度和噪声性能之间进行折衷; 可在跨导级的源极加入负反馈, 但会引起转换增益的下降, 即需要在线性度和转换增益之间进行折衷; 可使跨导级工作在线性状态, 但这样也会引起转换增益的下降, 也需在线性度和转换增益之间进行折衷.

此外, 衡量混频器线性度的典型指标 ——输入三阶截断点 IIP3(Input Intercept Point)与跨导级偏置电流 I_{SS}成正比例关系增加[4], 因此还可通过提高 I_{SS}来提高线性度. 但如图 1所示, 跨导级 M1~M2和开关级 M3~M6串联堆叠于电源和地之间, I_{SS}的提高会引起 M3~M6偏置电流的提高, 造成开关级 M3~M6噪声性能恶化 (详见问题 4)的论述), 即需在线性度和噪声性能之间进行折衷设计.

3) 加大了转换增益和噪声性能之间折衷设计的难度. 若将 M3~M6近似为理想开关, 则混频器的转换增益 (G_C)主要由跨导级的跨导 g_m 决定, 见式:

$$g_m = 2\sqrt{\frac{1}{2}\mu_n C_{OX}\frac{W}{L}(1+\lambda V_{DS})I_{D1,2}} \quad (1)$$

式中, 电子迁移率 $\mu_n = 600\sim 800\,cm^2/(V\cdot s)$; C_{OX}和 λ均为常量, 当源漏电压 V_{DS}、工艺参数 W/L均为定值时, 可通过增大跨导级 M1~M2的工作电流 $I_{D1,2}$来增大 g_m. 结合图 1可得

$$I_{D1,2} = \frac{1}{2}I_{SS} \quad (2)$$

可通过增大 I_{SS}来提高跨导 g_m, 但由前述问题 2)可知, 这样会造成开关级噪声性能的恶化.

4) 不利于噪声性能的改善. 影响 CMOS混频器噪声性能的主要因素有: 电阻热噪声、MOS管热噪声以及闪烁噪声. 在频率较低的 CMOS下变频混频器中, 闪烁噪声是主要的低频噪声: 对于电阻, 仅当流过直流电流时, 才有闪烁噪声; 对于 MOS管, 可增大其栅极的宽 (W)和长 (L), 即通过增大栅源寄生电容 C_{gs}来降低闪烁噪声的转角频率, 进而减小闪烁噪声[5-6]. 混频器输入级的闪烁噪声由于频率转换的作用, 在输出端仅出现在本振频率的奇次谐波附近[7], 远离中频信号, 这一影响通常可忽略; 当开关管存在失调电压时, 输入级的闪烁噪声将对输出端的中频信号产生影响, 但数值很小, 也可被忽略[8]; 且当混频器的中频输出信号高于 5MHz时, 降低电阻和 MOS管的热噪声是改善混频器噪声性能的关键.

电阻热噪声可通过降低温度和系统带宽来减小[9]. 对于跨导级 MOS管的热噪声, 可通过增大

开关级 MOS管的栅源有效电压、减小本振信号的幅度来减小. 在不考虑寄生电容的情况下, 开关级输出的热噪声电流的功率谱密度仅与偏置电流成正比, 与本振信号幅度成反比[8]. 因此, 在开关级 MOS管的栅源有效电压和本振信号幅度均为定值的情况下, 减小开关级的偏置电流可降低热噪声; 反之, 会导致噪声性能恶化.

基于上述 4个问题, 本文采用一种折叠共源共栅结构, 基于 SMIC 0.18 μm CMOS射频工艺, 设计了低压 CMOS折叠共源共栅混频器, 可有效解决上述问题.

2 折叠共源共栅混频器

图 2为本文提出的低压 CMOS折叠共源共栅混频器的电路图.

