

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2024.09.006

可重构的能量收集电路及 DC-DC 转换器

张 京, 张 章, 王桢楠, 任洪涛

(合肥工业大学 微电子学院, 安徽 合肥 230601)

摘要: 为了进一步提高输出电压的稳定性以及能量收集电路的转换效率, 文章在传统的单能量收集系统上, 增加电池辅助系统以提高输出的稳定性; 通过单迟滞比较器判断升降压电路的工作状态, 并通过时序控制完成升降压电路单电感的分配问题。该方法通过增加电池辅助的降压电路提高输出电压的稳定性以及能量转换效率; 利用时序控制电路实现升降压电路的单电感共用, 改善传统升降压电路双电感面积大的问题。电路基于 CMOS 180 nm 工艺进行设计, 仿真结果表明: 在输出负载电流发生突变时, 输出电压波动小于 10 mV; 在不同的输出负载条件下, 环境能量追踪效率在 97% 以上、转换效率在 78% 以上。

关键词: 工作模式可重构; 单电感共用; 稳定性; 转换效率; 能量收集

中图分类号: TN432 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-5060(2024)09-1191-06

Reconfigurable energy collection circuit and DC-DC converter

ZHANG Jing, ZHANG Zhang, WANG Annan, REN Hongtao

(School of Microelectronics, Hefei University of Technology, Hefei 230601, China)

Abstract: In order to further improve the stability of the output voltage and the conversion efficiency of the energy collection circuit, a battery auxiliary system is added to the traditional single energy collection system to improve the stability of the output. The single hysteresis comparator is used to judge the working state of the step-down circuit, and the assignment of single inductance of the step-down circuit is accomplished through timing control. In this method, the stability of output voltage and the energy conversion efficiency are improved by adding battery-assisted step-down circuit, and the single inductor sharing of the step-down circuit is realized through timing control circuit. The problem of large double inductor area of the traditional step-down circuit is solved. This circuit is designed based on the CMOS 180 nm process. The simulation results show that the output voltage fluctuation is less than 10 mV when the output load current changes abruptly. Under different output load conditions, the tracking efficiency of environmental energy is more than 97%, and the conversion efficiency of environmental energy is more than 78%.

Key words: work mode reconfigurable; single inductor sharing; stability; conversion efficiency; energy collection

0 引 言

随着科技的发展, 5G 通信的快速普及, 物联网设备的快速发展, 普通的电池已经不能满足这

些设备的需要。能量收集技术的使用会让多余的电能、热能、动能、光能等能量汇聚收集并供给设备使用, 从而达到自我能量循环系统的建立^[1]。

目前, 环境能量密度相对较低, 且深受环境影

收稿日期: 2022-03-07; 修回日期: 2022-04-21

基金项目: 国家自然科学基金区域创新发展联合基金资助项目(U19A2053); 中央高校基本科研业务费专项资金资助项目(PA2021KCPY0043)

作者简介: 张 京(1993—), 男, 安徽安庆人, 合肥工业大学硕士生;
张 章(1982—), 男, 安徽淮南人, 博士, 合肥工业大学教授, 博士生导师。

响,也就是说能量收集系统的负载会发生变化,为了提高能量收集系统的稳定性以及抗干扰能力,需要增加中间段的储能电容提高输出的稳定程度。当增加了中间段的储能电容后,因为储能电容电压和锂电池的电压总和通常高于输出电压,所以需要多一条降压通路。由于能量收集电路中多出了降压通路,因此要尽可能地减少面积。

传统能量收集电路存在如下 2 个方面问题:

① 单电感能量收集系统的输出电压稳定性差、能量利用率低;② 双电感电路空间利用率低。在尽可能小的面积下提高输出电压稳定性以及能量转化率,是设计能量收集系统面临的难题。

本文设计一种工作模式可重构的能量收集控制电路及 DC-DC 转换器。单迟滞比较器检测的方式提高输出电压的稳定性和能量转化率;同时时序控制电路实现电感共用,减小了芯片的面积。

1 电路设计

电路中采用温差电池(thermoelectric battery, TEG)将这些多余的能量进行回收,温差电池可将热能转换为电能,但由于产生的电压一般较低,因此需要通过 DC-DC 升压转换器转换为较高的电压以驱动负载。同时,由于温差电池受环境热能的影响,不能保证产生的能量满足负载的要求,通过加入储能电容,在温差电池产生的能量大于负载需求时对能量进行保存;也可以在温差电池产生的能量小于负载需求时释放能量稳定输出^[2]。同时,通过采用电感共用的方式达到减小能量收集系统面积的需求。本文设计的能量收集控制电路结构如图 1 所示,主要包括最大功率点采样、过零比较器、时序控制、定频振荡器、基准电压源、输出电压采样电路。

