DOI:10.16450/j.cnki.issn.1004-6801.2024.04.002

大负载高功率振动能量收集同步整流方法*

汤宝平， 罗 浩， 赵春华， 黄 艺
（重庆大学机械与运载工程学院 重庆，400044）

摘要 针对振动能量收集电路整流二极管损耗大、非线性电路控制复杂以及优化负载不高的问题，提出了大负载高功率振动能量收集同步整流与电荷提取方法。通过同步电感翻转电压提高整流电压，采用短时能量提取缩短整流器件导通时间，减小能量损耗，实现高功率能量收集。基于压电等效模型设计了自供电同步整流与电荷提取电路（self-powered synchronous rectification and electric charge extraction，简称SP-SREE），对一个振动周期电路各工作阶段进行分析，推导出SP-SREE电路理论收集功率，并对电路进行功能测试和负载功率特性测试。理论分析与实验对比表明，所提出的方法在大负载下具有更高的收集功率，可为机械振动无线传感器网络等能源受限场景下自供电提供重要参考。

关键词 振动能量收集；自供电；同步整流；电荷提取；压电等效模型
中图分类号 TH39；TK01；TN712

引 言

振动能量作为一种总量大且分布广泛的清洁能源，在无线传感器网络自供电领域极具应用潜力[1]。由于其高度分散的特点，能量收集功率通常很低，目前主要用于微功耗设备的自供电[2-4]。在更高功率需求的应用场景[5]，通常无法对传感器节点实时供电，而采用间歇供电方式。在蓄能阶段接近空载，考虑蓄能电容等器件的寄生参数，可等效为一个大阻值负载。因此，在保证基本电路损耗小的同时，需要着重提高大负载下能量收集功率。

相较于其他振动能量收集方式，压电式具有结构简单、易于小型化和发热量低等优点，在振动能量收集方面独具优势[6-7]。压电振动能量收集电路中，相比于传统全桥整流，非线性技术能显著提高能量收集功率，但同时也提高了电路控制复杂度[8]。此外，非线性技术多采用全桥整流作为子模块，而整流二极管的损耗会降低能量收集电路效率[9]。Wu等[10]采用有源整流简化控制，同时减少整流二极管损耗，但仍然沿用了全桥整流结构，只是替换了整流器件，整流桥长时间导通仍会造成损耗。Eltamaly等[11]采用电阻-电容（resistor-capacitance，简称RC）包络检波的峰值检测方法来简化控制电路。Xia等[12]设计了一种基于同步电荷提取和串联同步电感的自供电混合整流电路，使用变压器去掉整流桥结构，同时采用简化的RC包络检波开关控制电路，但存在大负载下收集功率低的问题。Wang等[13]设计了一种基于串联同步电感的自供电能量收集电路，该电路与传统串联同步电感电路具有类似的优化负载较小、在大负载下收集功率低的特性。

笔者针对振动能量收集电路二极管损耗大、非线性电路控制复杂以及现有电路优化负载不高的问题，设计一种基于同步电感的自供电同步整流与电荷提取电路，通过单个电感完成电压翻转和能量提取，实现低二极管损耗与简化控制电路的同时，保持大负载高功率能量收集。

1 压电悬臂梁机电耦合模型

图1为压电悬臂梁机电耦合模型，可等效为单自由度弹簧质量块系统[14]。其中：M为压电片等效质量；η为等效阻尼系数；K为等效弹性系数；α为机电耦合系数；$x_g(t)$，$x(t)$分别为基座位移和压电片相对位移。

其运动方程与电学方程为

$$\begin{cases} M\ddot{x}+\eta\dot{x}+Kx+\alpha U=F \\ I+C_p\dot{U}-\alpha\dot{x}=0 \end{cases} \tag{1}$$

其中：F为基座激励$x_g(t)$引入的等效力。

* 国家自然科学基金资助项目（51675067）；重庆市自然科学基金重点资助项目（cstc2019jcyj-zdxmX0026）
收稿日期：2022-01-20；修回日期：2022-04-18

