

一种用于 CMMB 的可变增益 LNA 的设计

陈 郑,段吉海,黄 胜

(桂林电子科技大学 信息与通信学院,广西 桂林 541004)

摘 要: 采用 $0.13\ \mu\text{m}$ CMOS 工艺设计了一种应用于 CMMB 的可变增益的低噪声放大器(low noise amplifier, LNA). LNA 工作于 $2.635\sim 2.66\ \text{GHz}$,采用低增益和高增益两种控制模式,其中高增益为主要工作模式.设计使用 cadence 软件进行前仿真和后仿真,随后对其进行了流片和封装测试.测试结果显示,在高增益时, S_{21} 为 $9.25\sim 9.42\ \text{dB}$,NF 为 $1.99\sim 2.26\ \text{dB}$,IIP3 为 $1.25\ \text{dB}$.使用 $1.2\ \text{V}$ 电源供电,直流功耗为 $7.38\ \text{mW}$.低增益时 S_{21} 为 $-5.85\ \text{dB}$ 到 $-5.70\ \text{dB}$,NF 为 $7.90\ \text{dB}$ 到 $8.99\ \text{dB}$,IIP3 为 $14.19\ \text{dB}$.

关键词: CMMB;低噪声放大器;ESD

中图分类号: TN402

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2013)12-0160-04

Design of a Variable Gain LNA Applied in CMMB

CHEN Zheng, DUAN Ji-hai, HUANG Sheng

(School of Information and Communication, Guilin University of Electronic Technology, Guilin 541004, China)

Abstract: A variable gain low noise amplifier (LNA) has been implemented in $0.13\ \mu\text{m}$ CMOS technology to support CMMB standards. This LNA works from $2.635\ \text{GHz}$ to $2.66\ \text{GHz}$, and is divided into low gain mode and high gain mode which is mainly used. With the help of cadence software, pre-simulation and post-simulation was done. And then the chip was taped out and packaged before being measured. Chip measurement shows that, in the mainly used high gain, S_{21} is from 9.25 to $9.42\ \text{dB}$, NF is from 1.99 to $2.26\ \text{dB}$, IIP3 is $1.25\ \text{dB}$. Power dissipation is $7.38\ \text{mW}$ with while the power supply is $1.2\ \text{V}$. In the low gain, S_{21} is from $-5.85\ \text{dB}$ to $-5.70\ \text{dB}$, NF is from $7.90\ \text{dB}$ to $8.99\ \text{dB}$, IIP3 is 14.19 .

Key words: CMMB; LNA; ESD

1 引言

自从国家广电总局正式颁布 CMMB(China Mobile Multimedia Broadcasting, 中国移动多媒体广播)行业标准之后,移动数字调谐器在市场上应用越来越广泛.各种小屏幕移动终端只要内置了 CM-MB 接收芯片,就可接收广播电视节目中的各种信息. CMMB 技术具有传输节目套数多、节目质量高、画质清晰、播出流畅等特点,可满足人们随时随地收视的需求^[1].

CMMB 主要使用以下四个波段:L 波段($1.452\sim 1.492\ \text{GHz}$),S 波段($2.635\sim 2.66\ \text{GHz}$),UHF

波段($470\sim 862\ \text{MHz}$),VHF 波段($168\sim 240\ \text{MHz}$).文献[2]中主要研究 UHF 和 VHF 波段,文献[3]中主要研究 UHF 和 S 波段,文献[4]中主要研究 UHF 和 L 波段. CMMB 利用 S 波段的信号实现“天地”一体覆盖以及全国漫游,支持 25 套电视和 30 套广播节目.本文设计的是一款应用于 S 波段的低噪声放大器.

2 系统分析

CMMB S 波段射频前端电路框图如图 1 所示.从 ANT(Antenna, 天线)接收到的射频信号经 S-LNA(S-band Low Noise Amplifier, S 波段低噪声

收稿日期: 2013-03-20; 修回日期: 2013-05-22

基金项目: 国家自然科学基金(61161003, 61166004)

放大器)放大,然后经过 RFVGA(Radio Frequency Variable Gain Amplifier,射频可变增益放大器)进一步放大之后被来自 PLL(Phase-Locked Loop,锁相环)的振荡信号和 Mixer(混频器)进行复混频之后,最后产生 I/Q 信号经过 LPF(低通滤波器)输出给 BB(Baseband,基带)进行后续处理.本文重点研究对象为位于接收机第一级的低噪声放大器.由于射频可变增益放大器增益变化范围为 $-18\sim 32$ dB左右,所以,低噪声放大器的增益变化范围为 $-5\sim 10$ dB.

