

动力电池检测芯片高压 MUX 电路设计

满雪成, 乌力吉, 张向民

(清华大学 微电子学研究所, 北京 100084)

摘 要: 设计了一个输入为 8 节串联电池单体的模拟高压 MUX 电路, 可用于动力电池检测芯片电压采集前端。高压 MUX 电路的主体是互补 DMOS 器件及栅极驱动电路组成的高压开关阵列, 消除了信号通路上由静态电流引入的误差。MUX 电路输出与宽共模输入差分电压检测前端相连, 避免使用电平移位电路, 在减少功耗的同时, 提高了电压检测精度。电路设计仿真结果表明, 在 $0.5\ \mu\text{m}$ 60V BCD 工艺下, MUX 电路工作电流 $30\ \mu\text{A}$, 无校准情况下由 MUX 电路引入的误差小于 $0.2\ \text{mV}$ 。

关键词: 电池管理; 采集前端; 高压 MUX; BCD 工艺

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000—7180(2016)12—0047—05

Design of High Voltage Multiplexer for Battery Monitoring Chip

MAN Xue-cheng, WU Li-ji, ZHANG Xiang-min

(Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: A design of high voltage (HV) analog multiplexer (MUX) circuit has been presented. MUX circuit has voltage inputs of eight series connected battery cells, which is suitable for battery monitoring chip voltage detecting front-end. The main part of HV MUX is several parallel connected HV switches. A HV switch is composed of complementary DMOS devices and gate drive circuit, and has eliminated the error in the signal path caused by quiescent current. The MUX circuit drives a wide common mode range differential voltage detecting circuit. Elimination of level shifter circuit causes reduction in power consumption, and greatly improves the detecting accuracy. HV MUX has been designed under $0.5\ \mu\text{m}$ 60 V BCD process. The simulation results show that the operating current of MUX circuit is $30\ \mu\text{A}$, and the error introduced by the HV MUX circuit without calibration is less than $0.2\ \text{mV}$.

Key words: battery management system; acquisition front-end; high voltage MUX; BCD process

1 引言

动力电池检测芯片可以检测多节串联电池单体的电压, 并可堆叠使用扩大检测数量, 广泛应用于电动汽车电池管理系统中^[1]。提高电池单体检测数量和精度, 是电池检测芯片设计追求的主要目标。芯片高压信号通路, 需要处理由电池堆叠引入的高压, 完成电池电压选择和预处理, 高压工艺在电路设计和使用上都有很多限制, 由高压信号通路引入的任何误差都会影响最后的电压检测精度, 是限制芯片扩大检测数量和精度的主要瓶颈。

本文介绍了一种电池检测芯片高压 MUX 电路的设计, 采用 $0.5\ \mu\text{m}$ 60 V BCD 工艺实现, 输入为 8 节串联电池单体, 与直接式宽共模差分电压检测前端电路一起, 提供了完整的高压信号通路设计方案, 具有高精度和低功耗等特性。

2 电池检测芯片高压采集前端结构选择

提高单个芯片可以检测的堆叠电池数, 可以降低给定电池系统下需要的电池检测芯片数量, 简化系统拓扑, 提高精度和稳定性, 这不可避免会把困难留给芯片内高压 MUX 电路设计。

电池检测芯片高压 MUX 电路,需要处理由电池输入的高电压信号,驱动负责电压检测的 ADC 电路.出于检测精度和功耗的考虑,ADC 通常在低电源域工作,因此还需要考虑 MUX 电路和 ADC 之间的接口匹配等.

电池检测芯片高压采集前端经常采用的设计方案如图 1(a)所示,电池电压通过电平移位电路转换到低压域,然后采用低压 MUX 电路进行通道选择^[2].这种方案的主要优点是,可以简化开关和 MUX 电路设计,输出可以直接驱动 ADC 工作.存在的主要问题是,电平移位电路带来的面积和功耗,以及引入系统的误差.电平移位电路是采用放大器和电阻反馈实现的减法器,由于高压器件和电阻匹配的限制,会引入很大的系统误差,难以进行校准.