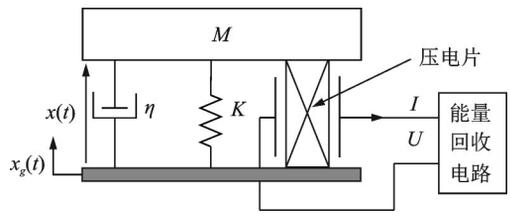

图 1　压电悬臂梁机电耦合模型

Fig.1　Electromechanical coupling model of piezoelectric cantilever beam

通过类比等效可得到压电片的电学等效模型。其中：相对位移 $x(t)$ 等效为电荷 q；质量 M 等效为电感 L；阻尼系数 η 等效为电阻 R；弹性系数 K 等效为电容 C 的倒数；机电耦合系数 α 等效为匝数比为 N 的理想变压器；力 F 等效为电压 U。原运动方程变为

$$L\ddot{q}+R\dot{q}+\frac{q}{C}+NU=v \tag{2}$$

图 2 为压电悬臂梁电学等效模型。本研究方法属于弱耦合场景，采用“电流源并联电容”的简化模型。

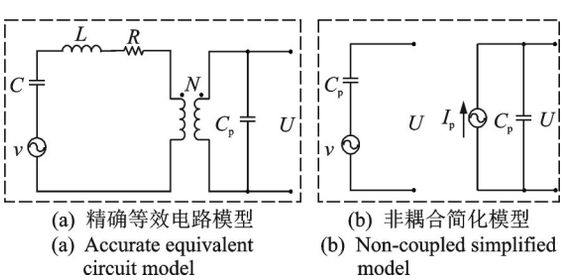

图 2　压电悬臂梁电学等效模型

Fig.2　Electrical equivalent model of piezoelectric cantilever

2　SP-SREE 电路原理及特性

SP-SREE 电路主要由峰值检测电路和同步电感电路组成，SP-SREE 电路原理如图 3 所示。峰值检测电路由 4 个三极管和 1 个电容组成，在压电片电压正峰值处控制正向开关管导通，先后完成能量提取与电压翻转。在负峰值处控制反向开关管导通，先完成电压翻转，再进行能量提取。同步电感电路由电感、续流二极管及储能电容组成。电感复用，完成电压翻转及电荷提取。整个电路仅有 1 个二极管和 1 个电感，无整流桥。

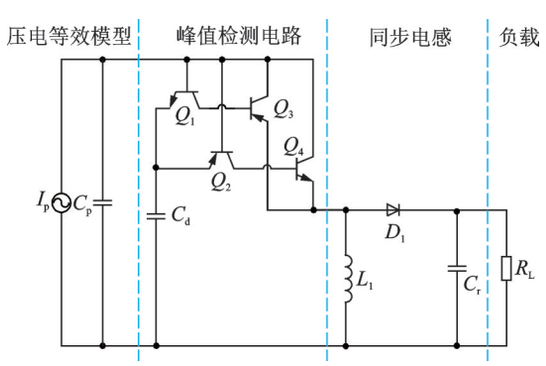

图 3　SP-SREE 电路原理

Fig.3　The schematic of SP-SREE circuit

2.1　SP-SREE 电路工作阶段分析

SP-SREE 电路理论波形如图 4 所示。对应压电片一个振动周期，电路工作可分为 4 个大阶段、6 个小阶段，完成 2 次能量提取。SP-SREE 电路各阶段电流通路如图 5 所示。

