

一款应用于 UHF RFID 阅读器接收机的自动增益控制电路

马建平, 袁 晨, 袁圣越, 田 彤

(中国科学院 上海微系统与信息技术研究所 无线传感网与通信重点实验室, 上海 200050)

摘 要: 基于 UMC65 nm CMOS 工艺, 实现了一款应用于超高频(UHF)射频识别(RFID)阅读器接收机的自动增益控制电路, 系统由可变增益放大器、峰值检测电路、环路滤波器、比较器以及指数增益控制电路组成, 仿真结果表明, 当控制信号从 0.85 V 变化至 0.35 V 时, 可变增益放大器的增益从 4 dB 线性变化到 70 dB, 具有 10 MHz 恒定的 -3 dB 带宽, 对于 60% 调制深度, 调制频率为 1 kHz 的幅度调制信号, 系统需要 20 μ s 稳定输出电压, 电路工作电压为 1.2 V, 消耗总电流为 6.6 mA.

关键词: 超高频; 射频识别; 自动增益控制; 可变增益放大器; 峰值检测; 环路滤波器

中图分类号: TN722

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2016)01-0037-05

An Automatic Gain Control Circuit for UHF RFID Reader Receiver

MA Jian-ping, YUAN Chen, YUAN Sheng-yue, TIAN Tong

(Key Laboratory of Wireless Sensor Network & Communication, Shanghai Institute of Microsystem and Information Technology, Chinese Academy of Sciences, Shanghai 200050, China)

Abstract: An automatic gain control (AGC) circuit is implemented in UMC65 nm CMOS process for ultra-high frequency (UHF) radio frequency identification (RFID) reader receiver. The system consists of a variable gain amplifier (VGA), a peak detection circuit, a loop filter, a comparator and an exponential gain control circuit. The simulation results show that the gain of VGA varies linearly from 4 dB to 70 dB when the control voltage varies from 0.85 V to 0.35 V. The circuit has a constant -3 dB bandwidth of 10 MHz. For modulation depth 60% input AM signal with a modulation frequency 1 kHz, this AGC needs 20 μ s to stabilize the output voltage. The final circuit consumes 6.6 mA current from a single 1.2 V voltage supply.

Key words: UHF; RFID; AGC; VGA; peak detection; loop filter

1 引言

RFID 是通过目标反射回来的信号来获取信息的新技术, 具有距离远、速率高、非接触等特点, 可以方便快捷地获取识别对象的信息, 适用于快速、准确、灵活地获取目标信息的场合, 在物流、物品追踪、仓储管理、防伪等领域具有广泛的应用前景. 目前, 900 MHz 无源标签 RFID 系统是学术界和工业界关注的一个热点. 图 1 为 UHF RFID 阅读器接收链路框图. 可见, 自动增益控制电路(AGC)是无线接

收机中必不可少的单元.

通常来说, 接收机接收到的信号功率依赖于接收机和发射机之间的距离以及周围环境条件, 所以, 接收机接收到的信号强度是不可预测的. 如果接收机以恒定的增益放大信号, 当信号强度很大时, 接收链路将饱和, 进而发生接收链路堵塞现象. 当信号强度非常小时, 信号将被噪声和干扰信号淹没, 进而产生失真现象. 自动增益控制电路能够实现不同输入信号强度时, 固定幅度的信号输出, 这样就保证了基带模数转换器(BB-ADC)和解调器(Demodulator)

收稿日期: 2015-03-11; **修回日期:** 2015-04-29

基金项目: 国家科技重大专项资助项目(2011ZX02506-004); 上海市经信委资助项目(13XI-32); 上海市科委资助项目(14521106200)

拥有最优功率的输入,为解调器提供最优的信噪比,以达到最低的误码率.自动增益控制电路通过检测可变增益放大器输出信号幅度或功率,经过滤波,比较放大,反馈控制可变增益放大器的增益随着输入信号变化.开环放大器的增益由跨导和输出电阻的乘积决定,因此,通过改变跨导和输出电阻可以实现各种可变增益放大器.

