

无电池胎压监测 SoC 的 125 kHz 电源恢复电路设计与研究

赵裕章^{1,2}, 乌力吉^{1,2}, 张向民^{1,2}, 吴行军^{1,2}

(1 清华大学 微电子学研究所, 北京 100084; 2 清华大学 信息科学与技术国家实验室, 北京 100084)

摘 要: 胎压监测系统(TPMS)是汽车电子安全的重要组成部分. 无电池胎压监测系统可以提高检测频率, 提高安全性, 是胎压监测系统的发展趋势. 采用 125 kHz 作为无线能量传输的频率, 采用 ASMC 0.35 μm BCD 汽车电子工艺, 针对轮胎转动时无线能量传输距离不断变化的情况, 完成了一种用于无电池胎压监测 SoC 的电源恢复电路的设计与研究, 后仿真结果表明, 可以将 0.8 V 到 7.5 V 范围内的 125 kHz 交流电信号转化为 SoC 所需的 3 V 稳压电源, 最大输出电流为 10 mA. 完成了对各模块转换效率的分析与优化的同时, 也考虑了实际工作环境中的电磁干扰等可靠性问题, 能够满足无电池胎压监测 SoC 的电源需求.

关键词: TPMS; 电源恢复电路; 无线能量传输; 125 kHz

中图分类号: TN4

文献标识码: A

文章编号: 1000-7180(2017)08-0103-06

A 125 kHz Power Recovery Circuit Design for Battery-less TPMS SoC

ZHAO Yu-zhang^{1,2}, WU Li-ji^{1,2}, ZHANG Xiang-min^{1,2}, WU Xing-jun^{1,2}

(1 Institute of Microelectronics, Tsinghua University, Beijing 100084, China;

2 National Laboratory for Information Science and Technology, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

Abstract: Tire Pressure Monitoring System (TPMS) is a necessary part for automobile safety. The battery-less TPMS on chip can overcome the disadvantages such as battery life and environmental pollution associated with batteries. This paper designs the main part of power recovery circuit for battery-less TPMS SoC, considering the distance of the wireless power transfer changes while the tires rolling. 125 kHz is chosen as the frequency of the battery-less system, and the design is based on ASMC's 0.35 μm BCD automotive electronic technology. Back simulation result shows that the 125 kHz AC input voltage, ranging from 0.8~15 V, can be converted to a 3 V DC source. Maximum output current of the power recovery circuit is 10 mA. The conversion efficiency is also analyzed and optimized. The electromagnetic interference and reliability of the TPMS are taken into consideration. The circuit can satisfy the TPMS working requirements in the practical environment.

Key words: TPMS; power recovery circuit; wireless power transfer; 125 kHz

1 引言

胎压监测系统(TPMS)的主要目的是避免汽车在高速行驶时发生爆胎而引发交通事故, 据统计在我国高速公路交通事故中有 70% 由轮胎故障引起^[1], 因此胎压监测系统作为汽车安全系统中不可缺少的一部分已经越来越受到重视. 胎压监测系统通过压力传感器与温度传感器实时采集汽车轮胎的

相关数据, 并将其发射到位于驾驶区的控制显示器上, 在轮胎出现异常时能及时发报警信号, 避免危险的发生.

目前市场上的胎压监测系统全部使用电池为芯片供电, 一定程度上制约了胎压监测的发展, 因此无电池化是胎压监测系统的发展趋势. 胎压监测系统无电池化有很多方案, 其中一种方案是在轮胎外将交流无线能量送进轮胎内部并经过芯片的交流转直

流的处理,再给芯片供电,本文为这种方案的设计了相应的电源恢复电路。

本课题组设计的无电池胎压监测系统结构原理图如图 1 所示,包括安装在轮胎内部的胎内监测模块(用于采集并发射压力、温度信息)、安装在轮胎附近的能量发射装置(用于向胎内监测模块提供能量)、安装在汽车驾驶室的中央处理模块(向驾驶员显示采集到的压力、温度信息)。在胎外将能量传入胎内的方式主要利用电感耦合原理,即在轮胎外安装能量发射线圈,将交流能量传入轮胎内,胎内监测模块中的电源恢复电路将获得的交流能量转变为直流能量,为主体电路供电。