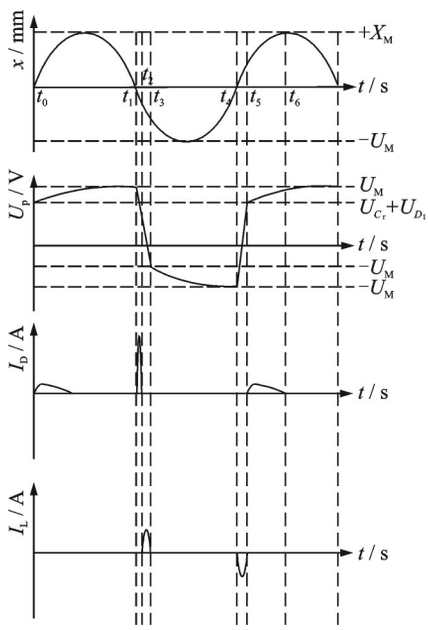

图 4　SP-SREE 电路理论波形

Fig.4　Theoretical waveform of SP-SREE circuit

正向开路阶段（t_0～t_1）如图 5(a) 所示，三极管 Q_3，Q_4 截止，压电片位移为正，压电片的夹持电容 C_P 正向充电，同时三极管 Q_1 处于微导通状态，等效为 1 个大阻值电阻，与 C_d 组成 RC 延时电路，以实现峰值检测。在 t_1 时刻位移为 0，压电片电压达到正向最大值。

第 1 次能量提取与电压翻转阶段（t_1～t_3）如图 5(b,c) 所示。t_1 时刻之后，当 U_{be2} 达到开启电压时，三极管 Q_2 导通，控制三极管 Q_4 导通，二极管 D_1 导通，压电片夹持电容 C_P 通过二极管 D_1 向储能电容 C_r 充电，同时为负载供电，如图 5(b) 所示。t_2 时刻，压电片电压下降到（$V_{C_r}+V_{D_1}$）时，二极管 D_1 截止，C_P 与 L_1 组成振荡电路，如图 4(c) 所示。t_3 时刻完成电压翻转，翻转结束后 Q_4 截止。反向开路阶段（t_3～t_4）如图 5(d) 所示，三极管 Q_3，Q_4 截止，压电片的夹持电容反向充电，同样 Q_2 处于微导通状态，等效为 1 个大电阻，与 C_d 组成负峰值检测电路。在 t_4 时刻压电片位移为 0，压电片电压达到反向最大值。