本文设计一款应用于 UHF RFID 阅读器接收机的自动增益控制电路,芯片框图如图 2 所示.核心可变增益放大器由三级以 MOS 二极管为负载的共源极差分对级联构成,后面级联缓冲器;峰值检测电路采用全差分检测模式,环路滤波器采用两阶 Bessel 函数 Sallen-key 结构,此外还有指数增益控制电路和比较器.

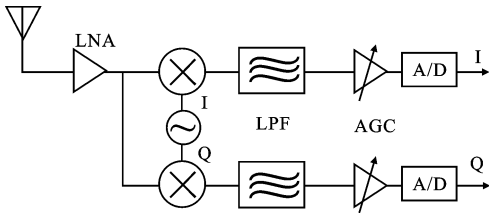


图 1 UHF RFID 接收机接收链路架构

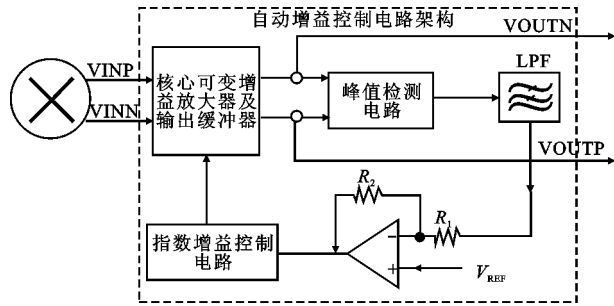


图 2 自动增益控制电路架构

2 理论分析

对于大多数自动增益控制系统来说,恒定的建立时间是必不可少的.恒定的建立时间不仅可以保证环路稳定性,而且可以保证环路带宽最大,可以快速响应输入信号的变化.系统建立时间可用式(1)表示^[1]:

$$\tau = \left[\frac{1}{G(V_C)} \frac{dG}{dV_C} \frac{G_{M2}}{C} k_{v2} \right]^{-1} \quad (1)$$

式中, G_{M2} 和 C 由环路滤波器的参数决定,假定为常数,由于建立时间 τ 为恒定值,必然有式(2):

$$\frac{1}{G(V_C)} \frac{dG(V_C)}{dV_C} = k_1 \quad (2)$$

式中, k_1 是常数.对式(2)进行整理和积分,可得

式(3):

$$G(V_C) = k_2 e^{k_1 V_C} \quad (3)$$

可见,要实现恒定的建立时间,必须保证可变增益放大器的增益 $G(V_C)$ 随着控制信号 V_C 成指数形式的变化.在本文的 AGC 设计中,采用式(4)表示的函数进行指数增益控制电路的实现^[2],

$$e^{2ax} = \frac{e^{ax}}{e^{-ax}} \approx \frac{k + (1 + ax)^2}{k + (1 - ax)^2} \quad (4)$$

式中, k 为常数,通过数值分析,可得不同 k 值 ($k = 1, k = 0.5, k = 0.15$) 的情况下,式(4)表示的指数增益近似函数的线性分贝范围,如图 3 所示, $k = 0.15$ 为最优值,能够实现大约 25 dB 的线性分贝范围.

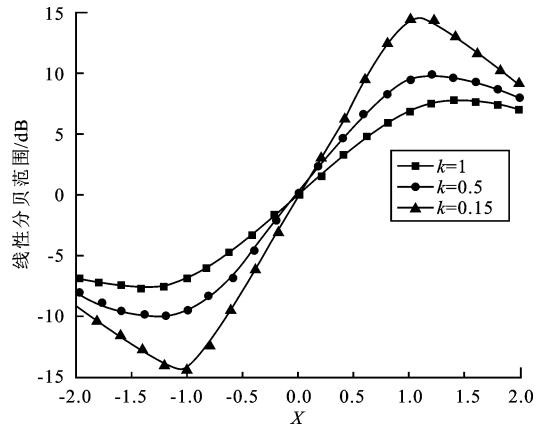


图 3 不同 k 值下线性分贝范围

3 电路设计

3.1 指数增益控制电路

本文采用图 4 所示的电路实现式(4)中的分母和分子项,为了保证 NMOS 和 PMOS 处于饱和区,控制电压 V_C 必须处于 $V_{SS} + V_{THN}$ 和 $V_{DD} - |V_{THP}|$ 之间.根据平方律关系, $M1$ 和 $M2$ 漏极电流分别为式(5)和式(6):