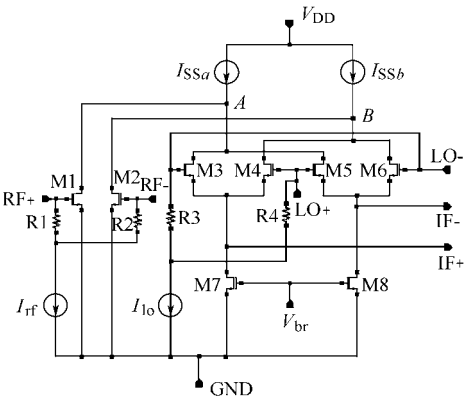


图 2 折叠共源共栅混频器

如图 2所示, 射频信号 RF+、RF- 差分输入 M1~M2组成的跨导级, 本振信号 LO+、LO- 差分输入 M3~M6组成的开关级, 中频信号 IF+、IF- 从开关级与负载级间差分输出; M7~M8构成负载级, 为混频器提供负载阻抗, 偏置电压 V_{br} 为 M7~M8构成的负载级提供栅极偏置电压; 电流源 I_{SSa}, I_{SSb}, I_{rf}和 I_{lo}为混频器提供各种偏置电流. 其中, 电流源 I_{SSa}和 I_{SSb}为 FCM 的跨导级 M1~M2和开关级 M3~M6提供偏置电流; 电流源 I_{rf} 通过电阻 R1~R2为跨导级 M1~M2提供栅极偏置电压, 以使其工作于饱和区; 电流源 I_{lo}通过电阻 R3~R4为开关级 M3~M6提供栅极偏置电压, 以使其在本振信号 LO+、LO- 的作用下工作于开关状态; 偏置电压 V_{br}为负载级 M7~M8提供栅极偏置电压, 以使其工作于饱和区, 为 FCM 提供负载阻抗.

该 FCM 与传统 Gilbert混频器相比, 有如下优点:

1) 实现了低压低耗设计. 降低系统电源电压可较大幅度地降低系统功耗, 该混频器采用折叠结构, 降低了系统对电源电压的要求.

2) 有利于混频器噪声性能的改善. 跨导级 M1~M2产生与射频输入电压成正比的小信号漏极电流, 流经开关级 M3~M6到达负载级 M7~M8, 转化成中频电压信号 IF+、IF- 差分输出. 电流源 I_{SSa}和 I_{SSb}为 FCM 提供偏置电流; 由于从 *A* 点 (或 *B* 点)向 M1~M2和 M3~M6分别看进去, 后者的阻抗要远大于前者的阻抗, 且 FCM 电路结构对称, 所以仅以从 *A* 点看进去、且以 M3~M6左半边电路为例, 当本振信号使 M3导通、M4截止时, 如图 3所示.

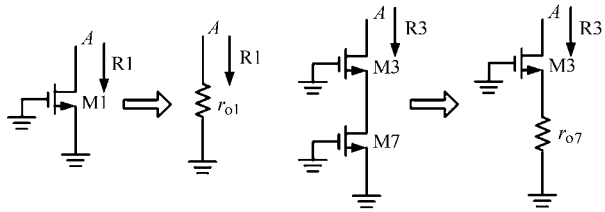


图 3 跨导级和开关级从 *A* 点看进去的阻抗

从 *A* 点向 M1看进去, 此时 M1可视为一个等效电阻 r_{o1}, 其输出阻抗为

$$R_1 = r_{o1} \tag{3}$$

从 *A* 点向 M3看进去, 此时左半边电路可视为一个带负反馈电阻 r_{o7}的共源极, 其输出阻抗为

$$R_3 = [1 + (g_{m3} + g_{mb3}) r_{o3}] r_{o7} + r_{o3} \tag{4}$$

在本设计 FCM 中, 后者的阻抗 R_3 大约相当于前者阻抗 R_1 的 10^5 倍, 因此, 电流源 I_{SSa}和 I_{SSb}的输出电流几乎全部流向跨导级 M1~M2, 为其提供偏置电流, 此时跨导级的偏置电流相当于图 1中的 I_{SS}; 电流源 I_{SSa}和 I_{SSb}中只有大约 $1/10^5$ 的输出电流流向开关级 M3~M6, 成为其偏置电流, 有助于降低开关级的热噪声, 提高混频器的噪声性能.

