

一种用于 1V 助听器的低功耗增益控制系统

李凡阳¹, 杨海钢¹, 尹 韬¹, 刘文平²

(1 中国科学院 电子学研究所, 北京 100190; 2 西安微电子技术研究所, 陕西 西安 710054)

摘 要: 文中提出了一种用于助听器的低功耗增益控制系统. 与传统增益控制系统相比, 利用两个 MRC 电路模块同时实现了自动增益控制和指数增益控制功能, 有效地降低了系统功耗. 同时为了解决传统设计方法在声音压缩工作状态下功耗增加的问题, 提出了一种高效增益控制电路, 实现了系统从非压缩状态转到压缩状态时, 系统功耗的显著降低. 该系统在特许半导体公司 0.13 μm 标准 CMOS 工艺下流片实现, 芯片在 1V 电源电压下的测试结果表明, 芯片的功耗控制在 45 μW 以内, 且在 600mV_{p-p} 输出摆幅下的总谐波失真仅为 0.3%.

关键词: 低功耗; 自动增益控制; 指数增益控制; 助听器

中图分类号: TN43

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2011)09-0008-05

A Low Power Gain Control System for a 1V Hearing Aid Device

LI Fan-yang¹, YANG Hai-gang¹, YIN Tao¹, LIU Wen-ping²

(1 Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100190, China;

2 Xi'an Microelectronics Technology Institute, Xi'an 710054, China)

Abstract: A low power gain control system is proposed in the hearing aid device. Compared with the conventional gain control system in hearing aid, through two MRC blocks, the system achieves the function of automatic and exponential gain control with the reduction of power dissipation. Furthermore, in order to reduce the power in the sound compression region, an energy-saving gain control circuit is also proposed. The system is implemented on Chartered 0.13 μm standard CMOS process. The measured results with 1V supply voltage show that: the power of the chip is within 45 μW . In addition, the THD is achieved at 0.3% with the output level of 600mV_{p-p}.

Key words: low power; automatic gain control; exponential gain control; hearing aid

1 引言

自动增益控制电路是助听器增益控制系统中不可缺少的模块, 通常为一个闭环控制电路, 通过对输入信号的自动增益控制使得输出信号限制在一定范围内. 传统的增益控制系统由自动增益控制电路和指数增益控制电路构成, 如图 1 所示. 其中自动增益控制电路^[1]由增益控制电路和可变增益运放两部分所构成, 通过这两部分电路的闭环反馈实现对增益的自动调节. 指数增益控制电路^[2]采用可变增益运放来实现, 用于控制助听器在非压缩工作状态下的音量. 由于采用两个电路分别实现自动增益与指数

增益控制功能, 系统功耗增加了. 如何使系统功耗降低^[3-4]以延长电池的使用寿命是业界关注的焦点.

文中提出了一种低功耗增益控制系统. 该系统可同时实现自动增益控制功能和指数增益控制功能, 使系统节约功耗. 同时在系统中提出高效增益控制电路, 将压缩工作状态下的系统功耗进一步减小.

2 低功耗增益控制系统

文中提出的系统结构如图 2 所示. 由可变增益放大器, 包络检测电路和高效增益控制电路三部分构成. 其中, 可变增益放大器由运放和两个作为运放的输入和反馈电阻的 MRC(MOS resistive circuit)

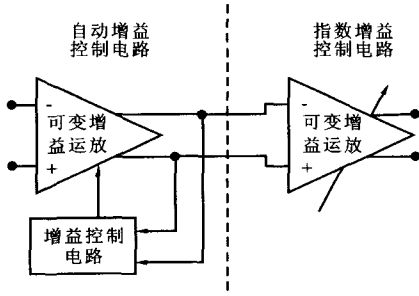


图1 传统增益控制系统

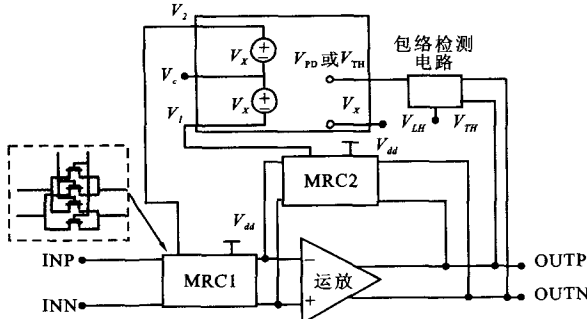


图2 高效增益控制系统

电路模块^[5-6]所构成。通过控制MRC中MOS管的栅极电压实现MRC可变电阻大小及放大电路增益的控制。包络检测电路^[7]是一个检测运放输出信号下包络的检测电路,即当输出信号越大时,检测电路的输出包络信号越小。高效增益控制电路是一个产生控制MRC中MOS管栅极电压的电路模块。