$$I_{D1} = K_P (V_C - V_{DD} + |V_{THP}|)^2 \quad (5)$$

$$I_{D2} = K_N (V_C - V_{SS} - V_{THN})^2 \quad (6)$$

式中, K_P 和 K_N 是工艺常数, V_{THP} 和 V_{THN} 分别为 PMOS 和 NMOS 的阈值电压.分别对 I_{D1} 和 I_{D2} 加上恒定的电流 I_0 ,则流过 $M3$ 和 $M4$ 的电流分别为式(7)和式(8):

$$I_{C1} = K_P (V_{DD} - |V_{THP}|)^2 \times \left(\frac{I_0}{K_P (V_{DD} - |V_{THP}|)^2} + \left(1 - \frac{V_C}{(V_{DD} - |V_{THP}|)} \right)^2 \right) \quad (7)$$

$$I_{C2} = K_N (V_{SS} + V_{THN})^2 \times \left(\frac{I_0}{K_N (V_{SS} + V_{THN})^2} + \left(1 - \frac{V_C}{(V_{SS} + V_{THN})}\right)^2 \right) \quad (8)$$

假设, $K_P = K_N = K$, $V_{DD} = -V_{SS}$, $|V_{THP}| = V_{THN} = V_{TH} > 0$. 我们可得下式:

$$\frac{I_{C2}}{I_{C1}} = \frac{k + (1 + ax)^2}{k + (1 - ax)^2} = \frac{\frac{I_0}{K(V_{DD} - V_{TH})^2} + \left(1 + \frac{V_C}{V_{DD} - V_{TH}}\right)^2}{\frac{I_0}{K(V_{DD} - V_{TH})^2} + \left(1 - \frac{V_C}{V_{DD} - V_{TH}}\right)^2} \quad (9)$$

式中, $k = I_0/K(V_{DD} - V_{TH})^2$, $a = 1/(V_{DD} - V_{TH})$, $x = V_C$. 可见, 图 4 所示的电路能够很好地实现式 (4) 表示的指数近似函数^[3].

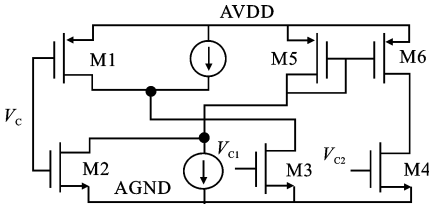


图 4 指数增益控制电路

3.2 可变增益放大器及缓冲器

核心可变增益放大器由三级基本放大器级联组成, 第四级为缓冲放大器, 图 5 显示了基本放大器及其共模反馈电路。基本放大器由共源极差分对 (M7 和 M8) 和二极管连接的负载 (M12 和 M13) 组成, M7、M8、M12 和 M13 的宽长比相等, 增益控制电路中 M3 和 M4 的电流 I_{C1} 和 I_{C2} 分别通过控制信号 V_{C1} 和 V_{C2} 镜像到尾电流源 M9 和 M14, 基本放大器的差分增益可表示为

$$A_v = \frac{g_{m-input}}{g_{m-load}} = \sqrt{\frac{(W/L)_{input} I_{C2}}{(W/L)_{load} I_{C1}}} \quad (10)$$

式中, $g_{m-input}$ 和 g_{m-load} 分别为输入管 (M7, M8) 和二极管连接的负载 (M12, M13) 的跨导。由式 (9) 和式 (10) 可得增益关于控制信号 V_C 的函数^[4], 如下式:

$$A_v = \sqrt{\frac{(W/L)_{input}}{(W/L)_{load}}} \times \sqrt{\frac{\frac{I_0}{K(V_{DD} - V_{TH})^2} + \left(1 + \frac{V_C}{V_{DD} - V_{TH}}\right)^2}{\frac{I_0}{K(V_{DD} - V_{TH})^2} + \left(1 - \frac{V_C}{V_{DD} - V_{TH}}\right)^2}}$$