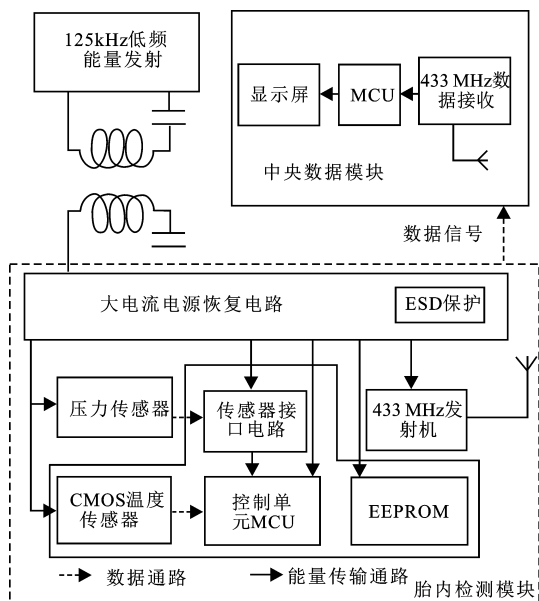


图 1 无电池胎压监测系统结构

2 电源恢复电路结构设计

电源恢复电路的作用是将线圈接收的交流电信号转换为向 SoC 内部供电的直流电源。用于无电池胎压监测的电源恢复电路与一般的电源恢复电路相比有以下特点。

(1)输入电压的幅值变化较大。由于接收线圈安装在轮胎内部,随轮胎旋转而旋转,但发射线圈固定在车体上,汽车行驶中二者的距离、夹角会不断变化,根据电路原理分析,这种相对位置变化反映在电路中即交流输入电压的变化。这就要求交流输入电压在一个较大的范围变化时,电源恢复电路都能以较高的效率工作。

(2)对储能的要求。为安全性考虑,电源恢复电路需要有较大储能的能力,即外部能量供应不足或

SoC 内部需要大电流时保证系统一段时间的正常工作。

(3)汽车电子的发展导致的电磁兼容问题。由于电源恢复电路直接与线圈相连,会接收外部的电磁干扰,也会向外部发射电磁干扰。

(4)电路要满足汽车电子的温度、ESD 相关标准,对电路设计的要求比一般民用系统更严格。

(5)间歇性输出。胎压监测模块在休眠状态时,电流消耗约 0.21 mA,胎压监测模块处于工作状态时,消耗电流约 10 mA,每个工作状态中胎压监测模块向中央处理模块发生一次数据信号。典型的工作模式下,休眠状态持续约 2 s,工作状态持续约 12 ms,这时平均电流 0.3 mA,电源电压 3 V 时平均功率 0.9 mW。而在停车时,发生数据信号的频率要求更低,即这时可以允许更小的平均电流。

因此无电池胎压监测系统的电源恢复电路设计方法应该在满足基本电源恢复功能及以上特性的基础上,努力提高能量传输效率。由此设计的电源恢复电路系统如图 2 所示。整体系统由整流电路、电压转换电路、带隙基准源、启动使能电路、电压检测电路、控制电路、线性稳压电路及几个片外电容组成,其中整流电路对接收线圈接收到的交流感应电压整流产生一个不稳定的直流电压,由电压转换电路将其变为接近标准 3 V 的电压 V_{cc} ,但是 V_{cc} 电压仍有一定的波动不能直接给负载供电,因此需要带隙基准源和线性稳压电路产生稳定的负载工作电压 V_{out} ,为储存足够负载使用的电能,考虑到输入交流电压的不确定性,本系统使用两个电容的方法,即片外电容与片外备用电容。正常工作时电压转换电路连接整流电路输出与片外电容,使其电压维持在 3.3 V 左右,作为后续电路的电源。输入能量过剩时,电压转换电路断开并连接整流电路输出与片外备用电容,将多出能量储存在片外备用电容中。而输入能量不足时电压转换电路连接片外电容与片外备用电容,将备用电容的能量转移到片外电容中,保证电路具有输入功率不足时仍有一段正常工作能力。

为保证电压转换电路能及时在整流电路、片外电容与片外备用电容之间选择连接,需要电压检测与控制电路。电压检测电路需要监测整流电路输出电压、片外电容电压及片外备用电容电压。将电源恢复电路集成在 SoC 上时,因此可以借用芯片内部 ADC 进行分时段的检测。芯片内部已集成有 8 位 SAR ADC 用于检测胎压信息,在电源电压 3.3 V 时,后仿真结果为有效位数 7.6 位(采样频率 20

