Self-Powered SECE Power Management Circuit with an Ultra-Low Start-up Threshold*

LUO Zhichun, LI Ping, WANG Guoda, WEN Yumei*

(*School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai* 200240, *China*)

Abstract: Due to weak output of piezoelectric transducer and high-power consumption of self-powered control circuits using auxiliary power supplies, the power management circuits have high start-up thresholds, slow start-up speeds and low efficiencies. Based on theoretical modelling and derivations of the synchronous electric charge extraction (SECE) circuit, an intermittently self-powered control circuit principle is proposed. The control circuit is intermittently powered for a very short period near the maximum power point of the SECE circuit, resolving possible logic errors caused by intermittent power supply. The circuit significantly reduces the power consumption of the control circuit, with efficiency improved, and can quickly start-up when the input power is very low. Experimental results show that, when the transducer outputs a 21 Hz, 3.6 V sinusoidal signal, the power consumption of the control circuit can reach as low as 0.19 μW, approximately 1/134 that of conventional control circuits. The start-up threshold of the circuit can be as low as 0.39 μW, lower than 1/14 that of the typical management circuits. The operating principle of the control circuit can be extended to other weak energy harvesting circuits with capacitive internal resistance transducers.

Key words: weak piezoelectric energy harvesting; self-powered; SECE; ultra-low start-up threshold; efficient management circuit

EEACC: 1210; 2860A **doi**: 10.3969/j.issn.1004-1699.2021.02.002

超低启动阈值自供电 SECE 电源管理电路*

罗志春, 李 平*, 王国达, 文玉梅

(上海交通大学电子信息与电气工程学院, 上海 200240)

摘 要: 压电换能器通常输出微弱, 使用辅助电源的自供电控制电路功耗大, 其电源管理电路启动阈值高, 启动速度慢, 转换效率低。对同步电荷提取(SECE)电路进行建模和理论推导, 提出了一种间歇性自供电控制电路原理。根据 SECE 电路输出的最大功率点, 间歇性地给控制电路非常短时间供电, 并解决了间歇供电易造成逻辑混乱的问题, 大幅度减小自供电电路的功耗, 提高电路的效率, 电路在极低输入功率下也能快速启动。实验结果表明, 在压电换能器输出 21 Hz、3.6 V 电压时, 控制电路功耗低至 0.19 μW, 是常规控制电路总功耗的 1/134; 管理电路的启动功率阈值仅为 0.39 μW, 低于通常电路的 1/14。该控制电路的工作原理也适用于其他容性内阻换能器的微弱能量采集和高效管理电路。

关键词: 微弱压电能量采集; 自供电; SECE; 超低启动阈值; 高效管理电路

中图分类号: TN710; TN384 **文献标识码**: A **文章编号**: 1004-1699(2021)02-0150-07

无线传感网络(Wireless Sensor Network, WSN)在数据收集、环境监测、防范灾害、战术监视等应用领域发挥巨大作用, 但无线传感器网络节点在特定的工作环境下, 如被嵌入到墙体中或者工作在土壤中, 存在电池寿命有限且无法更换的问题。利用压电效应将环境中的振动能量转换为电能, 并收集储存起来为无线传感网络节点供电, 已被证实为一种可行的解决途径[1]。但是通常压电换能器收集的能量较弱, 这给电源管理电路提出较高的要求。

目前, 国内外关于压电能量采集的电源管理电

项目来源: 国家自然科学基金项目(61531008, 61527813, 61973217)
收稿日期: 2020-10-10 **修改日期**: 2020-12-14

路已进行了广泛的研究。标准能量采集电路[2](Standard Energy Harvesting,SEH)直接对压电换能器输出进行全波整流,对储能电容充电,由于电路阻抗网络中缺少感抗部分,无法实现阻抗匹配,导致效率非常低。在一些非线性能量采集电路中,如 P-SSHI[3-4]、S-SSHI[5]、SECE[6-7]、DSSH[8]等多种压电能量采集电源管理电路及其衍生电路,引入了电感和同步开关,增加了电路中感抗部分,并提高了频率,通过提高阻抗匹配程度来提高电路的转换效率。