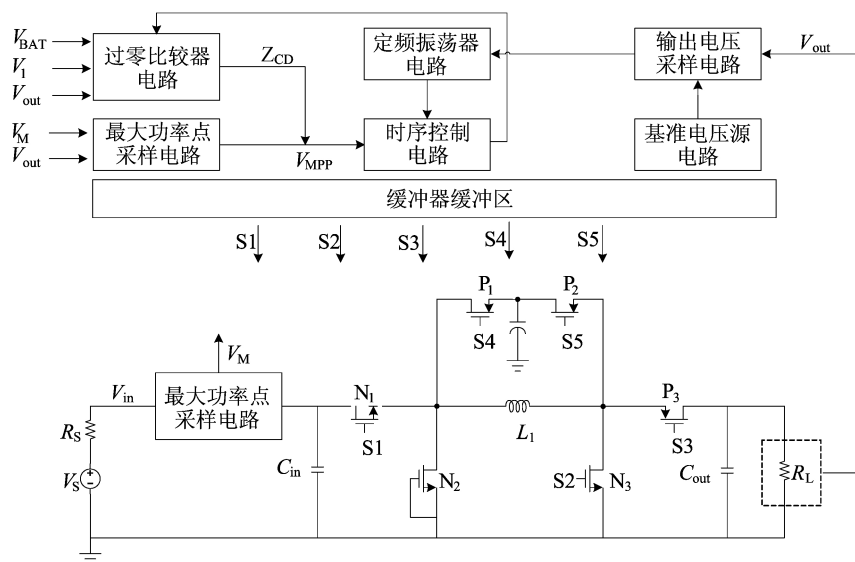


图 1 能量收集控制电路结构

最大功率点采样电路实现对环境能量源最大功率追踪;过零比较器电路将电感中的能量转换到负载中,提高转换效率;输出电压采样电路与定频振荡器电路实现降压电路的控制;基准电压源、输出电压采集电路及时序控制电路完成单电感共用,减小芯片面积。

本文关于可重构的能量收集控制电路中 DC-DC 转换器工作流程如图 2 所示。根据电路启动完成后,输出电压 V_{out} 的大小可以判断电压是否大于 1.795 V,若大于 1.795 V 则可对最大功率点处的电感充电,当完成对电感 L_1 的充电后,判断输出电压 V_{out} 的大小决定是给备用锂电池充电还是给负载 C_{out} 或 R_L 供电。当 V_{out} 大于 1.820 V

时,通过开关信号 S5 给备用锂电池充电;当 V_{out} 小于 1.820 V 时,通过开关信号 S3 给输出电容以及输出负载供电^[3]。

电感充放电后判断输出电压 V_{out} 的大小,若 V_{out} 小于 1.795 V,同时信号 S1 为低电平,即升压电路未使用电感的情况下,启动降压电路,通过开关信号 S3、S4 将备用锂电池的能量供给输出电容 C_{out} 以及输出电阻 R_L ,直到 V_{out} 大于 1.805 V 后结束降压电路工作,同时低于 1.795 V 时进行升压电路工作,使得电感分时复用,在环境能量电池以及备用锂电池同时供给输出电容电阻时,持续对环境能量电池的能量进行最大功率追踪并收集,提高能量转换效率。