第 2 次电压翻转与能量提取阶段（t_4～t_6）如

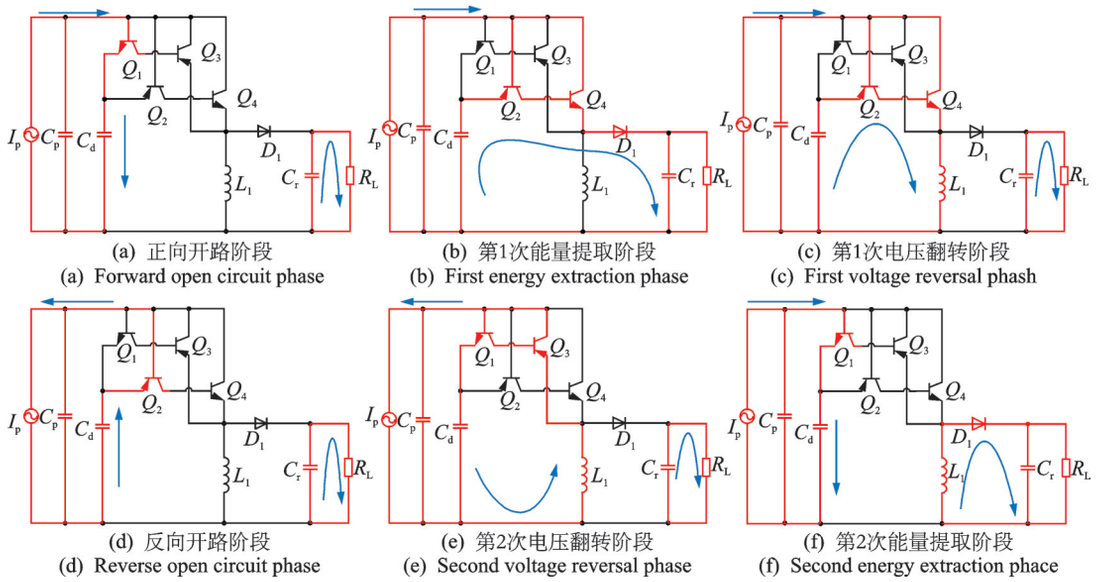

图 5 SP-SREE 电路各阶段电流通路

Fig.5 Currents flow in each stage of SP-SREE

图 5(e,f)所示。t_4 时刻之后，当 U_{be1} 达到开启电压时，三极管 Q_1 导通，控制三极管 Q_3 导通，C_P 与 L_1 组成振荡电路，进行电压翻转，如图 5(e)所示。t_5 时刻电压上升到($U_{C_r}+U_{D_1}$)时，二极管 D_1 导通，电压翻转中断，电感剩余能量向储能电容和负载传递，同时开始进入下一个正向开路阶段，如图 5(f)所示。t_6 时刻第 2 次能量提取结束。

2.2 SP-SREE 电路理论收集功率分析

正向开路阶段，压电元件输出电流为 0，电压与位移关系为

$$\alpha\dot{x}=C_p\dot{U} \tag{3}$$

忽略二极管压降 V_{D_1}，积分得到

$$U_{PM}-U_{C_r}=\frac{2\alpha}{C_p}X_M \tag{4}$$

第 1 次提取的能量为

$$E_1=U_{C_r}\int_{t_1}^{t_2}I\mathrm{d}t=C_pU_{C_r}(U_{PM}-U_{C_r}) \tag{5}$$

第 1 次电压翻转，Leiden-Cleffton 振荡过程满足

$$LC_p\frac{\mathrm{d}^2U_{C_p}}{\mathrm{d}t^2}+rC_p\frac{\mathrm{d}U_{C_p}}{\mathrm{d}t}+U_{C_p}=0 \tag{6}$$

其中：r 为电感寄生电阻。

由初始条件 $U_{C_p}(t_0)=U_{C_r}$，$\dot{U}_{C_p}(t_0)=0$ 得到

$$U_{C_p}=U_C[\cos(\omega_d t)-(\alpha/\omega_d)\sin(\omega_d t)]\mathrm{e}^{\alpha t} \tag{7}$$

其中：$\alpha=-\omega_0\xi$；$\omega_d=\omega_0\sqrt{1-\xi^2}$；$\omega_0=1/\sqrt{LC_p}$；$\xi=\frac{r}{2}\sqrt{\frac{C_p}{L}}$。

电压翻转时间 t_{f_1} 为半个谐振周期，翻转后电压为

$$-U_m=-U_{C_r}\mathrm{e}^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \tag{8}$$

定义翻转系数 γ 为

$$\gamma=\mathrm{e}^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \tag{9}$$

反向开路阶段，同样满足 $\alpha\dot{x}=C_p\dot{U}$

$$U_{NM}=U_m+\frac{2\alpha}{C_p}X_M \tag{10}$$

同理，由第 2 次电压翻转过程初始条件得到对应压电片电压为

$$U_{C_p}=-U_{NM}[\cos(\omega_d t)-(\alpha/\omega_d)\sin(\omega_d t)]\mathrm{e}^{\alpha t} \tag{11}$$

第 2 次电压翻转时间小于半个谐振周期，忽略二极管压降，翻转后电压为 V_{C_r}，翻转时间 t_{f_2} 满足

$$U_{C_r}=-U_{NM}[\cos(\omega_d t_{f_2})-(\alpha/\omega_d)\sin(\omega_d t_{f_2})]\mathrm{e}^{\alpha t_{f_2}} \tag{12}$$