图 6 所示为缓冲器输入级及其共模反馈电路, 图 7 所示为缓冲器输出级及其共模反馈电路, 输出级采用交错式 class AB 输出结构, 除了增加抑制噪

声和干扰的能力外, 可以提升对后级基带电路的驱动能力。由于图 5 中的共模反馈电路不能提供足够的共模反馈环路增益和相位裕度, 缓冲器采用电阻和电容检测式的共模反馈电路, 并采用电容 C_6 和 C_7 进行共模反馈环路相位补偿。缓冲器第二级也采用相同的共模反馈原理^[5], 值得注意的是, 设计中取 M75 (M76) 电流为 M86 (M88) 电流的 1/5。

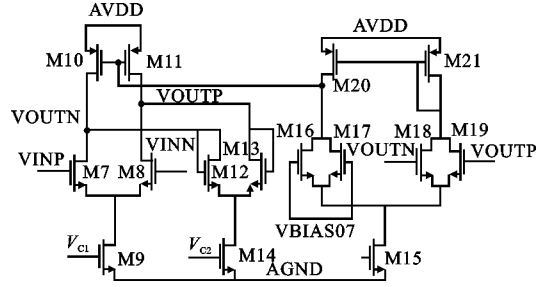


图 5 基本放大器及其共模反馈电路

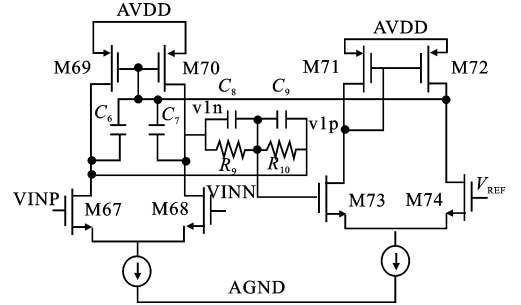


图 6 缓冲器第一级及其共模反馈电路

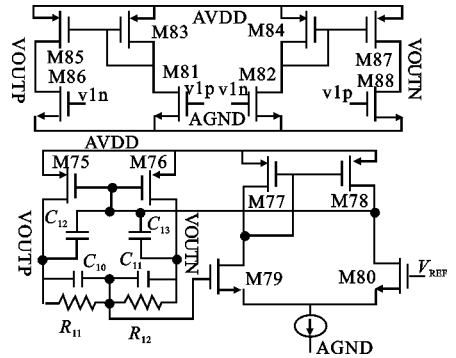


图 7 缓冲器第二级

3.3 峰值检测电路

峰值检测电路如 8 所示, 输入信号 (V_{INP} , V_{INN}) 与输出信号 V_{OUT} 经运算放大器进行比较, 如果输入信号 (如 V_{INP}) 的幅度高于 V_{OUT} , 运算放大器将在短暂时间内产生一个低电平驱动 M26, 使得 M26 中有电流流过。由于 M26 和 M27 组成电流镜结构, 将有电流对电容 C 充电, 从而抬高 V_{OUT} 电平。经过多个周期的充电后, V_{OUT} 电平值将和输入信号