图2中增益控制电路输出 V_1 和 V_2 为控制MRC可变电阻模块MOS管栅极的控制电压,由增益控制电路输出。 V_{LH} 为增益控制电路的参考电压; V_x 为 V_1 和 V_2 的差模电压; V_c 为 V_1 和 V_2 的共模电压,用于调整非压缩状态下增益; V_{TH} 为压缩拐点电压,用于调整压缩拐点电压。

系统的具体工作原理如下:运放对麦克风微弱信号进行放大采集,包络检测电路检测运放输出信号的包络,此包络信号 V_{PD} 与压缩拐点电压 V_{TH} 相比较后选择两者之一,通过增益控制电路的处理得到MRC的控制电压信号。当电路处于非压缩状态时,调整 V_c 可实现指数增益控制功能。当 V_c 电压固定时,系统实现自动增益控制功能,因此电路实现了自动增益控制和指数增益控制功能的有效结合,达到节约功耗的目的。

当包络检测电路所输出的电压 V_{PD} 摆幅高于压缩拐点电压 V_{TH} 时,电路处于非压缩工作状态,增益控制电路的输入电压为压缩拐点电压 V_{TH} ,此时系统增益为:

$$A_{V0} = \frac{W_1/L_1(1 + \frac{V_{TH} - V_{LH}}{V_{dd} - V_c})}{W_2/L_2(1 - \frac{V_{TH} - V_{LH}}{V_{dd} - V_c})} \quad (1)$$

其中, W_1 、 W_2 和 L_1 、 L_2 分别为MRC₁和MRC₂内部管子的宽和长; $V_{TH} - V_{LH}$ 为系统在非压缩状态下增益控制单元产生的 V_1 和 V_2 的差模电压。

当包络检测电路输出的电压 V_{PD} 摆幅低于压缩拐点电压 V_{TH} 时,电路处于压缩工作状态,包络检测电路所输出的电压替代压缩拐点电压作为增益控制电路的输入电压,其会导致 V_x 下降,此时系统增益为:

$$A_{V0} = \frac{W_1/L_1(1 + \frac{V_{PD} - V_{LH}}{V_{dd} - V_c})}{W_2/L_2(1 - \frac{V_{PD} - V_{LH}}{V_{dd} - V_c})} \quad (2)$$

由于在压缩工作状态下,输入信号越大,包络检测电路输出电压 V_{PD} 越小,从式(2)可以看出,系统增益减小,从而实现自动增益控制。而从式(1)可以看出,在非压缩状态下时,当 V_c 接近于电源电压时,增益表达式可近似为指数关系表达式^[8],所以 V_c 可作为指数增益调整的控制端,即音量调整的控制端。因此,通过此种方式的配置实现了自动增益控制与指数增益控制两种方式的有效结合。

图2中的运算放大器采用传统的二级运放结构^[9]。在运放的设计中,通过使用大面积的PMOS输入对管可以使得 $1/f$ 噪声在一个很低的拐点频率上。同时,采用大宽长比的输入对管设计可以提高运放跨导值,以实现较小的热噪声和较低的功耗^[10]。所以在本设计中,将运放的输入对管置于亚阈值区工作状态,且输入对管的尺寸设定为 $W/L = 3600\mu\text{m}/2\mu\text{m}$ 。

3 高效增益控制电路

增益控制电路的功能是根据包络检测电路所检测的信号,得到相应的系统增益所需要的控制量来实现增益控制。传统增益控制电路如图3所示。通常是通过增加电流实现运放2跨导的增大,使运放1的负载阻抗减小,从而实现增益的减小。这种方法的缺陷在于在压缩状态下系统消耗更多的功耗。

针对上述压缩状态下系统功耗增加的问题,文中提出高效增益控制电路,可有效降低功耗。此增益控制电路结构如图4所示。包络检测电路的输出信号 V_{PD} 或者压缩拐点电压 V_{TH} 为此增益控制电路的输入信号, V_1 和 V_2 为输出的控制信号, V_c 是指数

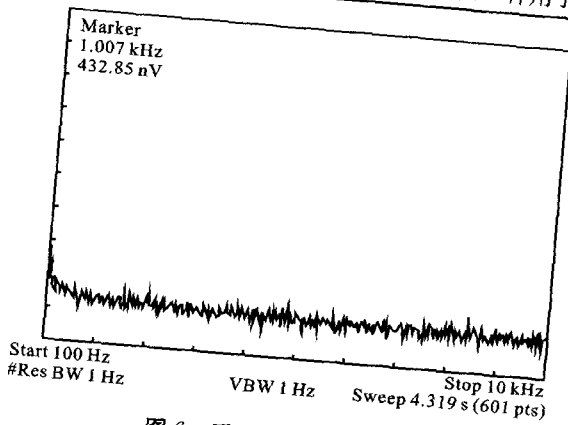


图6 系统输出噪声测试

由于此时系统的增益为12dB,所以可得到输入等效噪声 PSD 为 109 nV/sqrHz,即在音频带宽内的等效输入噪声为 10μVrms. 此时系统工作于最小增益状态,噪声达到最大^[9];当系统工作于最大增益 37dB 时,等效输入噪声降低为 4μVrms.

