

一种指数增益控制宽范围可变增益放大器

高 垒, 罗 敏

(哈尔滨工业大学(威海)国际微电子中心, 山东 威海 264209)

摘 要:采用中芯国际(SMIC) 0.35 μm CMOS混合信号工艺设计了一个具有指数增益特性的宽增益调节范围的可变增益放大器,其作为对信号的前级放大单元已经应用在了本中心设计的一款用于红外信号接收的芯片中。设计的这款可变增益放大器由 Gilbert 单元、指数转换电路、固定增益放大器组成。经过 HSPICE 仿真验证,该放大器可以实现 -11.3dB~33.4dB 的增益连续变化,其 -3dB 带宽为 5.2MHz、相位裕度 60°、控制电流与增益成 dB-线性,很好地满足了整个红外接收芯片对其的性能要求。

关键词:可变增益放大器; Gilbert 单元; 指数增益控制; dB-线性

中图分类号: TN432

文献标识码: A

文章编号: 1673-629X(2009)02-0048-04

A Wide Gain Range Variable Gain Amplifier with Exponential Gain Control

GAO Lei, LUO Min

(International Microelectronic Center of Harbin Institute of Technology, Weihai 264209, China)

Abstract: A wide gain range CMOS variable gain amplifier with exponential gain control is designed using SMIC 0.35 μm CMOS mix-signal process. The amplifier has been used in one IRDA IC. The variable gain amplifier consists of Gilbert cell, exponential generator and a stage of a fixed-gain amplifier. After simulation with HSPICE, this amplifier can achieve a continuous-gain control range of -11.3dB~33.4dB, 5.2MHz bandwidth(-3dB), 60° phase margin and control current make the gain vary linear-in-dB. It has well caught the performance index of whole IRDA IC.

Key words: variable gain amplifier; Gilbert cell; exponential gain control; linear-in-dB

0 引 言

在当代的计算机系统特别是要求良好移动性能的便携式计算机中,红外、蓝牙等无线接入方式得到了广泛的应用。但由于受发射功率大小、收发距离远近、电波传播衰落等各种因素影响,无线接收机所接收的信号强弱变化范围很大,信号强度的变化可以从几微伏至几毫伏,相差几十分贝。如果接收机增益不变,则信号太强时会造成接收机的饱和或阻塞,甚至使接收机损坏,而信号太弱时又可能被丢失。因此,在接收弱信号时,希望接收机有很高的增益,而在接收强信号时,接收机的增益应减小一些。这种要求靠人工增益控制来实现是非常困难的,必须采用自动增益控制电路(AGC)^[1]。

在 AGC 系统中,可变增益放大器(VGA)是其核心

部分。AGC 系统的稳定性和对输入信号的响应灵敏度在很大程度上取决于 VGA 的设计性能。运用可变增益放大器可以实现在不恶化系统噪声指数的情况下,提升系统的动态接受范围,以实现系统设计所要求的低噪声、高线性度和可调增益范围大的性能指标。

采用了 Gilbert 单元作为可变增益的核心单元,并使用电流镜做负载的共源级作为放大电路的第二级。为实现宽增益范围调节,要求 VGA 的增益与控制信号成 dB-线性,设计了一种近似指数电路,较好地实现了指数控制的功能。此外,还运用了共模反馈、极零抵消的密勒补偿及差动转换完善了 VGA 的设计。

1 电路设计

首先给出 VGA 的整体框架图(如图 1 所示)。

1.1 指数控制电路

在 AGC 系统中,为了使总回路的增益响应时间与输入信号幅度无关,一般将 VGA 的增益设计成与控制电压成指数的关系^[2]。

收稿日期: 2008-05-10

作者简介:高 垒(1983-),男,山西太原人,硕士研究生,研究方向为模拟集成电路设计;导师:张 岩,教授,研究方向为面向消费类电子的 SOC 研究。

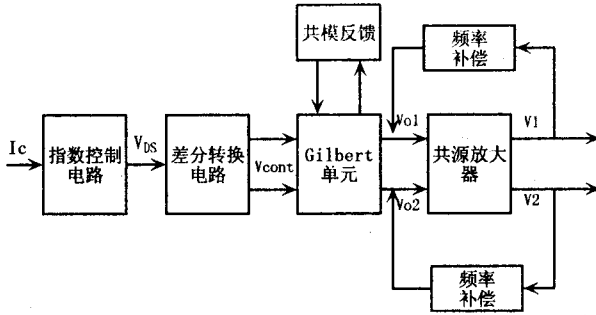


图1 VGA 整体框架

一个最直接的做法是在 CMOS 工艺中构造寄生双极晶体管,产生指数规律的电流-电压关系。但是,为了保证寄生晶体管正常工作,需要额外的辅助电路。由这一方法构造的电路功耗高、可靠性差。