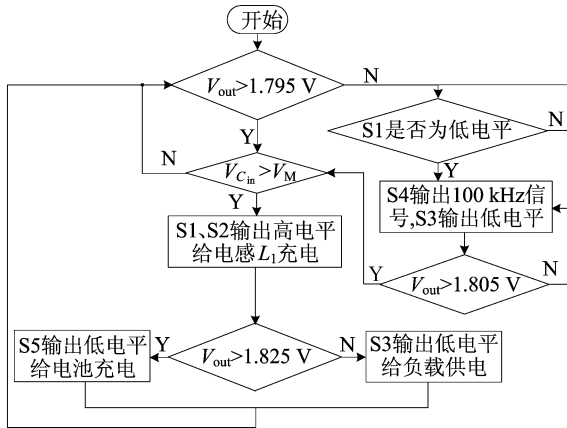


图 2 DC-DC 转换器工作流程

2 控制电路设计

2.1 升压控制电路

能量收集电路是将输入的低电压转化为负载可用的高电压,主要包括最大功率追踪模块电路、过零比较器电路。

2.1.1 最大功率追踪模块

温差电池利用塞贝克(Seebeck)效应,可以通过温度差异,使热能直接转化为电能。温差电池最大功率点在 0.5 倍开路电压处。

最大功率点跟踪技术主要有扰动观察法、电导增量法、开路电压法等。开路电压法结构简单、功耗较低;其他非线性的控制法实现难度大、电路设计困难、功耗较高,因此本文设计采用开路电压法进行最大功率点跟踪。

开路电压法通过采集环境能量源的开路电压,1/2 分压后与输入电压进行比较后控制能量电路,以达到最大功率追踪,开路电压法原理图如图 3 所示。

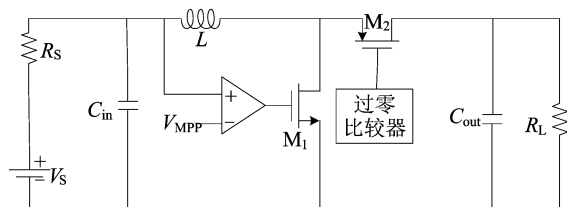


图 3 开路电压法原理图

2.1.2 过零比较器

在断续模式(discontinuous conduction mode, DCM)控制 DC-DC 升压电路中,通常使用过零比较器,通过定时信号 Z_T 关闭功率晶体管减少反向电感电流以提高转换效率,过零比较器如图 4 所示。使 R_{S1} 大于 R_{S0} ,在 V_1 略高于 V_{out}

时,输出反转,关闭功率晶体管防止电感电流倒流^[4]。

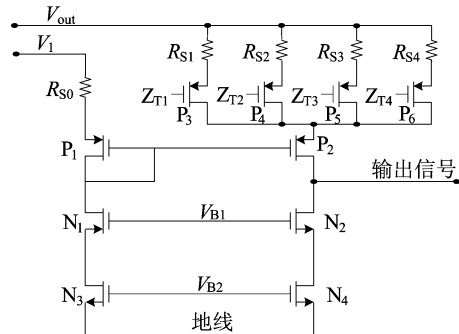


图 4 过零比较器

本文设计采用 2 个过零比较器,一个过零比较器比较 V_{out} 与 V_1 之间的电压,另一个比较 V_{BAT} 与 V_1 之间的电压,分别给负载与储能电容供电。判断标准主要是输出电压采集电路采集到的电压,当输出电压大于 1.825 V 时,启动与 V_{BAT} 比较的比较器;反之启动与 V_{out} 比较的比较器。

2.2 降压控制电路

由于环境能量源深受环境影响,有时会存在环境能量不能满足负载需求,此时需要储能电容进行放电满足负载需求^[5]。储能电容的电压为 3.3 V,降压控制电路模型如图 5 所示,采用 DC-DC 降压电路将 3.3 V 的电压转换到 1.8 V,以满足负载需求。

降压控制电路主要包括输出电压采集电路以及 1 个定频振荡器^[6]。

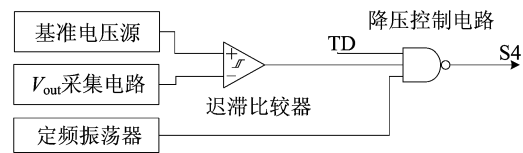


图 5 降压控制电路

输出电压采集电路将能量收集电路的输出电压进行采集,然后与基准电压进行比较,当输出电压低于 1.795 V 时,以及时序控制电路给定 TD 信号后,定频振荡器可以输出一个占空比为 60% 的振荡信号用来储能电容放电,以给负载供电。

本设计的降压转换器工作在连续导通模式下,此时转换器的周期为:

$$T = T_{ON} + T_{OFF} \quad (1)$$

其中: T_{ON} 为转换器导通时间; T_{OFF} 为关断时间; T 为转换器的周期。

降压转换器的占空比 D 为:

$$D = \frac{T_{ON}}{T} \quad (2)$$

当开关管导通时,储能电容将在电感 L 上储能放电,此时电感两端电压分别为 V_{BAT} 与 V_{out} ,此时电感电流的表达式为:

$$I_L = \frac{V_{BAT} - V_{out}}{L} T_{ON} = \frac{V_{BAT} - V_{out}}{L} DT \quad (3)$$