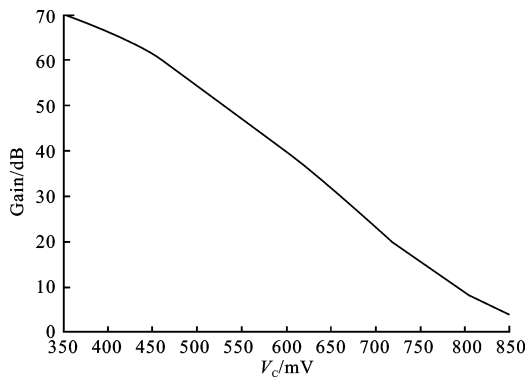


图 12 增益随控制电压的变化

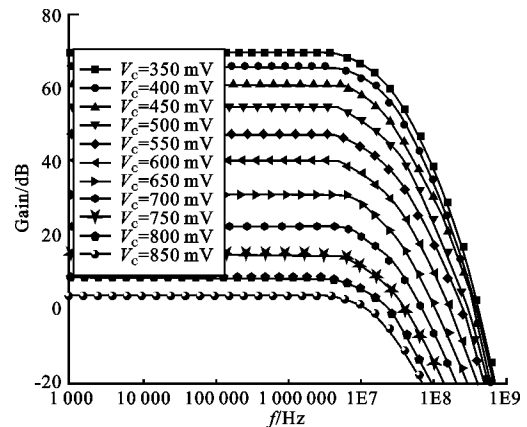


图 13 不同控制电压下频率响应

自动增益控制输出幅度随输入幅度的变化关系如图 14 所示,当输入信号从 0.65 V 到 0.9 V 范围变化时,自动增益控制电路稳定的输出电压幅度稳定在 0.95 V 左右.自动增益控制的稳定过程和建立时间如图 15 所示,用调制深度为 60%,调制频率为 1 kHz 的幅度调制信号对设计的自动增益控制电路进行测试,可见,系统需要 20 μ s 的时间稳定输出^[8].

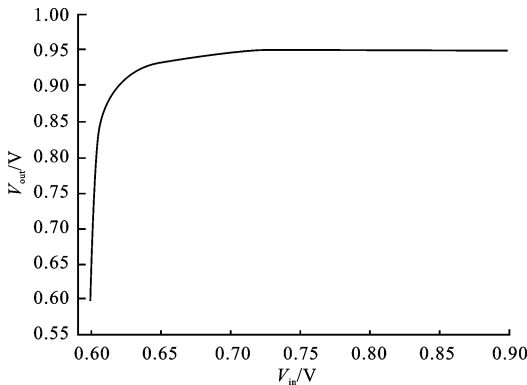


图 14 输出幅度随输入信号幅度变化曲线

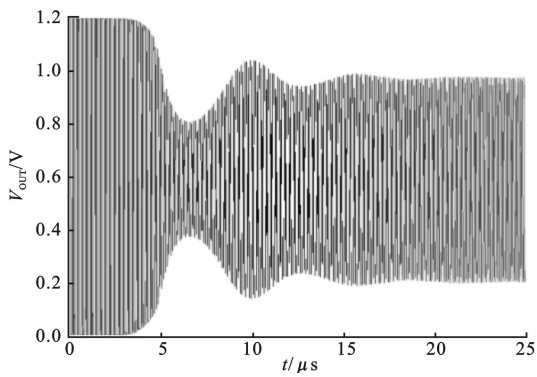


图 15 建立时间测试

5 结束语

本文基于 UMC65 nm CMOS 工艺实现了一款应用于超高频 RFID 阅读器接收机的自动增益控制电路.仿真结果表明,当控制电压从 0.85 V 变化到 0.35 V 时,设计的可变增益放大器可以实现 4 dB 到 70 dB 的可变增益范围.采用 60%调制深度,调制频率 1 kHz 的调制信号对系统进行测试,自动增益需要电路 20 μ s 稳定输出幅度.

参考文献:

[1] Khoury J M. On the design of constant settling time AGC circuits[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing, 1998,45(3):283-294.

[2] Duong Q H, Lee S G. CMOS exponential current-to-voltage circuit based on newly proposed approximation method[C]// Systems and Circuits, ISCAS' 2004, Canada, Vancouver, 2004;866-868.

[3] Duong Q H, Le Quan, Lee S G. An all CMOS 84dB-linear low-power variable gain amplifier[C]// Digest of Technical Papers 2005 Symposium on VLSI Circuits, Japan, Kyoto, 2005; 114-117.

[4] Duong Q H, Le Quan, Kim Chang Wan, et al. A 95-dB linear low-power variable gain amplifier[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2006,53(8):1648-1657.

[5] Pavan S, Krishnapura N, Pandarinathan R, et al. A power optimized continuous-time $\Delta\Sigma$ ADC for audio applications[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2008,43(2):351-360.

[6] Seok-Bae Park, Wilson J E, Ismail M. The CHIP - Peak detectors for multistandard wireless receivers [J]. IEEE of Circuits and Devices Magazine, 2006,22 (6):6-9.