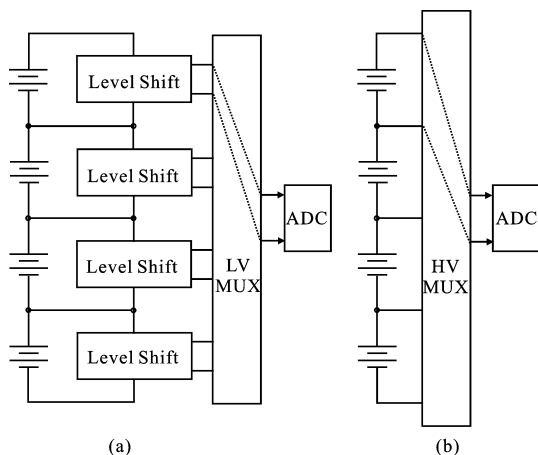


图 1 电池检测芯片高压采集前端结构选择

图 1(b)是本文中采用的方案,电池电压通道选择在高压域实现,经过高压 MUX 选择后的输出仍然为高压信号,然后采用 ADC 直接对这样一个宽共模输入差分信号进行模数转换.这样做的主要优点是,省去了电平移位电路引入的误差,并且可以避免在信号通路上引入静态电流,减少系统误差.主要难点是, MUX 电路中高压开关的设计,以及 MUX 输出与 ADC 之间的接口电路等.

3 高压 MUX 电路设计

高压 MUX 电路的主体是互补 DMOS 器件及栅极驱动电路组成的高压开关阵列,这些开关的具体连接方式如图 2 所示.

MUX 电路的输入是 8 节串联电池单体引出的 9 个电压端口,在开关信号 $SH_1 \sim SH_8$ 的作用下,两组高压选择开关阵列分别选取对应电池的正极和负极,构成 MUX 电路正负端输出.同时 MUX 电路也

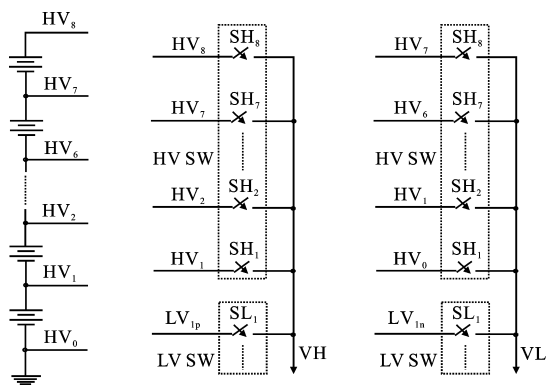


图 2 MUX 内部开关阵列拓朴

集成了低压信号选择开关,可方便扩展低压通路数量,在应用中,可检测温度传感器输出或者其他低压信号,为系统设计提供灵活性.

MUX 电路需要在高压下工作,了解高压器件的特性和使用限制,是设计好高压 MUX 电路的基础.在 BCD 工艺中,集成了 Bipolar, CMOS 和 DMOS 三种主要器件,其中 DMOS 器件具有类似 CMOS 器件的使用特性,但提供了耐高压的选择^[3].

DMOS 器件通常做在单独的低掺杂阱中,在漏区引入低掺杂漂移区,提供漏源之间的耐高压特性. DMOS 器件还具有较小的导通电阻,这是通过在源区引入硼和磷的两次扩散差来获得较窄的沟道长度,因此 DMOS 器件比较适合高压大电流应用.工艺提供的 DMOS 器件都是非对称结构,只有漏源可以耐 60 V 的高压,栅源电压要始终小于 5 V,这限制了栅极驱动电路的设计.