当开关管关断,二极管 D 导通,电感会续流。由于电感上电流不能突变,此时电感电流的表达式为:

$$I_L = \frac{V_{out}}{L} T_{OFF} \quad (4)$$

电感中电流的流入与流出必须相等,可得:

$$\frac{V_{out}}{L} T_{OFF} = \frac{V_{BAT} - V_{out}}{L} T_{ON} \quad (5)$$

最终由式(3)可得输出电压为:

$$V_{out} = DV_{BAT} = \frac{T_{ON}}{T} V_{BAT} \quad (6)$$

本设计的储能电容电压为 3.0~3.3 V,输出电压为 1.8 V,由式(4)可得,占空比在 0.6 时电压比较合适,因此本设计的定频振荡器产生一个 0.6 的振荡信号。

振荡器分为环形振荡器与 RC 振荡器。RC 振荡器相对来说频率很固定,因此文本设计采用 RC 振荡器,振荡器的结构如图 6 所示^[7]。

振荡器的频率由电容 C 和电流源 MOS 管 N_5 上电流决定,电容越小或电流越大则频率越快,反之频率越慢;占空比由电容 C 两侧 MOS 管的长宽比决定。最终调节为周期 10 μ s、占空比为

0.6 的一个方波信号。定频振荡器的波形如图 7 所示。

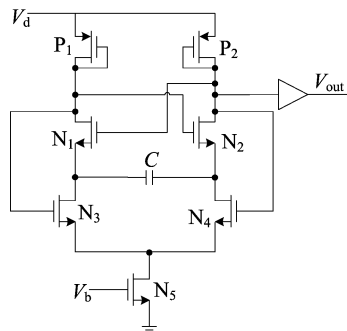


图 6 振荡器结构

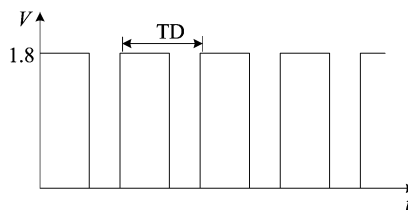


图 7 变频振荡器波形

2.3 时序控制

本设计包含升压电路与降压电路以及双电感电路,可以简化控制电路的设计,但是损耗了面积,因此本设计采用单电感共用的方式减小芯片面积^[8]。

单电感的共用主要考虑时序控制下工作,本设计中的能量收集电路主要针对升压电路,当升压电路完成后,空余的时间运用在降压电路工作,升压与降压时间都会更好地利用单电感结构。完整的升降压控制电路如图 8 所示。

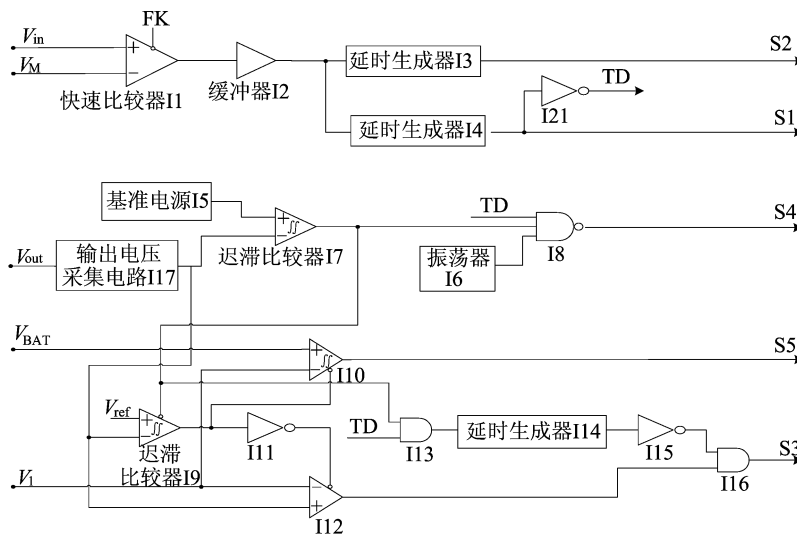


图 8 升降压控制电路

在延时生成器 I4 的作用下生成一段固定时间 t 用来降压,只有当 I15 接受到反馈信号 FK 之后,升压电路和降压电路已经全部完成工作,合理地达到升降压共用电感的目的。