第 2 次能量提取阶段收集的能量为

$$E_2=\frac{1}{2}C_p(U_{NM}^2-U_{C_r}^2) \tag{13}$$

一个振动周期收集能量为

$$E_H=E_1+E_2 \tag{14}$$

一个振动周期收集能量等于负载消耗能量，即

$$\frac{U_{C_r}^2}{R}\frac{2\pi}{\omega}=E_H \tag{15}$$

联立式(3)～(5)，(7)～(11)，(13)～(15)，得到储能电容电压为

$$U_{C_r}=-\frac{\left[(\gamma+1)+\sqrt{2(\gamma+1)+\dfrac{4\pi}{\omega R_L C_p}}\right]\dfrac{2\alpha}{C_p}X_M}{\gamma^2-1-\dfrac{4\pi}{\omega R_L C_0}} \tag{16}$$

由此得到一个振动周期收集功率为

$$P=\frac{\left[(\gamma+1)+\sqrt{2(\gamma+1)+\dfrac{4\pi}{\omega R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{p}}}}\right]^{2}\dfrac{4\alpha^{2}}{C_{\mathrm{p}}^{2}}X_{\mathrm{M}}^{2}}{(\gamma^{2}-1-\dfrac{4\pi}{\omega R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{p}}})^{2}R_{\mathrm{L}}} \tag{17}$$

表 1 为 4 种能量收集电路理论功率，分别为标准全桥整流（full bridge，简称 FB）[15]电路、同步电荷提取（synchronized electric charge extraction，简称 SECE）[15]电路、无整流桥同步电感（rectifier-less synchronized switch harvesting on inductor，简称 REL-SSHI）[13]电路和笔者提出电路理论收集功率。

表 1　4 种能量收集电路理论功率

Tab.1　Theoretical power of four energy harvesting circuits

接口电路	理论功率
FB	$4\alpha^{2}\omega^{2}R_{\mathrm{L}}X_{\mathrm{M}}^{2}/(2\omega R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{p}}+\pi)^{2}$
SECE	$2\alpha^{2}\omega X_{\mathrm{M}}^{2}/\pi C_{\mathrm{p}}$
REL-SSHI	$\dfrac{4\alpha^{2}\gamma_{\mathrm{s}}^{2}(1+\gamma_{\mathrm{s}})^{2}(1+\gamma_{\mathrm{r}})^{2}}{\left[\dfrac{2\pi\gamma_{\mathrm{s}}(1-\gamma_{\mathrm{s}}\gamma_{\mathrm{r}})}{R_{\mathrm{L}}\omega}-C_{\mathrm{p}}(1+\gamma_{\mathrm{s}})(1-\gamma_{\mathrm{s}}\gamma_{\mathrm{r}})+C_{\mathrm{p}}(1+\gamma_{\mathrm{s}})^{2}\right]^{2}R_{\mathrm{L}}}X_{\mathrm{M}}^{2}$
SP-SREE	$\left[(\gamma+1)+\sqrt{2(\gamma+1)+\dfrac{4\pi}{\omega R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{p}}}}\right]^{2}\dfrac{4\alpha^{2}}{C_{\mathrm{p}}^{2}}X_{\mathrm{M}}^{2}\Big/\left((\gamma^{2}-1-\dfrac{4\pi}{\omega R_{\mathrm{L}}C_{\mathrm{p}}})^{2}R_{\mathrm{L}}\right)$

3　实验与验证

SP-SREE 电路需要进行电压峰值检测并在峰值处控制相应开关完成电压翻转与能量提取。为验证 SP-SREE 电路的功能，对其进行电路功能测试。此外，还需进行负载功率特性测试，以验证电路性能。图 6 为 SP-SREE 电路实验布置图。利用信号发生器产生特定频率与幅值的正弦波信号，通过功率放大器放大后驱动激振器，采用 MIDE 公司的压电转换器 PPA-4011 作为能量转换元件，交流输出接能量收集电路，使用示波器对电路各个部分进行测试。