由于开关的引入,为了实现电路的最大功率输出,需要一套控制电路对开关进行准确控制,必须解决控制电路自供电(Self-powered)的能量供给。文献[9-11]先对压电换能器输出进行半波或全波整流给辅助电源充电,再给控制电路供电,但是对辅助电源的充电效率低,需要消耗大量能量才能驱动控制电路工作;其次,将辅助电源的电压水平控制在稳定范围内,需要电平检测模块来防止辅助电源电压过低或者过度充电,将产生额外的功耗。文献[7,12]将储能负载同时作为控制电路辅助电源,但是在低输入条件下需要经过长时间低效的冷启动过程。文献[13-14]将晶体管用作比较器或者开关,设计了多种无辅助电源自供电的电源管理电路,但是晶体管为电流驱动型器件,而通常压电换能器输出功率较低、输出电荷少,该控制电路会造成较高的损耗;其次,开关的断开控制依赖于峰值检测中电容的被动放电,受输入信号强弱影响,易降低电路的转换效率。因此,在压电换能器输出微弱时,现有的自供电控制电路存在以下问题:①控制电路功耗高、②辅助电源充电效率低、功耗大,导致电源管理电路的启动阈值功率高,启动速度慢,转换效率低。

针对上述问题,本文提出了一种新型低功耗无辅助电源的自供电 SECE 控制电路。在压电换能器输出最大功率点附近给控制电路非常短时间的间歇性供电,大幅度降低了功耗和启动阈值,提高了启动速度和效率。对电源管理电路进行建模和理论分析,并搭建实验系统,验证了所提出电路在低输入条件下的可行性和优势。

1　超低启动阈值自供电电源管理电路

1.1　压电换能器能量采集原理

压电换能器可等效为一个电流源 i_P 与内电容 C_P 并联的电路模型[7],等效电流源 i_P 如式(1)所示。当外界振动的强度低、机电耦合系数低或者振动频率偏离换能器的谐振频率时,都会导致压电换能器的输出降低,对电源管理电路而言,其输入功率减弱。

$$i_P(t)=I_P\sin(\omega_0 t) \tag{1}$$

通常压电换能器输出功率较低,需要将储能大电容 C_S 充电至一定电压,储存足够的能量,才能驱动无线传感器网络节点这类大负载间歇工作。由于负载是一个大电容,SEH、P-SSHI、S-SSHI 等电路采集效率都比较低,而 SECE 电路具有负载自适应性[15],且只需控制一个开关,在输入很弱时,其功耗更低,效率更高。本文提出了一种使用无辅助电源自供电控制电路的电源管理电路,包括 SECE 主电路和低功耗无辅助电源的自供电控制电路两个部分,如图 1 所示。

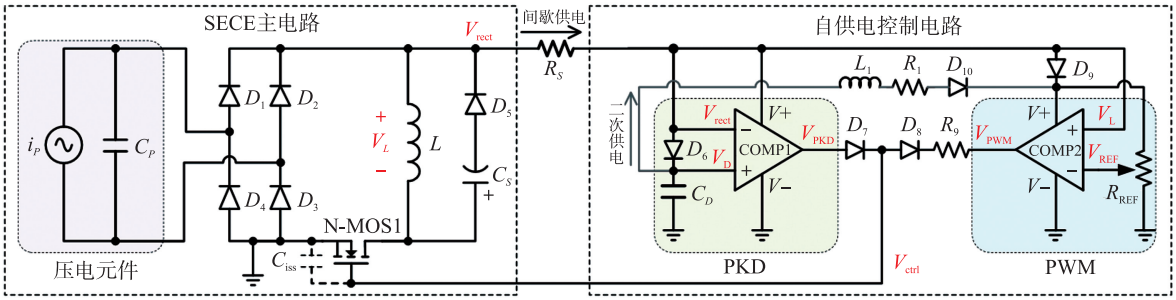

图 1　提出的无辅助电源自供电的电源管理电路

1.2　SECE 主电路原理

如图 2 所示,SECE 主电路由等效电流源 i_P、内电容 C_P、4 个二极管 D_1~D_4 构成的全桥整流器、开关 S(由场效应管 N-MOS1 构成)、电感 L、续流二极管 D_5 以及储能电容 C_S 组成,。设 t_0~t_3 为开关的一个周期,根据开关 S 的导通和关断的状态,可分为三个阶段:压电换能器电压上升阶段(t_0~t_1]、电感储能阶段(t_1~t_2]、电感放电阶段(t_2~t_3]。