第二个做法是让 MOS 管工作在亚阈值区,此时的漏极电流和栅源电压满足指数关系。不过,这样虽然实现了指数特性,但栅极控制电压的变化范围有限,输出电流也较小^[3]。

在 CMOS 电路中,更普遍的做法是根据近似公式实现指数功能。本设计中就采用构造 $(1+x)/(1-x)$ 的控制电路来近似指数函数^[4]。

构造伪指数电路的方法是基于下面的等式:

$$f(x) = \frac{1+x}{1-x} \approx \exp(2x) \quad |x| < 1 \quad (1)$$

但此构造方法所得到的误差较大,现在常常采用构造如下的等式来解决这个问题:

$$f(x) = \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^2 \approx \exp(4x) \quad |x| < 1 \quad (2)$$

如图2左半部分所示, M1、M2、M6 和 M7 构成的两个电流镜背对背相接,控制电流 I_C 取向为正。设 $K = K_{N6} = K_{N7} = K_{P1} = K_{P2}$, K 为 MOS 管的导电因子。可得:

$$I_1 = \frac{K}{2} (V_{DD} - V_C - |V_{TP}|)^2 \quad (3)$$

$$I_2 = \frac{K}{2} (V_C - V_{TN})^2 \quad (4)$$

式中 V_{TP} 为 PMOS 管的阈值电压; V_{TN} 为 NMOS 管的阈值电压。

由图2可知 $I_2 = I_1 - I_C$, 所以可得:

$$V_C = \frac{V_{DD} - |V_{TP}| + V_{TN}}{2} + \frac{I_C}{K(V_{DD} - |V_{TP}| - V_{TN})} \quad (5)$$

将式(5)代入式(3)、(4)可得:

$$I_1 = \frac{K}{2} \cdot$$

$$\left[\frac{V_{DD} - |V_{TP}| - V_{TN}}{2} + \frac{I_C}{K(V_{DD} - |V_{TP}| - V_{TN})} \right]^2 \quad (6)$$

$$I_2 = \frac{K}{2} \cdot \left[\frac{V_{DD} - |V_{TP}| - V_{TN}}{2} - \frac{I_C}{K(V_{DD} - |V_{TP}| - V_{TN})} \right]^2 \quad (7)$$

$$\text{令 } x = \frac{I_C}{2K\gamma^2} \quad \gamma = \frac{V_{DD} - |V_{TP}| - V_{TN}}{2}$$

并结合式(2)可得:

$$\frac{I_1}{I_2} = \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^2 \approx \frac{\exp(2x)}{\exp(-2x)} = \exp(4x) \quad (8)$$

从整个电路图上看,电流镜 M3 - M4 将电流 I_2 镜像到 M5 和 M9 的漏极。从两个二极管连接的 M5 和 M9 的共漏端看进去(这个共漏端也是 M8 的栅极),存在一个恒定阻抗。这个阻抗将电流 I_2 转换成电压 V_{G9} 。这个电压与式(5)类似,只不过用 I_2 替换了式中的 I_C , 因此 V_{G9} 与 I_2 成正比。图2中 M8 管工作在三极管区,用作压控电阻。其阻值为:

$$R_{DS} = \frac{1}{K_{n8}(V_{G9} - V_{TN})} \quad (9)$$

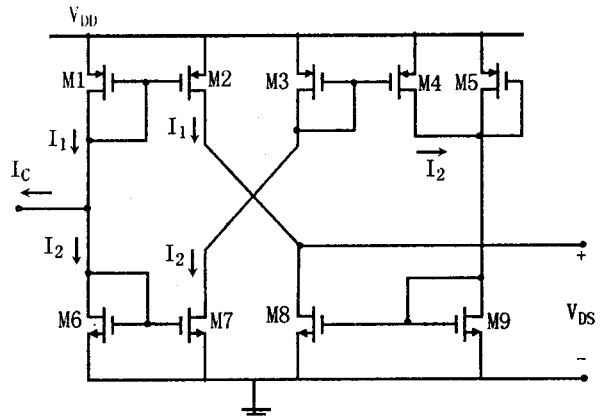


图2 伪指数电路总图

而 I_1 流过 M8 管产生漏源电压 $V_{DS} = R_{DS}I_1$, 由于

$R_{DS} \propto \frac{1}{V_{G9}}$, $V_{G9} \propto I_2$, 故 $R_{DS} \propto \frac{1}{I_2}$, $V_{DS} \propto \frac{I_1}{I_2}$, 联系式(8), 可以得到:

$$V_{DS} = \alpha \frac{I_1}{I_2} = \alpha \left(\frac{1+x}{1-x}\right)^2 = \alpha \exp(4x) \quad (10)$$

式中 α 为一个固定的系数。

从式(10)可以看出,输出电压 V_{DS} 与 x 成指数的

关系。而 $x = \frac{I_C}{2K\gamma^2}$, 所以 V_{DS} 与控制电流 I_C 成指数的关系,即 dB - 线性关系。

1.2 可变增益单元——Gilbert 单元

可变增益放大器的电压增益可以通过控制电压、电流来改变。传统方法一般是通过改变工作在饱和区的 MOS 器件的跨导或者改变工作在线性区的 MOS 器件的电阻来实现。

前一种方法需要一个可以改变的偏置电流,通过

控制差分对的偏置电流来实现增益的变化。但这种方法的效果一般并不理想,这主要是因为 MOS 器件在饱和区下的跨导与偏置电流的平方根成正比,即 $g_m = \sqrt{2KI_D \frac{W}{L}}$ 。要求 VGA 的增益范围为 30dB,那么偏置电流需要变化 1~1000 倍。在设计高输出动态范围的 VGA 时,这种大电流的变化会造成大的功耗损失。另外为保证器件工作在饱和区(差分对的输入端),电路的输出摆幅受到了的限制。

后一种方法只需要调整 MOS 器件的栅电压就可以改变器件的沟道电阻。然而 MOS 电阻处理信号的能力很低,对大动态范围信号会引起显著的失真。在本设计中采用了 Gilbert 单元,这样可以解决以上的问题,并可获得很大的输入电压范围和电流控制范围。

但是 Gilbert 单元也有以下几点不足:一是增益与控制电压不成指数的关系;二是输出电压摆幅较小;三是放大增益不能满足要求;另外由于器件失配的影响,其输出静态点不稳定。因而必须在 Gilbert 单元的基础上加以改进才能用于 VGA 电路中。

对于第一个缺陷,增益与控制电压不成指数关系这一点已通过前面的指数控制电路得以解决。对于第三个缺陷,可以在 Gilbert 单元后再接一个共源放大器,达到满足增益的目的,本设计采用电流源作负载的共源放大器,在此不作详细介绍。而对于第二个缺陷,如下面介绍的可以通过改变尾电流的结构,并且加一个差分转换电路来改善。

1.3 差分转换电路

因为在 Gilbert 单元中尾电流源 I_{SS} 会使虚地点的电位至少大于一个过驱动电压,这样也就限制了输出点的摆幅。尾电流源 I_{SS} 的作用在于使两条支路电流之和不变,并使它们之间的变化相反。因此可用一个差分放大器来实现这种功能。

使用差分放大器输出的一对差分信号分别控制两条支路上充当电压源的管子的栅压,引起两条支路的电流以相反的方向变化,这与尾电流源 I_{SS} 的作用效果一致。但由于这两个管子的源极直接接地,这样输出信号的直流电平得以降低,从而使输出电压的摆幅增大。

1.4 共模反馈

在高增益放大器中,输出共模电平对器件的特性和失配相当敏感,而且不能通过差动反馈来达到稳定。图 3 中控制电压加在管 M5 和 M6 上控制其电流的变化以达到改变增益的目的,但这直接导致了输出共模电平的变化。如果 VGA 不能提供一个稳定而且准确的输出直流电平,将使次级电路在不同增益的情况下