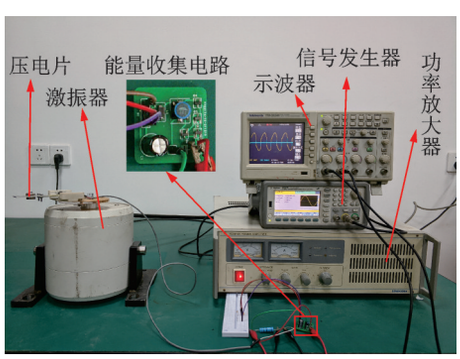

图 6　SP-SREE 电路实验布置图

Fig.6　Experimental setup of SP-SREE circuit

表 2 为 SP-SREE 电路元件参数。其中，峰值检测电容的选取较为关键。容值过小，会使开关导通时间变短，造成电压翻转与能量提取提前截止；容值过大，会增加峰值检测时延，产生过多损耗。在保证开关导通时间至少为 1/2 振荡周期情况下，考虑峰值检测最小时延，选取 C_{d} 容值为 10 nF。

表 2　SP-SREE 电路元件参数

Tab.2　The component value of SP-SREE circuit

参数	型号或数值
Q_1，Q_4	2N3904 三极管
Q_2，Q_3	2N3906 三极管
C_{d}/nF	10
C_{r}/μF	100
C_{p}/nF	415
L_1/mH	1
R_{L}/Ω	$1\times10^{2}\sim1\times10^{6}$
D_1	SS12 二极管

3.1　电路功能测试

通过添加末端质量块调节压电片谐振频率，调节信号频率至压电片谐振频率，使压电片输出最大。采用示波器 1 通道测量压电片两端电压，2 通道采用串联 1 Ω 电阻分别测量压电输出电流和二极管电流。

图 7 为实验波形。可以看出，压电片电压在一个周期内有 3 次突变，同时压电片对应产生 3 个脉冲电流，即第 1 次能量提取、第 1 次电压翻转及第 2 次电压翻转过程。由于第 2 次能量提取过程开关管处

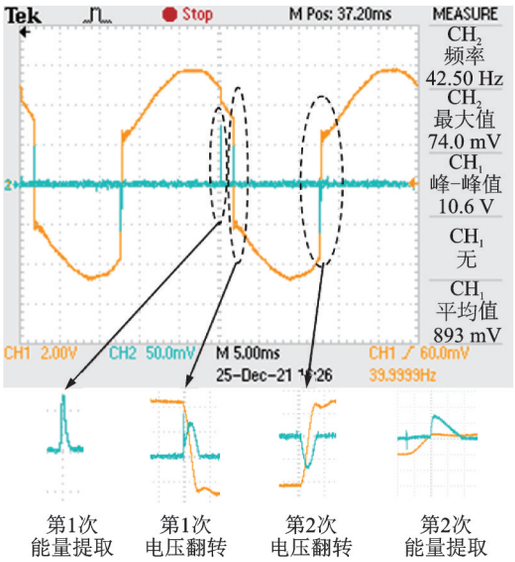

图 7　实验波形

Fig.7　Experimental waveforms

于截止状态，改变 1 Ω 电阻串接位置另测，可看到其对应较宽的脉冲电流。电压波形状态改变时刻有延迟，主要是由于峰值检测需要一定的压差。同时，二极管关断需要一定的时间，在第 1 次能量提取之后并未立即开始第 1 次电压翻转，这段间隔会产生能量损耗。通过翻转前后电压可计算实际的翻转系数约为 0.64。实验波形与理论波形基本吻合，电路能完成相应的 2 次能量提取和电压翻转。

3.2　负载功率特性测试

恒定激励下，改变负载电阻大小，通过测量最终储能电容电压，计算负载功率。为便于和理论曲线进行对比，实验结果以标准全桥整流最优负载和最优功率进行无量纲化处理。同时，利用表 3 所示的数值计算参数进行仿真。图 8 为压电片开路电压幅值为 5 V 时各能量收集电路仿真与实验结果。