3) 降低了线性度和噪声性能、线性度和转换增益之间折衷设计的难度. 在将开关级 M3~M6近似为理想开关的情况下, 可通过提高跨导级 M1~M2的偏置电流来提高线性度[10], 即增大电流源 I_{SSa}和 I_{SSb}的输出电流; 由于并不会引起 M3~M6偏置电流的显著增加, 因此不会造成噪声性能的明显恶化, 降低了线性度和噪声性能之间折衷设计的难度. 此时提高线性度不必再采用跨导级源极加负反馈的方式, 避免了线性度和转换增益之间的折衷设计.

4) 降低了转换增益和噪声性能之间折衷设计的难度. 增大 I_{SSa}和 I_{SSb}输出电流可增大 M1~M2的跨导, 进而可提高混频器的转换增益; 同时,

并不会引起 M3~ M6工作电流的明显增加, 因此也不会引起 M3~ M6噪声性能的明显恶化, 减轻了在传统 Gilbert混频器中转换增益和噪声性能之间折衷设计的难度.

5) 由于流过 M3~ M6的偏置电流很少, 导致流经 M7~ M8的偏置电流也很少, 则 M7~ M8可提供较高的输出阻抗, 有利于增大混频器的转换增益.

$$r_{ds7,8} \approx \frac{1}{\lambda} \cdot \frac{1}{I_{D7,8}} \tag{5}$$

M7~ M8均工作于饱和区. 式中, $r_{ds7,8}$是 M7或 M8的输出阻抗; λ为沟道调制系数, 典型值为 10^{-2}/V; $I_{D7,8}$为 M7或 M8的漏极电流. 由式 (5) 知, $r_{ds7,8}$与 $I_{D7,8}$成反比, 即提供很小的漏极电流 $I_{D7,8}$可得到很高的负载阻抗. 本设计 FCM中, 用 M7~ M8代替了传统 Gilbert混频器的负载电阻 R, 提供的输出阻抗可达几百兆欧以上; 且不会导致负载阻抗上的压降过大, 改善了电路的电压余度[11], 利于低压低耗设计的实现. 为了获得更高的输出阻抗, 可将 M7~ M8扩展为两组或更多器件的层叠, 但同时会带来额外电压余度需求的增加.

此外, 由于在 CMOS工艺制作的器件匹配性 (matching) 上, MOS管优于电阻 R. 在 FCM中, M7~ M8的阻抗大小直接关系到转换增益的大小, 因此, 用 MOS管代替负载电阻 R, 可改善混频器的精度.

3　仿真结果

低压 CMOS折叠共源共栅混频器的版图见图 4, 尺寸为 165 μm × 75 μm.

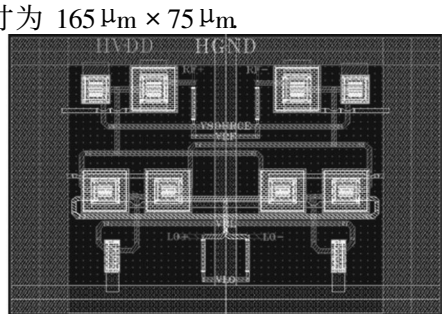


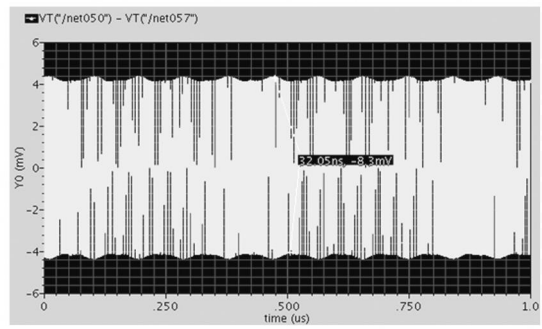
图 4　本文设计的 FCM的版图

文中采用 SMIC 0.18μm CMOS工艺射频库模型, 使用 Cadence SpectreRF 仿真器以及 ADS2006A仿真软件进行仿真, 可得主要性能参数如表 1.