3 仿真结果

本文利用 Cadence 仿真软件,对于所提出的可重构的能量控制电路及 DC-DC 转换器采用了 0.18 μm CMOS 工艺设计,时序控制信号 S1~S5、输出电压 V_{out} 波形图如图 9 所示。

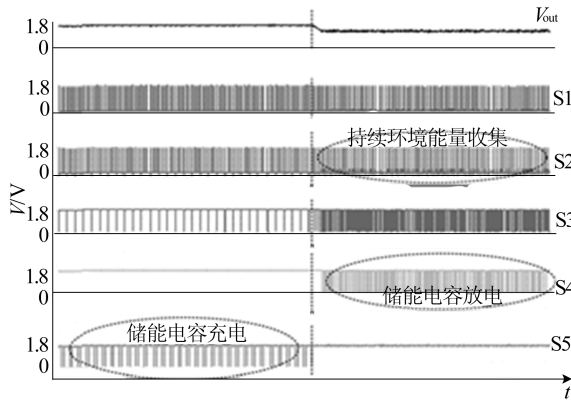


图 9 控制信号 S1~S5 以及输出电压波形图

整体的电路主要分为轻负载和重负载 2 种模式。在轻负载模式下,输出电压在 1.817 V 左右时,由于控制信号 S1、S2 对电感 L 完成充电模式,在充电完成时可通过控制 S3 信号给输出电容 C_{out} 和电阻 R_L 供电,同时也控制 S5 信号给储能电容充电。在重负载模式下,输出功率会比环境能量电池所提供的能量高,使通过电阻 R_L 上的电流 I_{out} 增大,此时通过控制 S3、S4 信号,使得储能电容 C_{out} 放电,维持电压的相对稳定,与此同时 S1、S2 控制信号持续对环境能量进行收集并继续对 R_L 以及输出电容 C_{out} 供电,使电感 L 在升降压

的电路中达到共用的目的。

当负载电流 I_{out} 发生突变时, I_{out} 从 150 μA 跳变到 2.15 mA,此时输出电压 V_{out} 为 1.800 V,波动 10 mV 左右,DC-DC 转换器工作模式从轻负载模式转到重负载模式,对于传统的单电感模式转变下,波动电流会导致电压在 200 mV 左右电压波动。

DC-DC 降压电路转换效率如图 10 所示。随着负载电流的增大使供电效率百分比逐渐增大,在 1.00~2.15 mA 时的增幅较大,2.50 mA 电流时达到 80% 左右转换效率。DC-DC 转换器在不同的工艺角下转换效率如图 11 所示,所有转换效率都在 80% 以上,只有在轻重模式切换的过程中,会有短暂的效率降低,很快就会恢复,整体维持在 70% 以上的转换效率,工艺角影响转换效率较小^[9]。

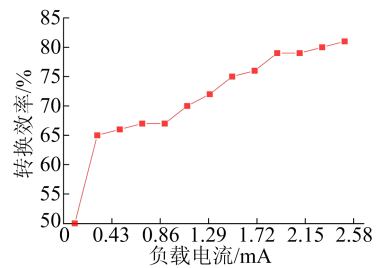


图 10 降压电路转换效率

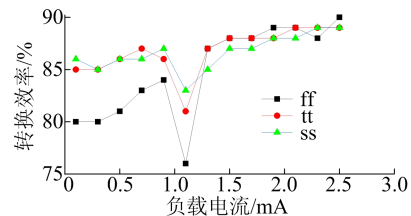


图 11 不同工艺角转换效率

用于能量收集系统工作模式可重构的 DC-DC 转换器与其他能量收集转换器性能对比见表 1 所列。

表 1 DC-DC 转换器与其他能量收集转换器性能对比

参数	文献[4]	文献[9]	文献[10]	本文设计
工艺尺寸/ μm	0.35	0.18	0.18	0.18
输出电压/V	1.8	1.2	1.2	1.8
电感/ μH	22	4.7	22	47
峰值转换效率/%	84.60	82	82	96
输入电阻/ Ω	5		50	100~2 000
低功耗转换效率/%			63	67
输出功率/mW	0~21.6	0~10		0~20
输出电压波动/mV	<240			<10

设计的能量收集 DC-DC 转换器可适应宽范围输入内阻,其峰值转换效率达到 96% 左右,在输入功率仅为 20 μW 左右时转换效率可以达到

67%,输出电压波动小于 10 mV,在同类型转换器中体现出优势。

(下转第 1223 页)