可以看出，SP-SREE 电路在大负载下具有最高

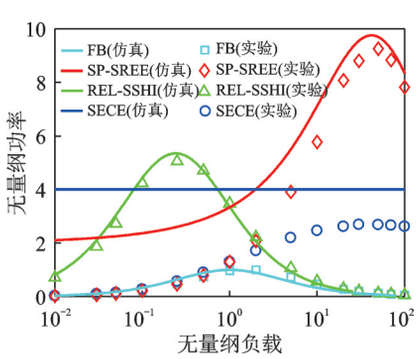

图 8　各能量收集电路仿真与实验结果

Fig.8　Simulation and experiment results of different energy harvesting circuits

表 3　数值计算参数

Tab.3　The value of numeral calculations

参数	数值
ω /(rad·s^{-1})	251
C_p/nF	415
α/(N·V^{-1})	0.001
X_M/m	0.001
γ,γ_S,γ_P	0.64

收集功率，REL-SSHI 电路在小负载下功率更高。对比仿真结果与实验结果，FB 电路与 REL-SSHI 电路实际功率曲线与理论计算曲线基本相符，电路最大无量纲功率为 5.259；SP-SREE 电路在大负载下实际功率曲线与理论计算曲线较为吻合，SP-SREE 电路最大无量纲功率为 9.201，约为 REL-SSHI 电路的 1.7 倍，小负载下偏差较大；SECE 电路在大负载下基本能保持负载无关特性，但实际功率比理论计算功率偏低，主要是由于未考虑直流-直流转换器变换效率、整流二极管损耗及自供电控制损耗，而在小负载下偏差较大。

SP-SREE 电路与 SECE 电路在小负载下实验结果均表现出相同的偏差趋势，这是由于 SP-SREE 电路在小负载下储能电容电压很低，第 2 次能量提取过程与 SECE 电路能量提取过程几乎相同，其在小负载下收集功率趋于一个定值，即 SECE 电路收集功率的 1/2，由仿真曲线可以很明显看到这一点。对 SECE 电路进行分析可知，SECE 电路负载与储能电容并联再串联续流二极管，电路稳定后储能电容电压可以视为恒定，其支路电流输入输出平衡，可等效为二极管与负载串联，在负载较小时，储能电容电压很低。实测在 1 kΩ 负载下，储能电容电压仅为 0.115 V，而二极管导通压降约为 0.193 V，由于串联关系，续流二极管损耗达 62.66%。由于二极管压降相对稳定，随着负载阻值降低，损耗比例会进一步增大。因此，SP-SREE 电路与 SECE 电路在小负载下收集功率均会大幅降低。此外，峰值检测电路、峰值检测延迟以及第 1 次翻转延迟也会造成一部分损耗，SP-SREE 电路在大负载下实际功率略有偏差。

4　结束语

针对振动能量收集电路整流二极管损耗大、非线性电路控制复杂以及现有电路优化负载不够高的问题，设计了 SP-SREE 电路。无整流桥和电感复用使其结构相较于传统自供电非线性电路得以简化，且不需要复杂的外部控制电路。理论分析与实验结

果表明，提出的电路能在压电片电压峰值处完成两次电压翻转和能量提取，在大负载下能保持较高收集功率，且最大收集功率是REL-SSHI电路的1.7倍。在小负载下，二极管压降影响被放大，设计电路与SECE电路收集功率都较低，但大负载下影响较小。SP-SREE电路在实际应用时，需要配合后端能量管理电路实现机械振动无线传感器网络的自供能，包括冷启动电路、蓄能管理电路以及能源监测电路等，以保证能源受限情况下相对稳定的能源供应，实现机械振动无线传感器网络长期状态监测。

参　考　文　献

[1] LI Y, TAO K, GEORGE B, et al. Harvesting vibration energy: technologies and challenges[J]. IEEE Industrial Electronics Magazine, 2021, 15(1): 30-39.

[2] ZHAO Z, ZHANG Z, XU L, et al. Tumbler-shaped hybrid triboelectric nanogenerators for amphibious self-powered environmental monitoring[J]. Nano Energy, 2020, 76: 104960.