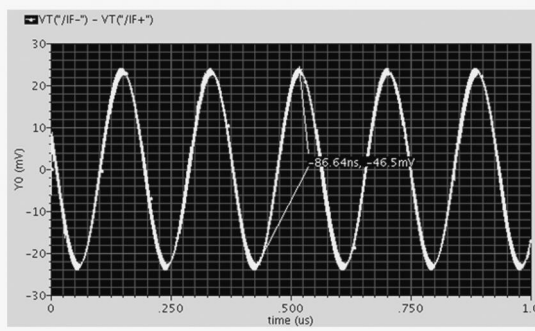
在射频输入端加入匹配网络的情况下, 差分输入功率为 - 100 dBm、频率为 1575.42MHz的射频信号. 图 5a, 图 5b分别为射频输入信号和变频输出信号; 由图 5可得, 转换增益约为 15 dB.

表 1　FCM部分性能参数

参　数	数　值
电源电压	1.2 V
电流消耗	3.2 mA
功率消耗	3.8 mW
射频频率	1575.42 MHz
本振频率	1570 MHz
中频频率	5.42 MHz
射频功率	- 100 dBm
本振功率	- 7 dBm
转换增益	15 dB
DSB噪声系数	12.5 dB
IIP3	- 0.4 dBm



a　FCM射频输入信号



b　FCM变频输出信号

图 5　FCM的射频输入信号及变频输出信号

4　结 束 语

本文采用一种折叠共源共栅结构, 基于 SMIC 0.18μm CMOS射频工艺, 设计了低压 CMOS折叠共源共栅混频器. 该混频器具有良好的转换增益、线性度及低压低功耗的特点, 可用于航空航天领域中的射频接收机及相关电子系统.

参考文献 (References)

[1] Chang F C, Huang P C, Chao S F, et al. A low power folded mixer for UWB system applications in 0.18μm CMOS technology[J]. IEEE Microwave Theory and Wireless Components Letters, 2007, 17(5): 367 - 369

(下转第 1468页)

5 结 论

本文研究了密封罩抗屈曲性能的主要因素,针对某一型号反作用飞轮的密封罩,对其壳面形态及壳面厚度对结构抗屈曲性能进行定量研究,并通过试验验证了分析方法的可行性.研究表明:壳面形态是密封罩结构抗屈曲能力的主要影响因素,在密封罩结构设计时首先采用小凸弧大凹弧的设计方案,然后再考虑适当增加壳面厚度.

对于密封罩类结构,当壳面形态以凹弧占主导地位时,采用特征值分析方法可以得到保守的结果,如能满足稳定性条件,可以不进行进一步的非线性分析.而当壳面形态以凸弧占主导地位时,必须采用非线性分析方法预测结构的临界屈曲载荷值.

参考文献 (References)

[1] 平菊英,刘胜忠.卫星大动量矩飞轮的设计[J].上海航天,2002,1:8-12
Ping Juying, Liu Shengzhong. Big momentum flywheel design for satellite[J]. Aerospace Shanghai, 2001, 1: 8-12(in Chinese)

[2] 崔德刚.结构稳定性设计手册[M].北京:航空工业出版社,1996:1-12
Cui Degang. Structure stability design manual[M]. Beijing: Aviation Industry Press, 1996: 1-12 (in Chinese)

[3] 陈铁云,沈惠中.结构的屈曲[M].上海:上海科学技术文献出版社,1993
Chen Tieyun, Shen Huizhong. Buckling of structures[M]. Shanghai: Shanghai Science and Technology Literature Press, 1993 (in Chinese)

[4] 诸德超,王寿梅.结构分析中的有限元素法[M].北京:北京航空航天大学固体所,1990:354
Zhu Dechao, Wang Shoumei. The finite element method in structure analysis[M]. Beijing: Solid Department of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1990: 354(in Chinese)