3.1 高压选择开关设计

高压开关具体电路如图 3 中虚线内部所示,虚线框外部是电流偏置和缓冲器,是开关正常工作需要的辅助电路.高压开关的主要导通器件是互补 LDPMOS 器件 DP_1 与 DP_2 , LPDMOS 器件的栅极驱动可以通过把源极电压下拉来产生,相对于 LDNMOS 器件的栅极驱动,在应用中更容易产生.由于 LDPMOS 器件在低压时栅极驱动和导通都存在问题,所以需要额外的辅助电路.

互补 NDMOS 器件 DN_1 与 DN_2 ,主要在低压时做辅助导通.当输入和输出电压都大于栅极驱动电压时, DN_1 与 DN_2 源极处于浮动状态,栅源电压有可能脱离安全工作区间.二极管连接的 PM_0 并在 DN_1 与 DN_2 的源极做电压钳位,在源极浮动时起到电压钳位,又不影响低压时的正常导通.

N 型器件和 P 型器件都是成对使用,这样可以

影响. DP₀ 隔离电流镜的输出和高压电路,并且受到钳位二极管 PM₀ 保护.

3.3 低压选择开关设计

MUX 电路也需要处理一些低压输入,这些输入可能来自温度传感器,基准电压自检,或者其他低压信号,根据需要可以扩展低压开关的通道数.设计中的单个低压开关如图 5 所示,输入电压为 LV_i,输出电压为 VH,由于这些开关的输出和高压开关电路的输出并在一起,所以需要考虑低压开关输出端的耐高压问题.

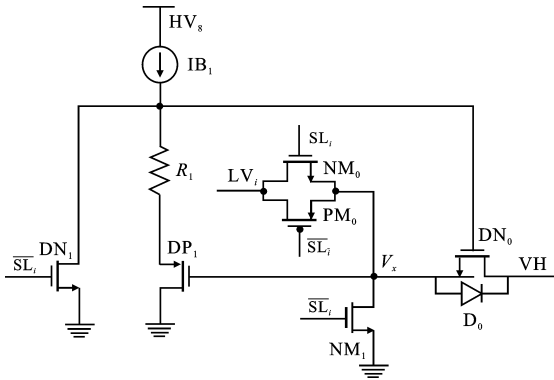


图 5 高压开关电路设计

当 SL_i 为高电平时,低压开关导通. 开关主要导通器件为 LDNMOS 器件 DN₀, DN₀ 的栅极驱动采用一个缓冲器跟随 DN₀ 源极输入的变化,并通过串联电阻调整电压驱动的大小,栅极驱动电压如式(6)所示,调整电阻和电流的大小,保证 DN₀ 的栅极驱动电压在 4 V 左右.

$$V_{GS, DN_0} = IP_1 \cdot R_1 - V_{GS, DP_3} \approx -4 \text{ V} \tag{6}$$

当 SL_i 为低电平时,低压开关关闭. DN₁ 提供额外的电流通路,缓冲器电路失效, DN₀ 的栅极被下拉,与 MUX 的输出端断开. 图中的二极管是 LDNMOS 的寄生二极管,它是由 LDNMOS 特殊的版图结构带来的,当源极电压比漏极高时,这个寄生二极管会引起信号馈通. 所以在开关关闭时,需要把 DN₀ 的源极输入给拉到地电位,这个功能是由 NM₁ 完成的, NM₀/PM₀ 组成的传输门在 SL_i 为高电平时导通信号,在 SL_i 为低电平时,使 DN₀ 源极与输入信号隔离.

4 直接式高压检测前端电路

对传感器电压信号进行检测,常用转换器结构为 SAR ADC 和增量式 Sigma Delta ADC 两种. SAR ADC 具有最低的功耗和可变的速率,适用于对精度要求一般的场合. 增量式 Sigma Delta ADC

可以实现最高的检测精度及较大的动态范围,但速率较低, 需要根据需求选择合适的 ADC 结构.