在 $t_0<t\leqslant t_1$ 阶段,如图 2(a)所示,开关 S 断开,压电换能器输出电压从 0 V(t_0)逐渐上升,到达最大值(t_1)为止,开路电压 V_P 为:

$$V_P(t)=V_P(t_0)+\frac{1}{C_P}\int_{t_0}^{t} i_P(t)\,\mathrm{d}t \tag{2}$$

在 $t_1<t\leqslant t_2$ 阶段,如图 2(c)所示,开关 S 导通,电路处于电感储能阶段,利用 LC 振荡原理将压电换能器的能量高效输出到电感 L,电路可近似等效

为图 2(d),其环路电压方程为:

$$V_P(t)-2V_D-V_{r_1}(t)-V_L(t)=0 \tag{3}$$

式中:V_D 为二极管导通压降,$V_{r_1}(t)$ 为环路等效电阻 r_1 两端的电压。

在 $t_2<t\leqslant t_3$ 阶段,如图 2(e)所示,开关 S 断开,电路处于电感放电阶段,由于电感的续流作用,储存在电感 L 上的能量向储能电容 C_S 转移,电路可等效为图 2(f),其环路电压方程为:

$$V_L(t)+V_S(t)+V_{r_2}(t)+V_D=0 \tag{4}$$

式中:$V_{r_2}(t)$ 为环路等效电阻 r_2 两端的电压。

根据式(2)~式(4)以及电感、电容的电流与电压的微分关系,可求解得,在 $t_1<t\leqslant t_2$ 时间内,流经电感电流 $I_L(t)$ 为:

$$I_L(t)=(V_P(t_1)-2V_D)\,\mathrm{e}^{-\alpha_1(t-t_1)}\cdot\frac{1}{\omega_1 L}\sin\omega_1(t-t_1),\ t_1<t\leqslant t_2 \tag{5}$$

式(5)中:$\omega_1=\dfrac{1}{\sqrt{LC_P}}\cdot\sqrt{1-\dfrac{r_1^2C_P}{4L}}$,$\alpha_1=\dfrac{r_1}{2L}$。

在 $t_2<t\leqslant t_3$ 时间内,储能电容 C_S 的充电电流 $I_S(t)$ 与电感电流 $I_L(t)$ 相等:

$$I_S(t)=I_L(t)=\sqrt{1+\tan^2\beta}\,I_L(t_2)\cdot\mathrm{e}^{-\alpha_2(t-t_2)}\cos(\omega_2(t-t_2)+\beta),\ t_2<t\leqslant t_3 \tag{6}$$

在式(6)中:$\omega_2=\dfrac{1}{\sqrt{LC_S}}\cdot\sqrt{1-\dfrac{r_2^2C_S}{4L}}$,$\alpha_2=\dfrac{r_2}{2L}$,$\tan\beta=\dfrac{r_2}{2\omega_2 L}+\dfrac{V_S(t_2)+V_D}{I_L(t_2)\omega_2 L}$。

根据式(6),可得一个开关周期内储能电容 C_S 充电压差 ΔV_S 为:

$$\Delta V_S=\frac{1}{C_S}\int_{t_2}^{t_3}I_S(t)\,\mathrm{d}t=\frac{1}{C_S}I_L(t_2)\int_{t_2}^{t_3}\sqrt{1+\tan^2\beta}\cdot\mathrm{e}^{-\alpha_2(t-t_2)}\cos(\omega_2(t-t_2)+\beta)\,\mathrm{d}t \tag{7}$$

由式(7)可知,储能电容 C_S 充电压差 ΔV_S 与开关断开时(t_2)电感电流大小 $I_L(t_2)$ 成正比,因此控制开关在电感电流峰值点断开,才能使得每个开关期内管理电路能量提取效率最高。