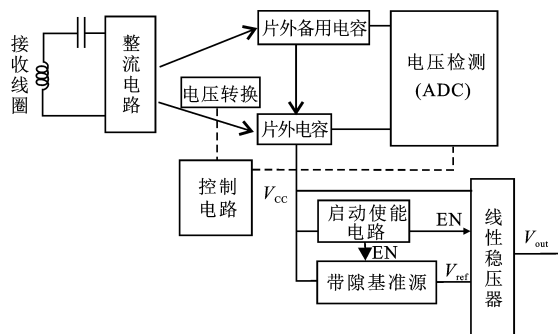


图 2 电源恢复电路系统结构

kHz),平均电流 290 nA. 电源恢复电路中需要的电压检测并不需要很高的频率(需监测信号频率仅为轮胎转动频率)和精度(0.1 V 即可),因此芯片内 ADC 可兼顾胎压信息采集与电源恢复电路的电压采集,这样可以节省电路面积,充分利用电路资源. 控制电路通过分析电压检测结果产生控制信号,控制电压转换电路的工作模式及电压转换电路接入整体电路的方式. 电压检测与控制电路的实现需要借助胎压监测 SoC 中的其他电路模块,将不在本文的重点讨论范畴.

同时为了降低整体的功耗,加入启动使能电路使得电路在刚开始启动或者负载工作电流过大时, V_{cc} 没有上升至有效的工作电压,使得除去整流电路以外的其他电路停止工作,保证整流电路稳定输出给电容充电, V_{cc} 逐渐上升满足工作的最低电压后再使能后续的电路.

3 关键模块设计

3.1 整流电路

整流电路要求以较高的效率将交流输入转换为直流输出,由此设计的整流电路结构的如图 3 所示^[2],相比于通常的 4 二极管全波整流电路,图 3 中的电路在每个二极管链接的 PMOS 管旁增加两个附加 PMOS 管用来控制 PMOS 管衬底电位,使之保持 PMOS 管两端电位较高一端的值,从而减小漏电流,避免门锁效应.

3.2 电压转换电路

电压转换电路负责在整流电路输出、片外电容、片外备用电容两两之间进行能量传递,因此输入、输出电压范围较大. 正常工作时,片外电容电压稳定在 3.3 V 左右,由于 MOS 管耐压 15 V,留一定的设计余量,本文的设计中片外备用电容电压与整流电路输出电压的范围均是 0~12 V. 片外备用电容电压与整流电路输出电压很小时,需要大增益电路以便

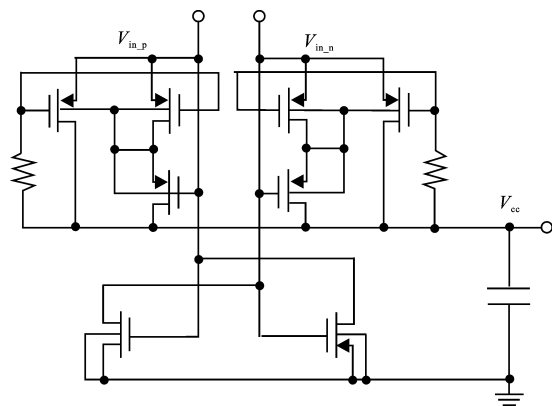


图 3 整流电路结构

向 3.3 V 的片外电容提供能量,这时的转换效率往往很低,片外备用电容与整流电路输出处所储存的能量利用价值也不大. 因此本文设计的电压转换电路采用图 4 所示的开关电容结构,电路可以通过控制开关的开闭来配置成不同增益的电荷泵(配置方法见参考文献[3]). 由于实际需求,本文采用了 4 个电容结构,理论上可配置成最大增益从 0.25 到 4 的变化的 11 种电荷泵结构,即输出电流为 0 时,增益范围在 0.25 与 4 之间,输出电压为 3.3 V 时,可允许的输入电压范围是 0.8~13.2 V.