对于电池管理系统中小于 1 mV 的检测精度需求,用 SAR ADC 实现由于匹配限制,需要较复杂的校准算法,另外不论是采用顶板采样还是地板采样技术,由于输入信号共模不断变化,需要比较器具有较大的共模范围,不得不采用高压器件来设计,高压器件匹配较差,很难实现给定的精度要求.

增量式 Sigma Delta ADC 是最适合采用的检测电路. Sigma Delta ADC 通过采用过采样和噪声整形技术,可以使用简单的模拟电路实现较高的转换精度. 增量式 Sigma Delta ADC 是 Sigma Delta ADC 工作在单次转换模式,添加了复位电路,适用于多通道检测的需要,可以简化数字电路设计^[4].

4.1 高压宽共模积分器设计

Sigma Delta ADC 模拟调制器主要模块是开关电容电路实现的积分器. 解决了积分器的高压宽共模输入问题就等于解决了 Sigma Delta ADC 的高压输入问题. 一种可以对高压宽共模信号直接进行积分的积分器结构如图 6 所示.

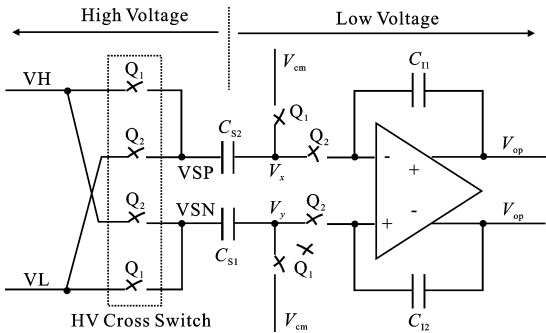


图 6 高压宽共模输入积分器

积分器在两相不交叠时钟的控制下工作,在采样相位 Q₁ 和积分相位 Q₂, 输入信号 VH 和 VL 在钟控高压开关的控制下反转一次, 设定 C_{S1} = C_{S2}, C_{I1} = C_{I2}, 经过简单的计算可以得到进行一次积分前后输出电压变化如式(7)所示, 积分器的结构是 CDS, 在完成积分的同时, 在输入端引入了两倍增益^[5].

$$(V_{op, n} - V_{on, n}) - (V_{op, n-1} - V_{on, n-1}) = 2(V_H - V_L) \frac{C_S}{C_I} \tag{7}$$

传统的积分器实现, 在积分相位 Q₂ 阶段, 输入电压被设定到输入共模电平上, 由于输入信号共模变化范围较大, 产生一个随输入变化的共模信号要困难很多, 所以本设计可以避免与输入相关的共模

电平的引入,并且通过采样电容隔离电路的高压和低压,使放大器等关键电路工作在低压域,不受输入的影响。

4.2 钟控高压开关设计

图 6 虚线框内的钟控高压开关,是增量式 Sigma Delta ADC 中除电容外唯一的高压电路。高压开关要在不交叠时钟的控制下,在时钟两个相位交换输出,以此消除对输入信号共模电平的依赖。钟控高压开关不能在信号通路上引入固定的静态电流,否则会引入不可修调的系统误差。

钟控高压开关的具体电路如图 7 所示, Q_1 和 Q_2 是两相不交叠时钟, VH 和 VL 为高压 MUX 的两路输出,分别代表的电池的正极和负极, LDMOS 高压器件 $DN_1 \sim DN_4$, $DP_1 \sim DP_4$ 是主要的开关器件,负责传递输入信号。当 Q_1 有效时, DP_4 和 DN_1 打开, VSP 输出 VH , VSN 输出 VL 。当 Q_2 有效时,输出 VSP 和 VSN 会反过来。电路的工作原理与电荷泵相似。