在输出信号摆幅为 600mV_{p-p} 情况下输出信号的频谱由图 7 所示. 从图中可以看出系统的总谐波失真为 -53dB(即约为 0.3%). 可见虽然电路在低 1V 的电源电压下工作,系统仍保持了较低的失真度.

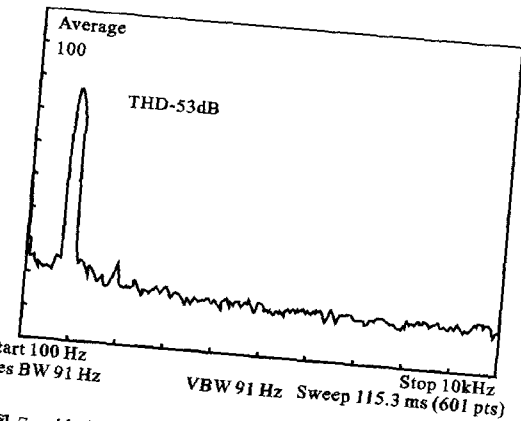


图7 输出信号摆幅为 600mV_{p-p} 下的 THD 测试

在最大增益 37dB 和最大压缩拐点电压时,系统输出电压幅度与输入信号幅度的关系如图 8 所示. 在非压缩工作状态下,增益和功耗一直恒定在 44dB 和 45μW. 当进入压缩工作状态下,一方面,随着输入信号幅度增大而逐渐减小,系统实现

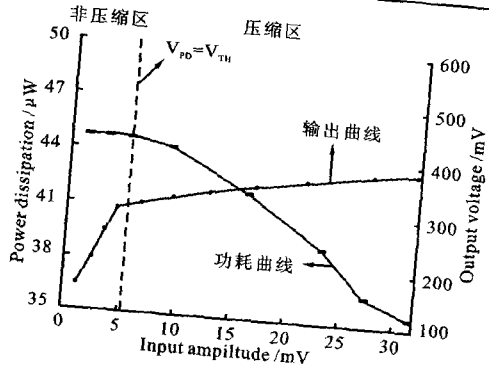


图8 系统增益和功耗与输入信号关系曲线

了自动增益控制功能;另一方面,由于采用了高效增益控制电路,系统功耗随着输入信号增大而降低,并最终减小到 36μW. 而文献[1]中的传统自动增益控制系统,当从非压缩工作状态进入压缩工作状态后,功耗由 54μW 上升到 160μW.

芯片版图如图 9 所示,芯核面积为 1mm². 与传统自动增益控制系统和指数增益控制系统的性能比较如表 1 所示. 可以看出,文中系统同时实现了自动增益和指数增益两种控制功能,且所需的功耗较小. 而且由于采用的增益控制电路减小了 MRC 等效电阻的非线性,文中系统在电源电压降低到 1V 的情况下,且输出摆幅在 600mV_{p-p} 下,总谐波失真较小,同时系统保持较小的等效输入噪声.

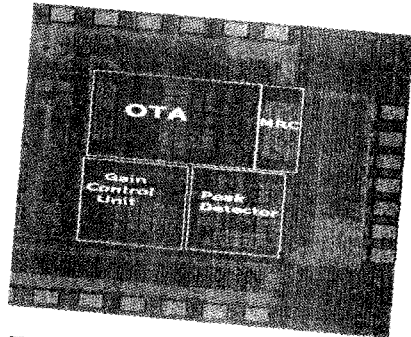


图9 低功耗增益控制系统显微照片

5 结束语

文中提出了一种基于特许半导体 0.13μm 工艺的助听器低功耗增益控制系统,与传统自动增益控制系统相比,此控制系统可同时实现自动增益控制

表1 本系统与传统方法的比较

最小功耗 /μW	总谐波失真 %(输出摆幅)	电源电压 /V	最小等效输入 噪声/μVrms	增益控制方式
54	0.6(150mV _{p-p})	2.8	14	自动增益控制
100	0.7(400mV _{p-p})	1	2.2	指数增益控制
36	0.3(600mV _{p-p})	1	4	自动增益控制+指数增益控制

和指数增益控制功能,且具有低功耗、低失真度和低输入等效噪声的特点.同时通过采用高效增益控制电路,实现系统功耗在压缩状态下的进一步减小.