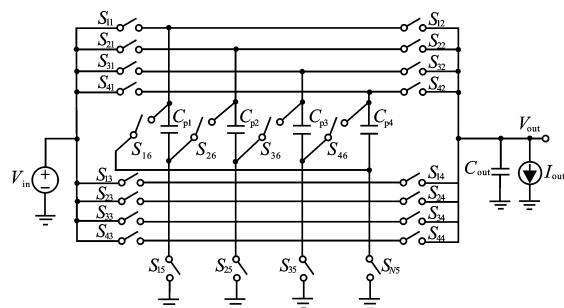


图 4 电压转换电路^[3]

电压转换电路是影响电源恢复电路整体效率的关键. 电压转换电路的效率损失可能来自开关 MOS 管上电阻损耗、开关 MOS 管的寄生电容等^[3-4]. 除合理选择开关 MOS 管尺寸以获取导通电阻和寄生电容的平衡外,利用片外备用电容一般会出现大于 3 V 的高压,利用这一高压控制开关管的通断以降低漏电流,减小导通电压. 采用 3.1 节所示的 PMOS 管衬底电位控制技术也可有效降低开关管工作时的导通电压.

电压转换电路根据需求还会选择性参与片外备用电容的充电与放电,但由于绝大多数时间里电压转换电路连接的是整流电路输出与片外电容,因此连接备用电容的情况对电路整体效率影响很小,优

化效率时只考虑电压转换电路连接整流电路输出与片外电容的情况。

3.3 线性稳压电路

线性稳压器(LDO)在电源管理电路中被普遍使用^[5],其输入是带隙基准产生的参考电压,输出电压作为负载的工作电压,是无线能量传输系统向负载芯片的最后一级,这里的线性稳压器需要具有对自身电源小幅度波动的抑制能力,和对于负载芯片电流变化的抑制能力.本文设计的线性稳压电路由偏置电路,误差放大器,功率级输出、过流保护电路构成,如图5所示。

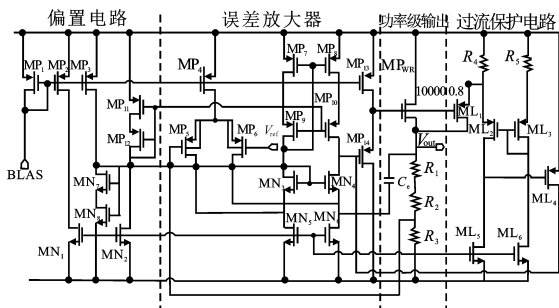


图5 线性稳压电路结构

本电路误差放大器采用折叠 cascode 运放结构,增大了开环增益,提高了电源抑制比.功率级输出用大尺寸 PMOS 管满足大电流输出的需求.过流保护电路可以避免储能电容瞬间放电对系统造成的危害。

3.4 带隙基准电路设计

带隙基准为电源恢复电路提供稳定的直流基准源,本系统的工作环境是汽车电子的 $-40\sim 125^{\circ}\text{C}$ 宽温域工作环境,因此需要设计受温度影响小的带隙基准源电路同时又符合整个系统低功耗的要求.最终设计的电路如图6所示.本电路在常见的核心电路之外增加了温度补偿电路,以满足宽温域要求,并设置了数字校准系统弥补工艺误差^[6]。

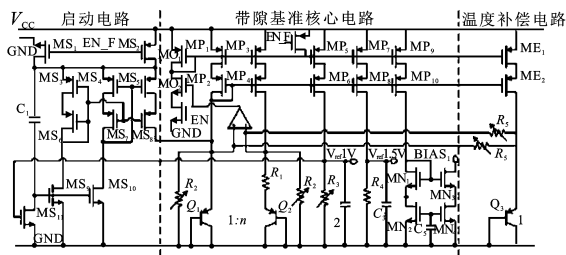


图6 带隙基准源电路

3.5 启动使能电路

启动使能电路要求开启电压大于3 V,关断电压小于2.5 V,且拥有较低的功耗.根据以上要求,

本文设计电路如图7所示. P_2 、 N_4 、 P_3 、 N_5 与 P_4 、 N_6 构成一个反相器链,反相器链输入端电压变化时,会有输出端电压 $V_{\text{out}}=V_{\text{in}}$ 或 $V_{\text{out}}=0$. V_{out} 是低电平时, N_2 、 N_3 支路关断. V_{out} 是高电平时, N_2 、 N_3 支路导通,使得 N_1 的漏极节点的下拉能力加强.因此对于相同的 V_{in} ,由于电路开启或关断的过程中 V_{out} 不同,会有不同的开启电压、关断电压.调节 P_1 、 N_1 、 N_2 、 N_3 的尺寸可以得到想要的开启电压与关断电压值。