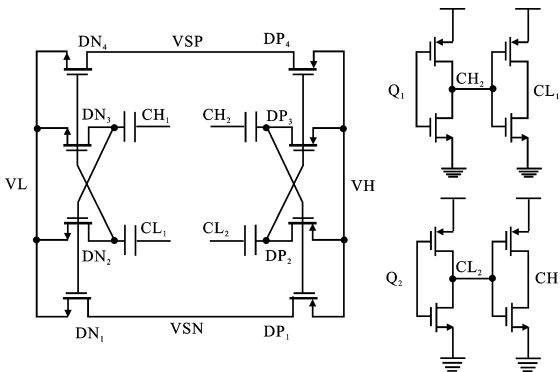


图 7 钟控高压开关电路设计

高压开关器件的栅极驱动电压由耦合电容与 MOS 栅极电容之间的比例来决定。以开关 DN_1 为例,当在电容的下极板 CH_1 施加一个由低到高的脉冲电压时,电容 C_c 上极板存储的电荷会重新分配,在没有电荷通过 DN_3 泄漏的情况下, DN_1 的栅极驱动电压为

$$V_{GS, DN1} = \frac{C_c}{C_c + C_{G, DN1} + C_{G, DN2} + C_{D, DN3}} VDD \tag{8}$$

同样 DP_4 栅极驱动电压为

$$V_{GS, DP4} = \frac{C_c}{C_c + C_{G, DP3} + C_{G, DP4} + C_{D, DN2}} VDD \tag{9}$$

调整电容的大小,可以得到适当的驱动电压。必须要确保在开关切换时,没有电荷泄漏。电容的底板驱动通过本地时钟缓冲给出,可以提供更强的驱动

和更快速的跳变。

5 仿真测试与对比

MUX 电路的通道切换仿真结果表明,每个电池电压设定在典型值 4 V, MUX 选通地址依次增加。可以看到设计的电路能够实现依次选择不同电池电压输出的功能,通道之间有很好的隔离,能够覆盖从高压到低压的各种情况。

在交叉开关在时钟控制下的仿真输出,系统时钟为 1 MHz,输出端接 1.5 pF 电容负载,在不交叠时钟的控制下,两个输出不断切换,最后的稳定精度在 0.1 mV。

MUX 电路在上海先进半导体 0.5 μm BCD 60 V 工艺下设计, MUX 核心电路面积 1.1 mm $\times$ 0.45 mm,版图中还包括了 Sigma Delta ADC、数字滤波器以及时序控制电路的设计。表 1 给出了与同类 MUX 电路设计的比较,可见本电路在面积,功耗和精度等方面存在优势。

表 1 与其他工作的对比

	This work	Reference[6]
Year	2016	2012
Process	0.5 μm 60 V BCD	0.25 μm 60 V BCD
Number of switches	8	8
Analog input range/V	0~40	2.5~29.5
Layout area	1.1 mm $\times$ 0.45 mm	1.7 mm $\times$ 1.7 mm
Current dissipation/ μA	30	400
Voltage error/ μV	0.2	9

6 结束语

在分析传统高压 MUX 电路优缺点的基础上,提出了一种系统的高压 MUX 电路设计与电压检测方法,消除了传统 MUX 实现方式中电平移位电路带来的匹配误差,以及信号通路上静态电流引入的系统误差,大大提高了 MUX 电路的精度。电路设计简单,结构清晰,且不依赖特殊的器件,可以方便地应用在其它工艺,以及类似的高压检测领域。

参考文献:

[1] Xing Y, Ma E W M, Tsui K L, et al. Battery Management Systems in Electric and Hybrid Vehicles[J]. Energies, 2011,4(11):1840-1857.

[2] Andrea D. Battery management systems for large lithium-ion battery packs, MA: Artech House, 2010, pp. 47-52.

中随机选择 5 次为其进行实时节目推荐,每次推荐 2 组,一组 6 个实时节目.实验结果表明,本文推荐方法的推荐效果较对比方法更好.