将式(5)代入式(7),则有:

$$\Delta V_S=(V_P(t_1)-2V_D)\,\mathrm{e}^{-\alpha_1(t_2-t_1)}\frac{1}{\omega_1 LC_S}\sin\omega_1(t_2-t_1)\cdot\int_{t_2}^{t_3}\sqrt{1+\tan^2\beta}\,\mathrm{e}^{-\alpha_2(t-t_2)}\cos(\omega_2(t-t_2)+\beta)\,\mathrm{d}t \tag{8}$$

由式(8)可知,ΔV_S 与开关闭合时(t_1)压电换能器输出电压大小 $V_P(t_1)$ 正相关,故控制开关在 V_P 峰值点导通,才能使得能量提取效率最高。

综上所述,要得到 SECE 电路的最大功率输出,必须对主电路开关 S 导通和关断的时间点进行准确的控制。如图 3 所示,在 t_1 时刻,压电换能器输出电压 V_P 达到峰谷值点,控制脉冲信号 V_{ctrl} 变为高电平,开关 S 导通,电路进入电感储能阶段,其中 V_{OC} 为压电换能器输出开路电压。如图 4 所示,开关导通后,整流电压 V_{rect} 即为电感两端电压 V_L。由于电路产生 LC 振荡,电感电流 I_L 从零逐渐上升至最大值点,电感电压 V_L 逐渐下降至零点时(t_2),V_{ctrl} 变为低电平,开关 S 断开,电路进入电感放电阶段。在电感放电阶段,电感对储能电容充电,充电电流 I_S 等于电感电流 I_L。

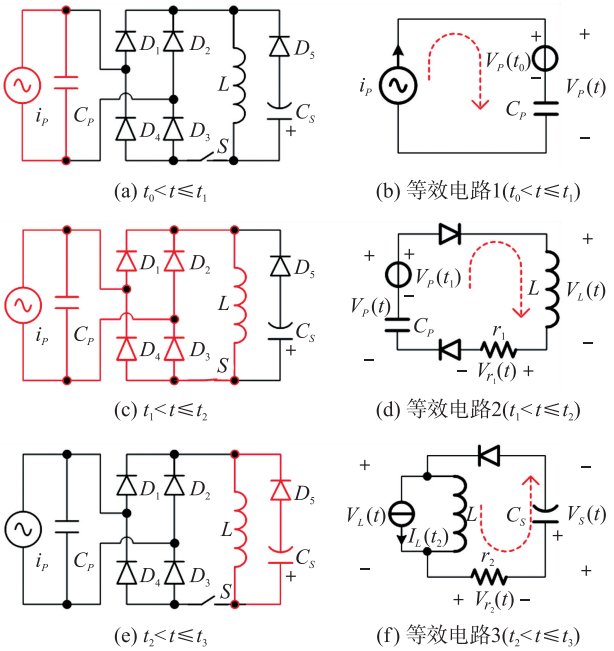

图 2 SECE 电路不同阶段及其简化等效电路

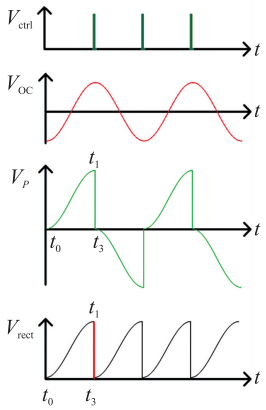

图 3 SECE 电路波形示意图

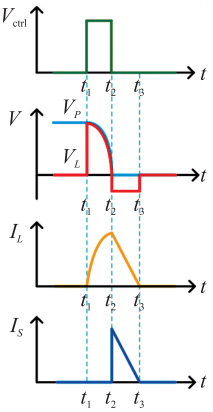

图 4 SECE 电路波形局部图

1.3 超低功耗自供电控制电路

在无外接电池或者其他外部供电的情况下,必须依靠低功耗自供电 SECE 控制电路才能实现微弱能量高效转换和储存。

1.3.1 常规的自供电控制电路

如图 5 所示,使用辅助整流电源的自供电控制

电路,将压电换能器的输出经过整流对辅助电源(通常为 1 μF 以上的电容 C_C)充电,当辅助电源电压 V_{supply} 充电至控制电路的额定供电电压(例如 3.3 V/5.0 V),控制电路才开始工作。