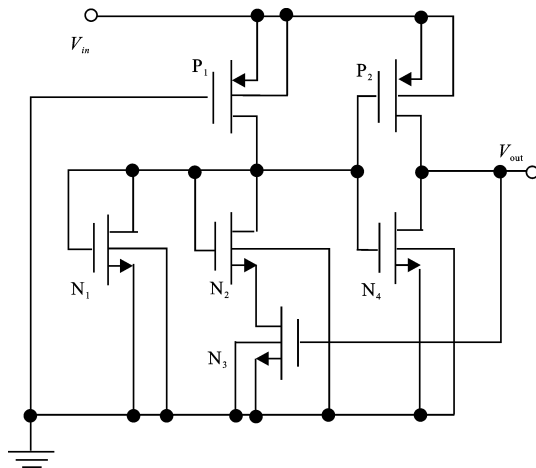


图7 启动使能电路结构^[2]

4 电源恢复电路后仿真验证

由于对整体电路复杂,运行周期长(实际工作中约10 s),仿真需大量时间,以下只做各个模块的独立后仿真.以下仿真过程中各电路的输入、输出端均用直流电源或设置初始值后的大电容连接(启动使能电路除外)。

(1)整流电路仿真结果如图8所示,整流电路的效率与其输入输出效率密切相关,整流电路的效率在输入交流电压幅值 V_{in} 与输出电压 V_{cc} 均较大并且二者相差较小时达到较大的效率.由于 MOS 管耐压15 V的限制,整流电路的交流电压幅值不能超过7.5 V.此外,输入电压减小会影响整流电路的输出功率,以胎压监测模块典型工作模式的平均功耗0.9 mW为标准,则整流电路输入交流电压幅值 V_{in} 必须要大于4.6 V.实际应用中可以按需求在整流电路之前加一 LC 谐振电路使整流电路工作在适宜的输入电压范围。

仿真结果显示本电路在1 MHz之内不同工艺角和温度下都能保证电源抑制比小于-60 dB.最大负载电流可超过60 mA。

(2)线性稳压器只能提供有限的电压调整能力,如图9所示,输出3 V电压时,输入电压大于3.5 V

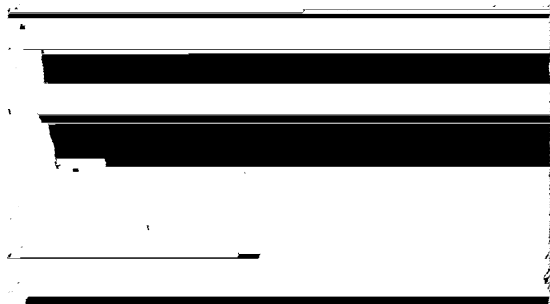


图 8 整流电路效率与输入输出电压的关系

后线性稳压器的效率会迅速下降,与整流电路中效率与电压的关系相反. 休眠状态(输出电流 0.21 mA)与工作状态(输出电流 10 mA)效率略有差异. 因此需要电压转换电路将线性稳压器的输入电压调节到适当范围.

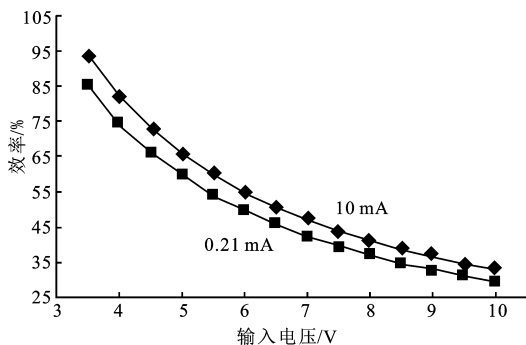


图 9 线性稳压电路输入电压与效率关系

(3)关于带隙基准电路,随着温度的上升其电流将增大,不同工艺角下功耗电流会变回,最大电流为 19.54 μA ,最小值为 10.42 μA ,相比整流电路与线性稳压电路相比基本可忽略. 校准后温度系数可以控制在 $1 \times 10^{-6} / ^\circ\text{C}$.