靠. 通过式(7)计算调度结果的失败率,该值越小,表明调度结果越可靠. 从图 7 中可以看出,MRSAG 算

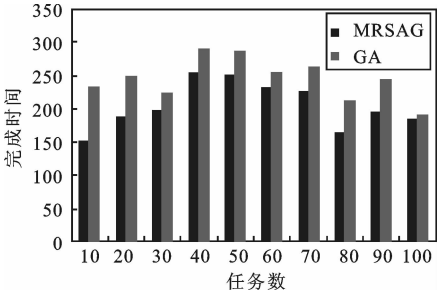


图 6 两种算法的任务完成时间对比

法 10 次实验的平均值为 0.37, GA 算法 10 次实验的平均值为 0.46;其中,MRSAG 算法的失败率在 0.4 以下的实验占 80%,而 GA 算法在 0.4 以下的仅占 50%;可见 MRSAG 算法能获得更多可靠的调度解.

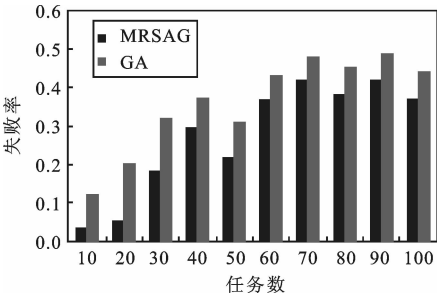


图 7 两种算法的失败率对比

5 结束语

本文在云环境下,提出了一种对任务完成时间和结果可靠性多目标优化的 MRSAG 算法. 通过 CloudSim 的仿真实验结果表明,MRSAG 算法相较于 GA 算法任务完成时间更短,失败率更低. 本文考虑了任务完成时间和结果可靠性的双目标优化,没

有考虑云平台下资源的负载均衡问题,这也是本文下一步的研究重点.

参考文献:

[1] Delavar A G, Aryan Y. HSGA: a hybrid heuristic algorithm for workflow scheduling in cloud systems[J]. Cluster computing, 2014, 17(1): 129-137.

[2] Sonnek J, Chandra A, Weissman J B. Adaptive reputation-based scheduling on unreliable distributed infrastructures[J]. Parallel and Distributed Systems, IEEE Transactions on, 2007, 18(11): 1551-1564.

[3] Wang X, Yeo C S, Buyya R, et al. Optimizing the makespan and reliability for workflow applications with reputation and a look-ahead genetic algorithm[J]. Future Generation Computer Systems, 2011, 27(8): 1124-1134.

[4] Hakem M, Butelle F. Reliability and scheduling on systems subject to failures[C]// Parallel Processing, 2007. ICPP 2007. International Conference on. China, X'ian, IEEE, 2007: 38-38.

[5] Delavar A G, Aryan Y. A goal-oriented workflow scheduling in heterogeneous distributed systems[J]. Int J Comput Appl, 2012, 52(8): 27-33.

[6] Calheiros R N, Ranjan R, De Rose C A F, et al. Cloudsim: A novel framework for modeling and simulation of cloud computing infrastructures and services [J]. Computing Research Repository, 2009, 9(3): 2-10.

作者简介:

黄婷婷 女,(1990-),硕士研究生.研究方向为人工免疫学. E-mail:huangtingting@whu.edu.cn

梁意文 男,(1962-),教授.研究方向为人工免疫学、计算机血缘.

(上接第 41 页)

[7] Hogervorst Ron, Tero John P, Eschauzier, et al. A compact power-efficient 3 V CMOS rail-to-rail input/output operational amplifier for VLSI cell libraries[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1994, 29(12): 1505-1513.

[8] Wang Wenbo, Mao Luhong, Xiao Xindong, et al. A differential automatic gain control circuit with two-stage - 10 to 50 dB tuning range VGAs[J]. Journal of Semiconductors, 2013, 34(2):5-9.

作者简介:

马建平 男,(1990-),硕士研究生.研究方向为模拟/射频集成电路及系统设计. E-mail:majianping@mail.sim.ac.cn.

袁晨 男,(1989-),博士研究生.研究方向为模拟/射频集成电路及系统设计.

袁圣越 男,(1986-),硕士研究生.研究方向为模拟/射频集成电路及系统设计.

田彤 男,(1968-),博士研究生.研究员,研究方向为模拟/射频集成电路及系统设计.