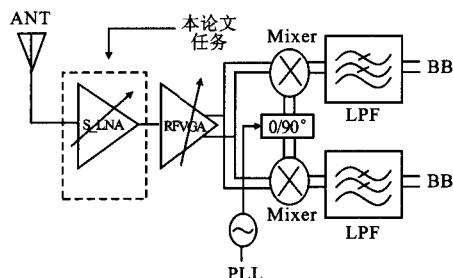


图1 CMMB S波段 LNA 系统框图

3 电路设计

3.1 MOS 型电流镜

忽略沟道长度调制效应,工作于饱和区的长沟道 MOS 晶体管满足如下 $I-V$ 方程:

$$I_D = \frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (V_{GS} - V_{TH})^2 \quad (1)$$

式中, I_D 表示 MOS 管漏端电流, μ_n 表示 n 沟道载流子的迁移率, C_{ox} 为单位面积栅极电容, W/L 表示 MOS 管的宽长比, V_{GS} 为栅源电压, V_{TH} 为阈值电压.流进 MOS 晶体管漏端的电流与它的栅源电压之间是一一对应的.因此,工作于饱和区的 MOS 晶体管可以用作构成电流镜的基本器件.接成二极管形式的晶体管 M_1 将输入电流转化为内部的参考电压 V_{in} ,这个参考电压同时作为第二个静态管的 M_2 的栅极电压,在该电压的控制下, M_2 漏端会有一定的电流流动,从而实现电流镜像功能^[5-6],如图 2 所示.

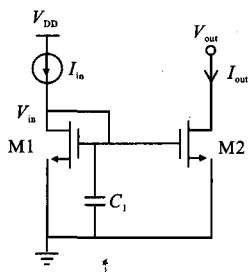


图2 简单 MOS 型电流镜电路

如果 M_1 和 M_2 均工作于饱和区,忽略沟道长度

调制效应,简单的 MOS 型电流镜的电流增益如下:

$$\begin{aligned} \alpha &= \frac{I_{out}}{I_{in}} \\ &= \frac{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_2 (V_{in} - V_{TH})^2}{\frac{1}{2} \mu_n C_{ox} \left(\frac{W}{L}\right)_1 (V_{in} - V_{TH})^2} \\ &= \left(\frac{W}{L}\right)_2 \\ &= \left(\frac{W}{L}\right)_1 \end{aligned} \quad (2)$$

可以看到,简单 MOS 型电流镜的电流增益是两个晶体管宽长比的比值.其中电容 C_1 值一般为几 PF 左右,用来滤除栅极和地之间的杂波.

3.2 主电路

采用高低两种增益模式的最主要原因是只有小信号才需要放大,大信号不需要放大.由于后级 RFVGA 增益可控,所以,整个接收链路的增益变化范围更大,功耗更小.大信号情况下,NF 可不考虑,由式(3)可以看出,如果信号很大时,即使噪声变大信噪比 SNR 未必会大:

$$SNR = 10 \lg \left(\frac{\text{Signal power}}{\text{Noise power}} \right) \quad (3)$$

3.2.1 高增益电路

高增益部分采用共源放大和共栅放大电路级联的共源共栅(Cascode)结构.共源管作为主放大管给电路提供足够的增益,共栅管用来减小共源管的 C_{gd} 引起的密勒效应及增强整个电路反向隔离性能.共源管所需的直流偏置电路由电流镜提供^[7-8].

从图 3 可以看出该放大器是输出阻抗 R_{out} 是负载电阻 R_{out} 和向 Cascode 管 M_2 漏端看进去的阻抗 R_0 的并联.考虑到输入信号源为 0 时, M_1 的小信号等效电路仅包含输出阻抗 r_{o1} ,因此有如下 R_0 可用以下关系式表示:

$$\begin{aligned} R_0 &= r_{o1} + [1 + (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o1}] r_{o2} \\ &\approx (g_{m2} + g_{mb2}) r_{o1} r_{o2} \end{aligned} \quad (4)$$