(4)启动使能电路如图 10 所示,仿真时用周期 1 ms、峰峰值 10 V 的三角波作为输入. 结果显示在不同温度与工艺角下,此电路均能在 3~3.5 V 时正常启动,在 1.5~2 V 时关断,达到设计要求.

(5)电压转换电路如图 11 所示,最大增益 4/3、输出电压 3.3 V、输出电流 0.3 mA 时,在不同输入电压情况下片外电容的充电过程,在这种配置下电压转换电路的输入电压大于 3 V 时才能保证后续电路的正常运行. 在这种情形下,输入电压接近 3 V 时可达最高效率 77%,转换但效率会随输入电压的增大而迅速减小,输入电压为 3.3 V 时效率仅为 38%. 因此电压超过 3 V 较多时需要及时转换到另一种增益较小的模式. 仿真结果还验证了在零输出电流时,电压转换电路最大增益接近 4,0.8 V 输入

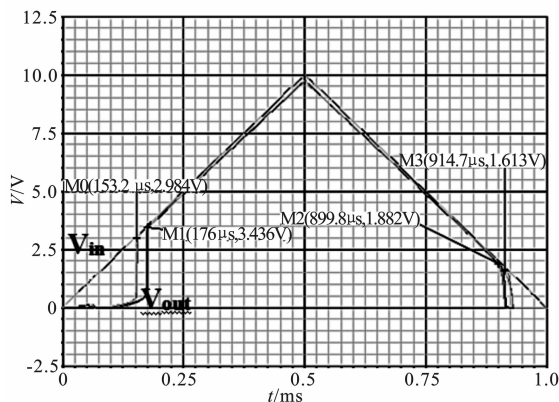


图 10 启动使能电路结构后仿真结果

电压经过一段时间积累后可以在片外电容处产生大于 3 V 电压.

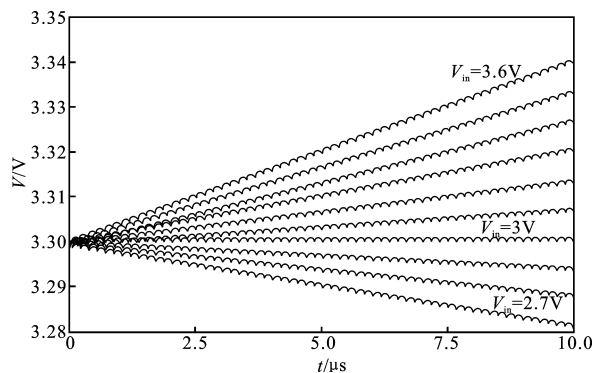


图 11 电压转换电路典型后仿真结果

实际工作中由于轮胎会以不同速度转动,电源恢复电路的交流输入电压、片外电容及片外备用电容的电压都会相应地变化,为保证整体电路以较高效率运行,需要时刻监测这些节点的电压并通过相应的控制系统配置电压转换电路选择不同的增益模式. 控制电路与算法的相关内容未包括在本文内,是本课题之后需要关注的问题.

对于整体电路来说,整流电路输入交流电压幅值 $4.6 \text{ V} < V_{in} < 7.5 \text{ V}$ 时,整流电路产生的输出功率大于胎压监测模块的典型平均功耗 0.9 mW,此时胎压监测模块可以正常工作且片外电容、片外备用电容处于能量积累阶段. 输入交流电压幅值 $V_{in} < 0.8 \text{ V}$ 时,本文的电路不能实现电源恢复功能. 输入交流电压幅值 $0.8 \text{ V} < V_{in} < 4.6 \text{ V}$ 时,由于电压转换电路的存在,仍然可以产生 3 V 的输出电压,但是输出功率小于胎压监测模块的典型平均功耗. 这时可通过片外电容与片外备用电容释放能量以保证胎压监测模块短时间正常工作,也可进入低监测频率的模式. 实际环境中电源恢复电路输入电压由发射接收线圈相对位置决

定,长时间低输入电压的状态只有停车时才会出现,因此低监测频率的模式是可以接受的.