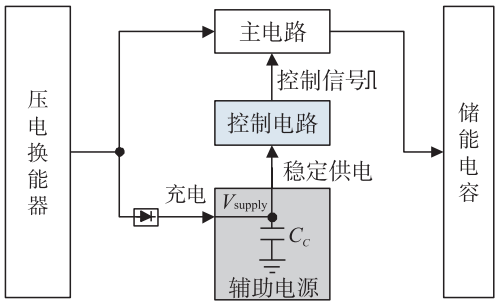

图 5　使用辅助电源的自供电控制策略

使用全波整流电路对电容 C_C 充电可视为 SEH 电路,实验表明,当内电容为 1.6 nF 的压电换能器输出 21 Hz、9 V 电压时,即使不考虑其他电路损耗,将 1 μF 辅助电源电容充电至 5 V,该充电过程也要持续约 200 个周期,这表明使用辅助电源的自供电控制电路的启动速度慢,且对辅助电源充电效率 η_{SEH} 极低,仅为 3.2%。对辅助电源充电消耗大量电能,导致注入主电路的电能减少,储能电容存储的能量也大幅度降低。

1.3.2　提出的自供电控制电路

如图 1 所示,提出的自供电控制电路包括峰值点检测电路(PKD)、脉冲宽度调节电路(PWM)两个模块,分别控制二极管 D_7 和 D_8,对主电路开关 N-MOS1 的输入电容 C_{iss} 进行充、放电操作,以控制主开关导通和断开。所有有源电路采用特殊供电方式,减低能量消耗,避免逻辑混乱。将换能器输出整流后间歇性地给控制电路供电,只需在最大功率点附近满足供电需求,输出控制脉冲,即可得到 SECE 电路的最大功率输出。

①峰值点检测电路

如图 1 所示,在峰值点检测电路中,延时电路输出 V_D 与整流电压 V_{rect} 作为比较器 COMP1 的输入,在压电换能器输出电压 V_P 上升过程中,V_D 低于 V_{rect},比较器输出电压 V_{PKD} 为低电平;V_P 经过峰值点后,V_D 高于 V_{rect} 时,V_{PKD} 为高电平,二极管 D_7 导通,则电容 C_{iss} 可迅速充电至高电平,主电路开关 N-MOS1 随即导通,输出波形如图 6 所示。

整流电压 V_{rect} 直接作为峰值点检测电路的供电电压,当主电路开关导通后,V_P、V_{rect} 下降,而二极管 D_7 保证了输入电容 C_{iss} 不会反向放电,V_{ctrl} 保持在一定电压水平,由于 SECE 电路开关占空比极低、导通时间很短(<100 μs),故可维持主电路开关 N-MOS1 的导通状态。

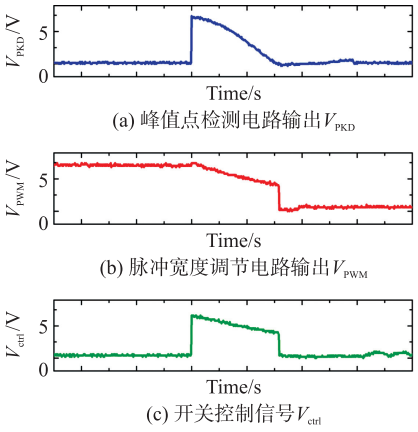

图 6　自供电控制电路输出波形

②脉冲宽度调节电路

由于电感电流 I_L 的峰值点对应电感两端电压 V_L 的零点,故可利用过"零"比较电路实现电感电流峰值点检测,从而控制主电路开关断开,实现控制脉冲宽度调节。

开关闭合后电路振荡频率较高,为减少比较器的传播延迟对电感电流峰值点检测的准确性造成的影响,在提出的自供电控制电路中,将整流电压 V_{rect}($\approx V_L$,开关导通时)和参考电压 V_{REF} 作为比较器 COMP2 的输入,实现延时补偿,V_{REF} 可通过分压电阻 R_{REF} 调节,如图 1 所示。在 I_L 峰值点时刻,脉冲宽度调节电路输出 V_{PWM} 变为低电平,控制 D_8 导通,电容 C_{iss} 通过 R_9 迅速放电至低电平,主电路开关 N-MOS1 断开,输出波形如图 6 所示。