参考文献:

- [1] Jose Silva — Martinez, Sergio Solis — Bustos, Martin Schellenberg. A CMOS hearing aid device[J]. Analog Integrated Circuit and Signal, 1999(21):163—172.
- [2] Cristiano Azzolini. A 1—V CMOS audio amplifier for low cost hearing aids[C]//Proc. of 15th, IEEE. Int. Conf. On Electronics, Circuit and Systems. University of Malta, 2008
- [3] Alex Lollo, Giacomo Bollati. A class—G headphone amplifier in 65nm CMOS technology[J]. IEEE Journal of Solid—State Circuit, 2010, SC—45(12):2530—2542.
- [4] Ilker E Ocak, Reha Kepenek. A high performance delta sigma readout circuitry for ug resolution micro accelerometers[J]. Analog Integrated Circuit and Signal processing, 2010(64):137—145.
- [5] Jorg Hauptmann, Franz Dielacher, Reinhard Steiner. A low—noise amplifier with automatic gain control and anti—clipping control in CMOS technology[J]. IEEE Journal of Solid—State Circuit, 1992, SC—27(7): 974—981.
- [6] Sunyoung Kim, Jae—Youl Lee, Seong—Jun Song, et al. An energy—efficient analog front—end circuit for a sub—1V digital hearing aid[J]. IEEE Journal of Solid—State Circuit, 2006, SC—41(4):876—882.
- [7] Sarpeshkar R, Baker M, Salthouse C, et al. An analog bionic ear processor with zero—crossing detection[C]//Proc. ISSCC. San Francisco, CA, 2005:78—79.
- [8] Panagiotopoulos D A, Newcomb R W, Singh S K. A current—mode exponential amplifier[J]. IEEE Trans. Circuit Sys, II, Analog Digit Signal, 2000, 47(6):548—551.
- [9] Xiaodan Zou, Yong Lian. A 1 V 450nW fully integrated programmable biomedical sensor 2009, interface chip [J]. IEEE Journal of Solid—State Circuit, 2009, SC—44(4): 1067—1077.
- [10] Yazicigolu R F, Merken P, Puers R, et al. A 60uW 60nV/sqrHz readout front—end for portable bio—potential acquisition systems[J]. IEEE J. Solid—State Circuit, 2007, 42(15):1100—1110.

作者简介:

李凡阳 男, (1983—), 博士研究生. 研究方向为模拟集成电路设计.

(上接第7页)

从仿真结果和数据分析看到,预测结果较好的反映实际测试结果情况,误差较小,但第三组数据与实际值偏差较大,经分析误差可能有以下原因:(1)没有考虑多负荷增减异变的影响;(2)与采样样本数据有关.针对以上问题可以加大样本数据收集,再对不同时间段训练数据样本建立相应优化模型,提高预测的准确度.

5 结束语

文中证明了网络流量时间序列的混沌特性,建立了预测模型.通过仿真实验,验证了该方法有较高的准确性.改进了煤矿监控网络流量预测的传统方法的不足,为今后提高和管理网络传输的 QoS 提供了可借鉴的理论依据.

参考文献:

- [1] 孙明谦,姚淑萍,胡昌振.服务器负载的小波—神经网络—ARMA 预测[J]. 计算机工程与应用, 2007, 43(10): 154—169.
- [2] 宣蕾,卢锡城,于瑞厚,等.网络威胁时序的自相似性分析[J]. 通信学报, 2008, 29(4):45—50.
- [3] 向昌盛,周子英.混沌时间序列的支持向量机预测[J]. 统计与决策, 2010 (1):7—10.
- [4] 王永生,孙瑾,王昌金,等.变参数混沌时间序列的神经网络预测研究[J]. 物理学报, 2008, 57(10):6120—6030.
- [5] 朱志伟,孟义朝,方捻,等.基于小波变换的光混沌信号消噪与 Lyapunov 指数计算[J]. 光子学报, 2008, 37(10):2103—2107.
- [6] 黄文标,施式亮.工业事故时间序列混沌特性判定及其实证研究[J]. 西安科技大学学报, 2010, 30(1):34—38.
- [7] Christiansen M L, Collins J J, De Luca C J. A practical method for calculating largest Lyapunov exponents form small data sets[J]. Physica D, 1993(65):117—134.

作者简介:

邵小强 男, (1976—), 博士研究生, 讲师. 研究方向为电气及网络控制.