[5] 姜维,闵乐宁.动量轮壳体的设计与分析[J].轴承,2004,12:4-5
Jiang Wei, Min Lening. The design and analysis of shell of momentum wheel[J]. Bearing, 2004, 12: 4-5(in Chinese)

[6] 童晓琳.复合材料层合板的非线性后屈曲分析[J].北京航空航天大学,1994,20(2):174-178
Tong Xiaolin. An analysis of nonlinear post-buckling for composite laminates[J]. Journal of Beijing University of Aeronautics and Astronautics, 1994, 20(2): 174-178(in Chinese)

[7] 朱菊芬,初晓婷.一种改进的弧长法及在结构后屈曲分析中的应用[J].应用数学和力学,2002,23(9):961-967
Zhu Jufen, Chu Xiaoting. An improved arc_length method and application in the post_buckling analysis for composite structure[J]. Applied Mathematics and Mechanic, 2002, 23(9): 961-967(in Chinese)

(责任编辑:张 嵘)

(上接第 1455页)

[2] Arvind Kumar, Sandip Tiwari. A power-performance adaptive low voltage analog circuit design using independently controlled double gate CMOS technology[C]//Proceedings of the 2004 International Symposium on Circuits and Systems. Vancouver: the Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc, 2004: 197-200

[3] Huang Mingfeng, Kuo C J, Lee Shuenn-Yuh. A 5.25GHz CMOS folded-cascode even-harmonic mixer for low-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2006, 54(2): 660-669

[4] 吴明明. 2.4GHz CMOS混频器的设计与仿真[D]. 哈尔滨:哈尔滨工业大学微电子科学与技术系, 2006
Wu Mingming. 2.4GHz CMOS design and simulation of mixer[D]. Harbin: Dept. of Microelectronics Science and Technology, Harbin Institute of Technology, 2006(in Chinese)

[5] 刘乾坤.超宽带系统中CMOS直接下变频混频器的设计和研究[D].西安:西安电子科技大学微电子学院, 2007
Liu Qiankun. Design and research on CMOS direct down conversion mixer for UWB system[D]. Xi'an: School of Microelectronics, Xidian University, 2007(in Chinese)

[6] Pullela R S, Sowlati T, Rozenblit D. Low flicker-noise quadrature mixer topology[C]//Proceedings of the 2006 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers. Maine: S^3 Digital Publishing, Inc, 2006: 1870-1879

[7] Wu T H, Tseng S C, Meng C C, et al. GaInP/GaAs HBT sub-harmonic gilbert mixers using stacked-LO and leveled-LO topologies[J]. Microwave Theory and Techniques, 2007, 55(5): 880-889

[8] 崔福良.蓝牙收发机中混频器电路和镜像抑制电路的分析与设计[D].上海:复旦大学微电子学系, 2004
Cui Fuliang. Analysis and design of mixers and image-reject circuits in bluetooth transceiver[D]. Shanghai: Dept. of Microelectronics, Fudan University, 2004(in Chinese)

[9] 陈邦媛.射频通信电路[M].北京:科学出版社, 2004:58
Chen Bangyuan. RF communication circuits[M]. Beijing: Science Press, 2004: 58(in Chinese)

[10] Lee C P, Behzad A, Dayo O Ja, et al. A highly linear direct-conversion transmit mixer transconductance stage with local oscillation feedthrough and I/Q imbalance cancellation scheme[C]//Proceedings of the 2006 IEEE International Solid-State Circuits Conference Digest of Technical Papers. Maine: S^3 Digital Publishing, Inc, 2006: 1450-1459

[11] Shevchuk E, Kyusun Choi. Folded cascode CMOS mixer design and optimization in 70 nm technology[C]//Proceedings of 48th Midwest Symposium on Circuits and Systems. Stoughton: The Printing House, Inc, 2005: 943-946

(责任编辑:娄 嘉)