- [20] 刘忠,陈海锋,张怀东,等. 安徽金寨沙坪沟整装勘查区铅锌矿“三位一体”成矿特征及找矿预测[J]. 吉林大学学报(地质科学版),2020,50(5):1539-1551.
- [21] 华东冶金地质勘查局八一五地质队. 安徽省金寨县银冲(外围)铅锌矿详查地质报告[R]. 合肥:华东冶金地质勘查局八一五地质队,2015.
- [22] 安徽省地质调查院. 安徽省金寨县银水寺铅锌矿成矿要素报告[R]. 合肥:安徽省地质调查院,2011.
- [23] 杜建国. 大别造山带中生代岩浆作用与成矿地球化学研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2000.
- [24] 谷团,刘玉平,李朝阳. 分散元素的超常富集与共生[J]. 矿物岩石地球化学通报,2000,19(1):60-63.
- [25] 涂光炽,高振敏. 分散元素成矿机制研究获重大进展[J]. 中国科学院院刊,2003,18(5):358-361.
- [26] 张乾,刘玉平,叶霖,等. 分散元素成矿专属性探讨[J]. 矿物岩石地球化学通报,2008,27(3):247-253.
- [27] 陆三明,阮林森. 安徽金寨县沙坪沟铅锌矿田两期成岩成矿作用[J]. 地质学报,2016,90(6):1167-1181.
- [28] 刘铁庚,叶霖. 闪锌矿的 Cd 含量与颜色关系[J]. 矿物学报,2015,35(3):52-55.
- [29] 曹添淤,崇文,张本仁. 地球化学[M]. 北京:中国工业出版社,1962:63-69.
- [30] 刘铁庚,叶霖,邵树勋,等. 闪锌矿中的 Cd 主要置换的是 Fe 而不是 Zn[J]. 矿物学报,2009,29(增刊 1):283-284.

(责任编辑 吴 亮)

(上接第 1195 页)

4 结 论

本文所提出的可重构的能量收集控制电路及 DC-DC 转换器通过增加储能电容可以保证整个电路在能量收集的过程中持续工作。通过电路仿真结果表明,整体电路的峰值转换效率较高,达到 80% 以上,在输出电压纹波方面,纹波的波动在 10 mV 左右,在便携医疗设备电源管理系统中体现出较大的优势。

[参 考 文 献]

- [1] 刘晴. 适用于能量采集系统的超低功耗升压变换器的设计与研究[D]. 杭州:浙江大学,2013.
- [2] El-DAMAK D, CHANDRAKASAN A P. A 10 nW-1 μ W powermanagement IC with integrated battery management and self-startup for energy harvesting applications [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51(4):943-954.
- [3] CHOWDARY G, CHATTERJEE S. A 300-nW sensitive, 50-nA DC-DC converter for energy harvesting applications [J]. IEEE Transactions on Circuits & Systems I (Regular Papers), 2015, 62(11):1-11.
- [4] CHEN P H, W C S, LIN K C. A 50 nW-to-10 m W output power tri-mode digital buck converter with self-tracking zero current detection for photovoltaic energy harvesting[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2016, 51(2):523-532.
- [5] WENG P S, TANG H Y, KU P C, et al. 50 mV-input batterylessboost converter for thermal energy harvesting[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2013, 48 (4): 1031-1041.
- [6] PRABHB R D, RINCON-MORA G A. 0. 18-m light-harvesting battery-assisted charger-supply CMOS system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31 (4): 2950-2958.
- [7] SHAO H, LI X, TSUI C, et al. A novel single-inductor dual-input dual-output DC-DC converter with PWM control for solar energy harvesting system[J]. IEEE Transactions on Very Large Scale Integration Systems, 2014, 22 (8): 1693-1704.
- [8] LIU C W, LEE H, LIAO P C, et al. Dual-source energy-harvesting interface with cycle-by-cycle source tracking and adaptive peak-inductor-current control[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2018, 53(10):2741-2750.
- [9] CHEN P H, CHENG H C, LO C L. A single-inductor triple-source quad-mode energy-harvesting interface with automatic source selection and reversely polarized energy recycling[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2019, 54(10):2671-2679.
- [10] JEONG J, SHIM M, MAENG J, et al. A high-efficiency chargerwithadaptive input ripple MPPT for low-power thermoelectric energy harvesting achieving 21% efficiency improvement[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(1):347-358.

(责任编辑 张 镛)