[3] XU Q, FANG Y, JING Q, et al. A portable triboelectric spirometer for wireless pulmonary function monitoring[J]. Biosensors & Bioelectronics, 2021, 187: 113329.

[4] ZHANG Z C, YAN Q Y, LIU Z R, et al. Flexible MXene composed triboelectric nanogenerator via facile vacuum-assistant filtration method for self-powered biomechanical sensing[J]. Nano Energy, 2021, 88: 106257.

[5] 曾超，汤宝平，肖鑫，等. 低功耗机械振动无线传感器网络节点结构设计[J]. 振动与冲击，2017，36(14)：33-37.
ZENG Chao, TANG Baoping, XIAO Xin, et al. Low power node architecture design for mechanical vibration wireless sensor networks[J]. Journal of Vibration and Shock, 2017, 36(14): 33-37. (in Chinese)

[6] MA T, DING Y, WU X, et al. Research on piezoelectric vibration energy harvester with variable section circular beam[J]. Journal of Low Frequency Noise Vibration and Active Control, 2021, 40(2): 753-771.

[7] 芮小博，李一博，曾周末. 压电悬臂梁振动能量收集器研究进展[J]. 振动与冲击，2020，39(17)：112-123.
RUI Xiaobo, LI Yibo, ZENG Zhoumo. Research progress of piezoelectric cantilever vibration energy collector[J]. Journal of Vibration and Shock, 2020, 39(17): 112-123. (in Chinese)

[8] 罗志春，李平，王国达. 超低启动阈值自供电SECE电源管理电路[J]. 传感技术学报，2021，34(2)：150-156.
LUO Zhichun, LI Ping, WANG Guoda, et al. Self-powered SECE power management circuit with an ultra-low start-up threshold[J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2021, 34(2): 150-156. (in Chinese)

[9] DU S J, JIA Y, ZHAO C, et al. Real-world evaluation of a self-startup SSHI rectifier for piezoelectric vibration energy harvesting[J]. Sensors and Actuators, A: Physical, 2017, 264: 180-187.

[10] WU L, DO X D, LEE S G, et al. A self-powered and optimal SSHI circuit integrated with an active rectifier for piezoelectric energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I-Regular Papers, 2017, 64(3): 537-549.

[11] ELTAMALY A M, ADDOWEESH K E. A novel self-power SSHI circuit for piezoelectric energy harvester[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7663-7673.

[12] XIA H K, XIA Y S, SHI G, et al. A self-powered S-SSHI and SECE hybrid rectifier for PE energy harvesters: analysis and experiment[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 1680-1692.

[13] WANG X D, XIA Y S, SHI G, et al. A self-powered rectifier-less synchronized switch harvesting on inductor interface circuit for piezoelectric energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(8): 9149-9159.

[14] TANG L, YANG Y. Analysis of synchronized charge extraction for piezoelectric energy harvesting[J]. Smart Materials & Structures, 2011, 20(8): 085022.

[15] 李毅，夏银水，王修登，等. 基于同步电荷提取的高效多压电能俘获电路设计[J]. 电子学报，2021，49(8)：1625-1632.
LI Yi, XIA Yinshui, WANG Xiudeng, et al. High efficiency multi-piezoelectric energy harvesting circuit design based on synchronous electric charge extraction[J]. Acta Electronica Sinica, 2021, 49(8): 1625-1632. (in Chinese)

第一作者简介：汤宝平，男，1971年9月生，博士、教授、博士生导师。主要研究方向为无线传感器网络、机电装备安全服役与寿命预测、测试计量技术及仪器。曾发表《A fault diagnosis method for wind turbines gearbox based on adaptive loss weighted meta-ResNet under noisy labels》(《Mechanical Systems and Signal Processing》2021, Vol.161)等论文。
E-mail: bptang@cqu.edu.cn