5 结束语

本文针对无电池 TPMS 系统对电源恢复电路的需求,沿着从系统到芯片的设计思路,完成了一种用于无电池胎压监测 SoC 的电源恢复电路的主体部分的设计,针对胎压监测系统的特征如输入电压的幅值变化较大、储能要求较大及电磁干扰、可靠性等做出了相应的调整,后仿真结果显示可以基本满足胎压监测的需求,将幅值 0.8 V 到 7.5 V 范围内的 125 kHz 交流电信号转化为 SoC 所需的 3 V 恒压电源,最大输出电流为 10 mA.

参考文献:

[1] 柴彬. TPMS 技术对汽车行车安全的影响[J]. 科技信息,2010,27(18):1001-9960.

[2] 涂志远. 汽车无电池胎压监测 SoC 关键 IP 核设计与实现[D]. 北京: 清华大学, 2015.

[3] Ma Dongsheng, Rajdeep Bondade. Reconfigurable Switched-Capacitor Power Converters [M]. USA;

Springer, 2012: 72-80.

[4] Toru Tanzawa. On-chip high-voltage generator design [M]. USA: Springer, 2012.

[5] Wang Yi, Wu Liji, Tu Zhiyuan, et al. A 125kHz low frequency power recovery circuit for battery-less TPMS SoC[C]// IEEE 11th International Conference on Application Specific Integrated Circuit (2015). IEEE,2015.

[6] Banba H, Shiga H, Miyaba T, et al. A CMOS bandgap reference Circuit with sub-1-V Operation[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 1999, 34(5):670-674.

作者简介:

赵裕章 男,(1991-),硕士研究生.研究方向为无电池胎压监测系统与芯片.

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:lijiwu@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.

吴行军 男,(1969-),硕士,副教授.研究方向为汽车电子与信息安全.

(上接第 102 页)

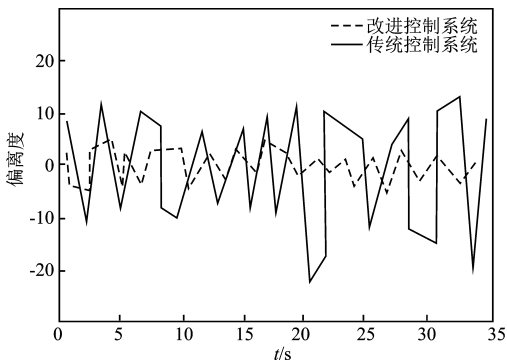


图 9 控制系统偏离度对比分析

络化时,一直存在控制精度低、偏离度大的问题,提出并设计了一种新的网络化半导体激光通信自动控制系统,并进行了实验对比分析.实验结果标明,采用采用改进设计的半导体激光通信自动控制系统,控制系统的稳定性及偏离度,均有优于传统的控制系统,具有一定优势.

参考文献:

[1] 王立军,宁永强,秦莉,等. 大功率半导体激光通信研究进展[J]. 发光学报,2015,36(1):1-19.

[2] 张胤,王青. 自动稳频半导体激光通信研究[J]. 中国激

光,2014,41(6):12-16.

[3] 李江澜,石云波,赵鹏飞,等. TEC 的高精度半导体激光通信温控设计[J]. 红外与激光工程,2014,43(6):1745-1749.

[4] 高平东,张法全. 高精度半导体激光通信温控系统的设计与实现[J]. 激光技术,2014,38(2):270-273.

[5] 汪岳峰,雷呈强,殷智勇,等. 半导体激光通信堆栈填充因子对慢轴光束准直的影响[J]. 强激光与粒子束,2015,27(5):50-55.

[6] 陈彦超,冯永革,张献兵. 用于半导体激光通信的大电流纳秒级窄脉冲驱动电路[J]. 光学精密工程,2014,22(11):3145-3151.

[7] 宋琪,李娜,朱岩. 星载固态存储器数据管理结构的设计[J]. 电子设计工程,2016,24(6):100-103.

[8] 李铁军,宓现强. 一种半导体激光通信自动控制系统的的设计[J]. 应用激光,2012,32(5):424-428.

[9] 曹延昌,熊继军,侯庆志. 可调谐半导体激光通信的精密控制系统设计[J]. 激光技术,2015,45(3):316-319.

[10] 李秀山,宁永强,贾鹏,等. 浅面浮雕矩形台面垂直腔面发射半导体激光通信[J]. 中国激光,2014,41(12):22-27.

作者简介:

郭雯雯 女,(1984-),讲师.研究方向为软件开发.

E-mail:Guowenwen4698@163.com.