如图 1 所示,在主电路开关导通之前,V_{rect} 高于 V_D,V_{rect} 经过二极管 D_9 给脉冲宽度调节电路供电;当主电路开关导通后,V_{rect} 下降,V_D 高于 V_{rect},V_D 经过二极管 D_{10} 给脉冲宽度调节电路供电,这使得比较器 COMP2 的电源电压能够维持一段时间(大于开关导通时间即可),使其能够正常工作。

1.3.3　低功耗自供电电源和功耗分析

在弱输入条件下,使用辅助电源的自供电控制策略,对辅助电源的充电效率极低,将造成很高的能量损耗,而提出的自供电控制电路直接由压电换能器输出间歇性供电,并避免了该充电过程的能量损耗,且供电时间短,大幅度降低了控制电路功耗。

为避免间歇性供电导致比较器 COMP2 在失去供电进而造成逻辑混乱的问题,在完成峰值点检测之后,控制电路中唯一的小电容 C_D 储能的少量电能又作为脉冲宽度调节电路短暂的供电来源,实现了能量的二次利用。二极管 D_{10}、电感 L_1 和电阻 R_1 起到隔离的作用,使得脉冲宽度调节电路和峰值点

检测电路正常工作、互不干扰。

每个开关周期内,提出的自供电控制电路的平均功耗可以通过式(9)计算,其中 V_{R_S} 为控制电路前端的采样电阻 R_S 的电压,T 为压电振动周期。

$$P_{\text{Total}}=\frac{\int_0^{T/2}\frac{V_{R_S}(t)}{R_S}\cdot V_{\text{rect}}(t)\,\mathrm{d}t}{T/2} \tag{9}$$

在 $t_0<t<t_1$ 时间内,控制电路处于静态消耗状态,忽略分压电阻 R_{REF} 的功耗,则静态功耗 P_S 主要包括2个比较器的静态功耗与峰值点检测电路中电容 C_D 产生的功耗。在 $t_1^-<t<t_3$ 时间内,主开关动作,控制电路产生动态工作功耗 P_D。假设比较器静态电流 I_Q 为固定值,则控制电路总的平均功耗 P_{Total} 为:

$$P_{\text{Total}}=P_S+P_D\approx$$

$$\frac{2\cdot\int_{t_0}^{t_1}V_{\text{rect}}(t)\cdot I_Q\,\mathrm{d}t+\frac{1}{2}C_DV_{\text{rect}}^2(t_1)+\int_{t_1^-}^{t_3}\frac{V_{R_S}(t)}{R_S}\cdot V_{\text{rect}}(t)\,\mathrm{d}t}{T/2} \tag{10}$$

提出的自供电控制电路中,无滤波电容作为辅助电源,间歇供电电压 V_{rect} 长时间处于低电压水平,故其静态功耗很低。峰值点检测电路和脉冲宽度调节电路在产生输出边沿后,它们会逐渐失去供电而自动停止工作,这使得:①大幅度缩短了控制电路的动态工作时间,大大降低了动态功耗;②主开关控制信号由峰值点检测电路和脉冲宽度调节电路的输出边沿控制,无需复杂的波形整形电路,减少了元器件的数量,既降低了静态功耗,也降低了动态功耗。

由式(10)可知,输入电压越低,控制电路的总功耗就越低。而输入功率越低,控制电路的功耗对整个电路效率的影响越大,故提出的电源管理电路在低输入条件下,比其他自供电能量采集电路的效率更高,特别适用极低阈值压电换能器高效能量采集和管理。

2 实验与验证

2.1 控制电路测试

对电源管理电路中无辅助电源自供电控制电路的工作特性进行测试,实验平台如图7所示,实验电路参数如表1所示。利用信号发生器 Tektronix AFG3102C 产生激励信号,经功率放大器 SA-PA010 放大后驱动激振器 SA-JZ005T,作为压电换能器的振动源。