其偏置在错误的工作点。因此在电路中必须增加共模反馈网络来检测两个输出端的共模电平并调节使其稳定。

如图 3 所示共模反馈电路^[5], V_{O1} 、 V_{O2} 为反馈信号输入端,它们在电路图上接的是 Gilbert 单元的输出。图 3 的左半部分电路实际上是用源级跟随器来检测共模电平,这样可以避免采用阻抗很大的电阻,节省了芯片面积。图 3 的右半部分电路是共模反馈电路的电压比较和误差送回部分。M1 栅极电压 V_{CM} 输入与参考电平 V_{ref} 相比较,产生误差,再由电压 V_{back} 返回 Gilbert 单元电流镜作负载的栅极。

具体的负反馈过程是:假设输出的共模电平由于某种原因升高,则检测输出共模电平 $V_{out,CM}$ 升高,同参考电压 V_{ref} 比较后,会使 V_{back} 升高。这样的电压返回 Gilbert 的电流镜负载栅极,会使电流镜的等效阻值升高。而流过电流镜 MOS 的电流由尾电流控制基本不变,所以电流镜负载上的压降将会增大。这样就会使得输出共模电平降低,起到了负反馈的目的。

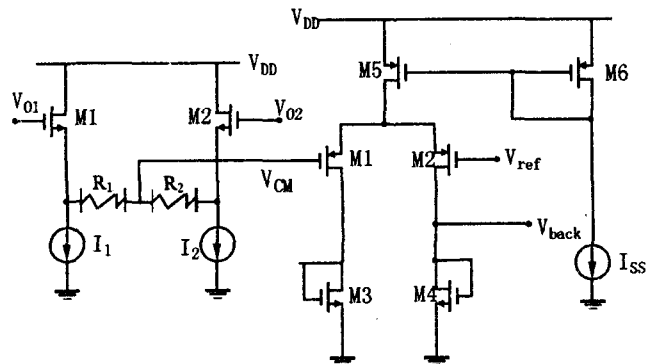


图 3 共模反馈电路

1.5 频率补偿

为了保证闭环电路的稳定和时间响应的性能的良好,频率补偿电路采用了带调零电阻的密勒补偿技术^[4]。

设计调零电阻 R_z 的值,使得零点移到左半平面的极点 p_2 的位置,那么可以消除这个与输出负载电容有关的极点。可以设置调零电阻 R_z 的值为:

$$R_z = \frac{C_c + C_{\parallel}}{g_{m\parallel} C_c} \approx \frac{C_c + C_L}{g_{m\parallel} C_c} \quad (11)$$