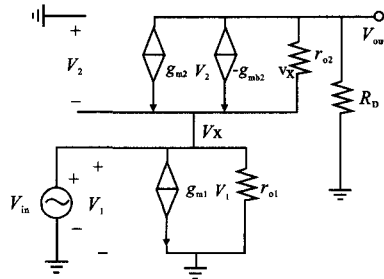


图3 考虑 MOS 管的沟道长度调制效益的共源共栅放大器的低频小信号等效电路

整个 cascode 放大器的输出阻抗为 R_D 和 R_0 的并联, 所以电压增益 a_{v0} 可以表示如下:

$$a_{v0} = -G_m R_{out} = -G_m (R_0 \parallel R_D) \\ = -g_{m1} [(g_{m2} + g_{mb2}) r_{o1} r_{o2} \parallel R_D] \quad (5)$$

由式(4)可知, Cascode 电路结构可以获得高输出电阻, 提高本征增益. 该电路在获得高增益和高输出阻抗的同时, 牺牲的是输出电压的摆幅. 另外, 由于工艺库里面只提供了两个电感, 分别为 0.9 nH 和 1.1 nH, 设计中采用了 1.1 nH 的电感. 因为电感值小, Q 值较低, 制约了高增益时的电压增益.

3.2.2 低增益电路

低增益部分采用 NMOS 管控制电路导通, 电容、电阻的串联实现低增益结构. 其中电容的值要足够大, 才能使电容的阻抗比电阻的值小, 保证射频信号能够顺利通过.

由于图 4(a)中电容的容值一般很大, 通常电容为 10 pF 左右, 阻抗较小, 在计算增益时可以省去, 省去电容后的电路如图 4(b)所示. 则低增益时电压用 VG 表示, 则增益表达式如下:

$$VG = \frac{R_{out}}{R_{low} + R_{out}} \quad (6)$$

由于高低增益共用负载, 高增益时负载匹配到 50 Ω , 为了实现 -6 dB 左右的增益, R_{low} 取 50 Ω .

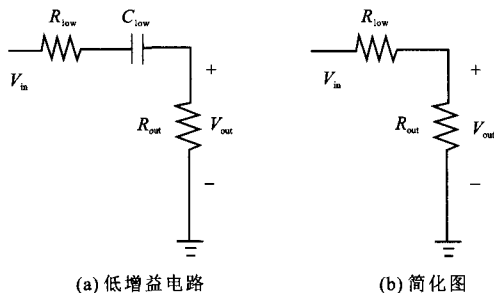


图 4 低增益电路

3.2.3 高低增益切换电路

一般栅级电压大于 0.6 V 时使用 NMOS 管做开关, 为防止产生分压或者损耗, 开关管的宽长比一般比较大. 另外, 由于电源和地都容易产生一些波动, 故需要在使能端口后面加反相器来驱动开关. 本文提出的电路结构如图 5 所示.

4 版图设计

4.1 焊盘及 ESD 电路

为了防止电源线上出现大的 ESD(Electrostatic Discharge, 静电放电过程)瞬态, 在芯片上引入电源钳制电路. 采用一个大尺寸的开关管 M_1 、三级反相器级联、 $R_1 C_1$ 耦合子网络及复位电阻 R_2 构成. 电源

钳制电路如图 6 所示.

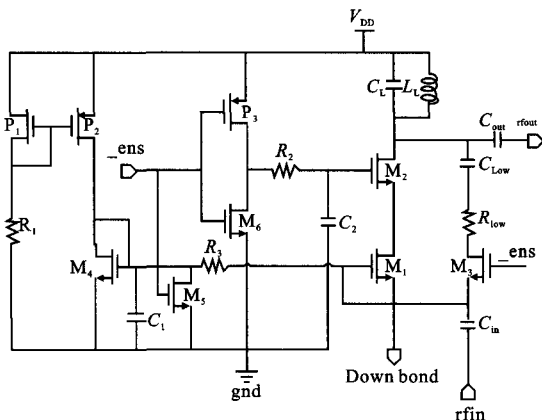


图 5 本文设计的电路图

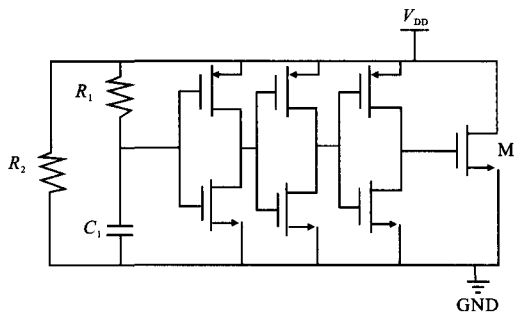


图 6 电源钳制电路

芯片输入、输出、电源和使能控制端之外, 电路将 Cascode 放大管源级的地和其他地分开. 另外, 在版图设计时, 各个焊盘都加上 ESD 保护电路.