在振动激励频率 21 Hz,压电换能器输出开路电压峰值 9 V 时,控制电路的输出 V_{ctrl} 波形如图8所示,可见在输入电压达到峰谷值点后,控制信号 V_{ctrl} 控制主电路开关导通,当整流电压(≈电感电压)为零时,即电感电流最大时,开关断开。故提出的控制电路能够在每个周期内实现快速自启动,对主电路开关进行精准控制。

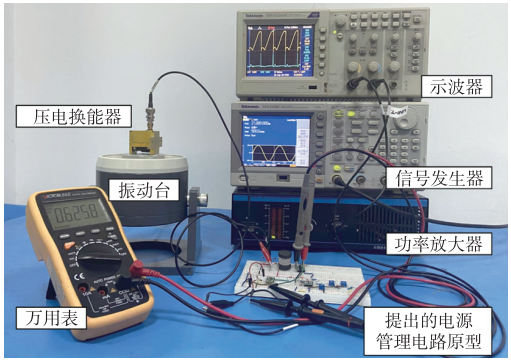

图7 实验平台

表1 实验电路参数

元器件编号	型号	参数
D1~D10	1N60P	V_D=0.3 V
C_P	—	1.6 nF
L	—	630 mH
C_S	—	470 μF
C_D	—	50 pF
COMP1~2	TLV3691	静态电流 75 nA
N-MOS1	2N7002	V_{th}=2 V,C_{iss}<50 pF

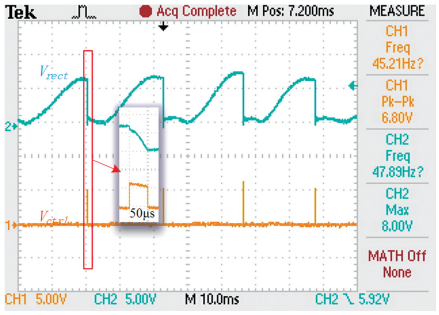

图8 整流电压以及控制脉冲波形

图9展示了能量转移的过程:在主电路开关导通的时间内($t_1<t<t_2$),电感电压逐渐下降,电感电流逐渐增加,当电感储存的能量最大时(t_2),主电路开关

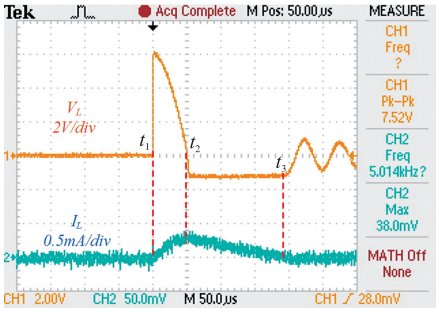

图9 电感电压与电感电流波形

断开,电感储存的能量向储能电容转移,如图 10 所示,在 $t_2<t<t_3$ 时间内,电感电流与储能电容充电电流相等。

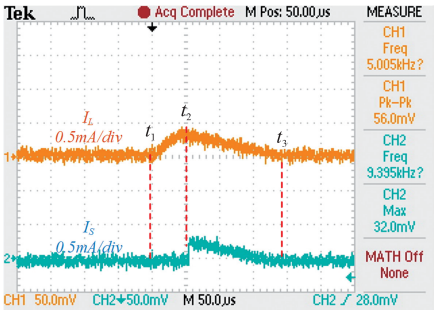

图 10　电感电流与储能电容充电电流波形

2.2　启动阈值与控制电路功耗测试

根据主开关导通时刻(t_1)压电换能器输出电压 $V_P(t_1)$,可得 SECE 电路输入功率 P_{IN}[7,9]:

$$P_{IN}=\frac{2E_P(t_1)}{T}=f\cdot C_P\cdot V_P^2(t_1) \tag{11}$$

激励频率为 21 Hz,当换能器输出电压达到 3.6 V 时,即可驱动电路工作,此时 $V_P(t_1)$ 为 3.4 V,由式(11)可得启动阈值功率仅 0.39 μW,低于使用辅助电源自供电 SECE 电路启动阈值[7] 的 1/14,如表 2 所示。