7 结束语

本文针对当前网络电视直播中节目信息较少、节目单库更新频繁,且现有个性化推荐算法对此效果不佳的问题,提出了一种基于语义和用户偏好的网络电视直播实时推荐方法.该推荐方法在提升用户体验、优化直播资源配置上具有很好的现实意义.实验结果也表明,本文提出的方法在网络电视直播实时推荐的应用场景下较现有方法推荐效果更好,且可在一定程度上解决用户“兴趣漂移”的问题.然而,本文提出的方法同样存在一些不足,如在系统初期、用户记录稀疏时推荐效果不尽理想.因此,如何利用搜索引擎深入挖掘项目信息、如何采用更精确的属性构建用户模型以解决上述问题,将会是今后一段时间的研究重点.

参考文献:

[1] 许海玲,吴 潇,李晓东,等. 互联网推荐系统比较研究[J]. 软件学报, 2009, 20(2): 350-362.
[2] 刘群,李素建. 基于《知网》的词汇语义相似度计算[J]. 中文计算语言学, 2002, 7(2): 59-76.

[3] 田久乐,赵蔚. 基于同义词词林的词语相似度计算方法[J]. 吉林大学学报(信息科学版), 2010 ,28(6): 602-608.
[4] Bengio Y, Ducharme R, Vincent P, et al. A neural probabilistic language model[J]. The Journal of Machine Learning Research, 2003, 3(6): 1137-1155.
[5] Mikolov T, Chen K, Corrado G, et al. Efficient estimation of word representations in vector space[J]. Computer Science, 2013.
[6] Mikolov T, Sutskever I, Chen K, et al. Distributed Representations of words and phrases and their compositionality[J]. Advances in Neural Information Processing Systems. 2013; 26(1):3111-3119.
[7] 朱郁筱,吕琳媛. 推荐系统评价指标综述[J]. 电子科技大学学报, 2012, 41(2): 163-175.

作者简介:

张 翔 男,(1993-),硕士研究生.研究方向为推荐算法、数据挖掘. E-mail:zx1064@mail.ust.edu.cn.
袁 政 男,(1964-),高级工程师.研究方向为广播电视、新媒体技术.
蒋 旦 男,(1992-),硕士研究生.研究方向为自然语言处理.
朱 明 男,(1963-),教授,博士生导师.研究方向为视频大数据分析、智能机器人、未来网络.

(上接第 51 页)

[3] Park I Y, Choi Y K, Ko K Y, et al. BD180 - a new 0.18 μm BCD (Bipolar-CMOS-DMOS) Technology from 7V to 60V[C]// Power Semiconductor Devices and ICs, 2008. ISPSD '08. 20th International Symposium on. [s. l.]: IEEE, 2008;64-67.
[4] De la Rosa, José M, et al. A CMOS 110-dB@40-kS/s programmable-gain chopper-stabilized third-order 2-1 cascade sigma-delta Modulator for low-power high-linearity automotive sensor ASICs[J]. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2005,40(11):2246-2264.
[5] Xu L, Gonen B, Fan Q, et al. 5. 2 A 110dB SNR ADC with $\pm 30\text{V}$ input common-mode range and $8\mu\text{V}$ Offset for current sensing applications[C]// Solid-State Circuits Conference - (ISSCC), 2015 IEEE International. Mnsnfield, Texas,USA;IEEE, 2015;1-3.

[6] Chen C L, Hu Y, Luo W, et al. A high voltage analog multiplexer with digital calibration for battery management systems [C]// IC Design & Technology (ICIDT), 2012 IEEE International Conference on. Washington,DC, USA; IEEE, 2012;1-4.

作者简介:

满雪成 男,(1989-),硕士研究生,研究方向为新能源汽车电池管理系统核心芯片.
乌力吉(通讯作者) 男,(1965-),博士,博士生导师,研究方向为汽车电子与信息安全.
E-mail:ljiwu@tsinghua.edu.cn.
张向民 男,(1966-),硕士,助理研究员,研究方向为汽车电子与信息安全.