C_L 为负载电容, $g_{m\parallel}$ 为共源放大器的放大管的跨导。

2 仿真结果

该设计采用中芯国际 SMIC 0.35 μ m CMOS 混合信号工艺模型进行 HSPICE 仿真。电源电压为 3.3V,温度为常温。

图 4 是仿真得到的控制电流和 VGA 增益的关系图。图中曲线表明 VGA 的增益随着控制电流成指数

变化;图中直线是该控制曲线的对数,其更直观地表明了控制电流与增益实现了预期的 dB-线性。

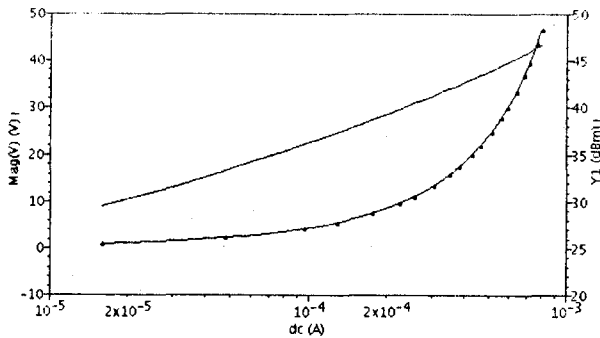


图 4 VGA 增益与控制信号的关系图

图 5 是本设计 VGA 所能实现的最小增益,从图中可以看出它达到了 -11.3dB,即对信号衰减。

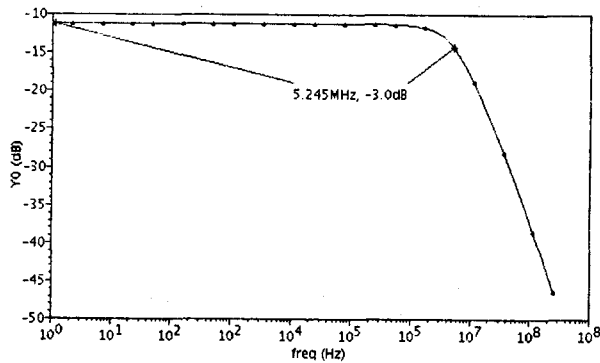


图 5 VGA 最小增益图

图 6 是本设计 VGA 所能实现的最大增益,从图中可看出它达到了 33.4dB。

总的仿真结果:控制电流范围为 0~800 μ A,电压增益为 -11.3dB~33.4dB,带宽为 5.2MHz(-3dB),相位裕度为 60°,实现了增益随控制信号与的指数变化,即 dB-线性。

3 结束语

文中所设计的可变增益放大器以 Gilbert 单元为

基础,利用改进的伪指数电路实现了控制信号对增益的指数控制,即 dB-线性。并采用差分转换、共模反馈和频率补偿等技术完善了该电路的功能。HSPICE 仿真结果表明该可变增益放大器电路实现了信号增益在 -11.3dB~33.4dB 的连续变化范围,相位裕度 60°。

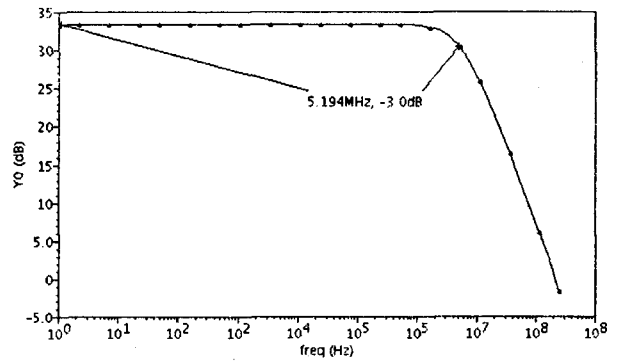


图 6 VGA 最大增益图

参考文献:

- [1] 侯俊钦. 微伏信号放大系统设计[J]. 计算机技术与发展, 2007,17(10):198-201.
- [2] Abdelfattah K M, Soliman A M. Variable Gain Amplifier Based on a New Approximation Method to Realize the Exponential Function[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, 2002,49(9):1348-1354.
- [3] Motamed A, Hwang C, Changku, et al. A Low-voltage Low-power Wide-range CMOS Variable Gain Amplifier [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1998,45(7):800-811.
- [4] Harjani R. A Low2power CMOS VGA for 50 Mb/ s Disk Drive Read Channels[J]. IEEE Trans on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1995,42(6):370-376.
- [5] Razavi B. Design of Analog CMOS Integrated Circuits[D]. [s.l.]:McGraw-Hill Higher Education, 2000.

(上接第 47 页)

4 结束语

文中所设计的格式克服现有格式中未包含关于映像文件详细信息的缺点,为固件更新程序提供足够的信息来完成 Flash 写入操作,因此这种格式具有更高的灵活性和通用性。

参考文献:

- [1] Kylinfs. Grub 源代码分析[EB/OL]. 2006. <http://kylinfs.bokee.com/viewdiary.12791369.html>.

- [2] 江永忠. 深入 Linux 的 LILO[EB/OL]. 2005. http://www.ccw.com.cn/htm/app/linux/admin/01_7_25_6.asp.
- [3] Scheele C. dd-wrt 网站[EB/OL]. 2008. <http://www.dd-wrt.com>.
- [4] Fainelli F. The OpenWrt embedded development framework [EB/OL]. 2008. <http://www.openwrt.org>.
- [5] Ivens K, Scheffy C. USRobo-tics Home Networking For Dummies[EB/OL]. 2006. <http://www.usr.com>.
- [6] Zeus J. linuxMTD 源代码分析[EB/OL]. 2002. <http://www.cndzz.com/download/soft/46808.htm>.