4.2 电路版图

使用 0.13 μm 工艺进行了电路版图(图 7)设计, 为方便芯片流片后的切割, 版图中的空隙和外部使用金属进行填充, 最外圈加上金属环. 电路版图如图 7 所示.

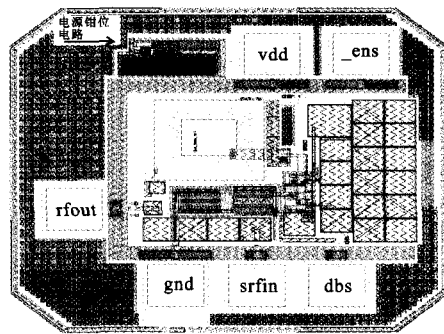


图 7 电路版图设计

5 芯片测试

芯片封装采用 4×4 结构, 为了使输入输出信号线尽量短, 封装的时候芯片放置于左下角. 本次流片测试主要验证指标为功耗 P 、增益 S_{21} 、噪声系数

NF、输入三阶截点 IIP3 等。

以下例举芯片的部分测试结果,其中图 8 所示为高增益的情况下,使用网络分析仪测试的 S 参数的结果,图 9 所示为高增益时使用噪声分析仪测量出的噪声系数结果。高增益时后仿真和测试结果比较见表 1。

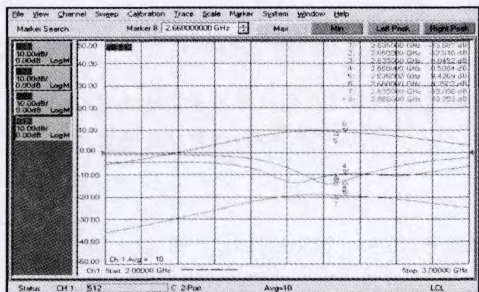


图 8 高增益时 S 参数测试结果



图 9 高增益时噪声系数测试结果

表 1 高增益时后仿真和测试结果比较

高增益	后仿真	测试结果
P/mW	7.38	7.38
S_{11} /dB	-26.75~-24.96	-13.69~-12.51
S_{21} /dB	10.55~10.67	9.25~9.42
S_{12} /dB	-13.36~-13.33	-19.25~-19.1
S_{22} /dB	-25.99~-24.06	-9.85~-9.51
NF	1.22~1.27	1.99~2.26
IIP3	1.8	1.25

6 结束语

中国 CMMB 技术在北京奥运期间为移动多媒

体设备(手机、上网本、公交等小型接收终端)提供了高品质的服务,在不久的将来,CMMB 定将发挥中更重要的作用。文中对应用于 CMMB 的 S 波段 LNA 进行设计和流片测试。测试表明,该芯片性能良好,与后仿真相差较小,符合指标要求,为进一步研究 CMMB 技术提供了实践基础。

参考文献:

- [1] 毛剑慧,黑勇,乔数山,等. CMMB 系统接收机同步及信道估计设计[J]. 微电子学与计算机,2008,25,(5): 124-127.
- [2] Zhao Jinxin, Hu Xueqing, Shi yin, et al. An RF front-end with an automatic gain control technique for a U/V band CMMB receiver [J]. Journal of Semiconductors, 2011,32(10):118-126.
- [3] Hao Hu, Taotao Yan, Cui Mao, et al. A single ended input wideband variable gain low noise amplifier with balanced differential output and digital AGC for CM-MB TV tuner[C]//Proceedings of The 12th International Symposium on Integrated Circuit. [s. l.]: IEEE, 2009.
- [4] 刘学敏,杨拥军,文光俊. 基于移动数字电视应用的宽带可变增益 LNA 设计[J]. 电视技术. 2011,35(07): 36-40.
- [5] 毕查德·拉扎维,著,陈贵灿,程军,张瑞智,等译. 模拟 CMOS 集成电路设计[M]. 西安:西安交通大学出版社,2003.
- [6] 池保勇. 模拟集成电路与系统[M]. 北京:清华大学出版社,2009.
- [7] 李智群,王志功. 射频集成电路与系统[M]. 北京:科学出版社,2008:15-50.
- [8] Behzad Razavi. RF Microelectronics[M]. 北京:清华大学出版社,2003:232-233.

作者简介:

陈 郑 女,(1987-),硕士研究生. 研究方向为射频集成电路设计与应用。

段吉海 男,(1964-),教授,硕士研究生导师. 研究方向为射频集成电路设计与应用。

黄 胜 男,(1987-),硕士研究生. 研究方向为射频集成电路设计与应用。