表 2　启动阈值功率比较

文献	启动阈值功率	能量提取方式	使用辅助电源
本文	0.39 μW	SECE	否
[7]	5.7 μW	SECE	是
[9]	10 μW	MS-SECE	是
[10]	30 μW	SEH+DC-DC	是

继续增强振动激励水平,根据式(16)计算得到控制电路的总功耗与压电换能器输出开路峰值电压的关系,如图 11 所示,输入电压越低,控制电路的总功耗就越低,最低为 0.19 μW。

由 5 V 辅助电源供电,控制电路产生的平均功耗约为 0.82 μW,而在低输入条件下,压电换能器对辅助电源(如图 5 所示)充电效率 η_{SEH} 仅为 3.2%,则总功耗高达 25.63 μW,提出的自供电控制电路最低功耗为它的 1/134。

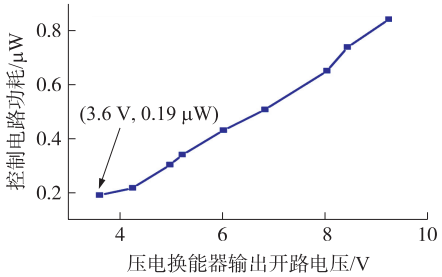

图 11　提出的自供电控制电路功耗

2.3　充电效果测试

储能电容的平均充电功率 P_{Store} 为:

$$P_{Store}=\frac{C_S(V^2(t+\Delta T)-V^2(t))}{2\Delta T} \tag{12}$$

在压电换能器输出 21 Hz、9 V 开路电压时,分别使用提出的自供电 SECE 电源管理电路、外部供电的 SECE 电路以及标准能量采集电路对 470 μF 储能电容进行充电,电压波形如图 12 所示。充电 5 min 后,标准能量采集电路充电至 0.661 V,平均充电功率 0.34 μW;使用波形发生器产生控制脉冲,外部供电的 SECE 电路充电至 1.212 V,平均充电功率 1.15 μW;而提出的电源管理电路可充电至 1.010 V,平均充电功率 0.80 μW。提出的自供电 SECE 电路充电功率达到外部供电的 SECE 电路充电功率的 70%,且比标准能量采集电路提高了 133%。

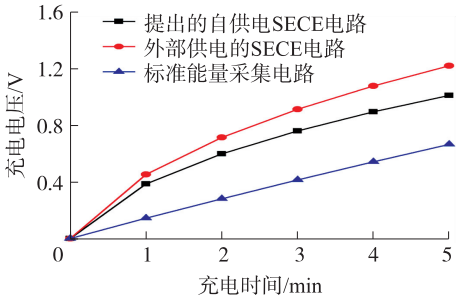

图 12　充电电压比较

根据图 12 和式(12),可得提出的电路最大充电功率 $P_{Store,MAX}$ 为 0.86 μW。在此输入条件下,$V_P(t_1)$ 为 8.6 V,由式(11)可得输入功率仅为 2.49 μW,提出的电源管理电路的最大能量采集效率 η_{max} 也能达到:

$$\eta_{max}=\frac{P_{Store,MAX}}{P_{IN}}=\frac{0.86}{2.49}=34.5\% \tag{13}$$

在很弱的输入条件下,多种采集电路的效率均不高,但是提出的自供电电源管理电路较其他管理电路仍具有较大优势,且随着输入功率增加,效率还会进一步提高。

3　结论

针对现有自供电电源管理电路在低输入条件下,控制电路功耗大,辅助电源能耗高,导致启动阈值高,速度慢,效率低的问题,本文建模分析了 SECE 电路特性,根据其最大输出功率点的特点,提出了一种间歇性、短时间供电的自供电控制电路,通过大幅度降低电路的功耗,来降低启动阈值、提高电路在低输入条件下的转换效率和启动速度。理论和实验表明,提出的 SECE 电源管理电路,在每个周期内都能够实现高效、快速自启动,在压电换能器输出

21 Hz、3.6 V 电压时,具有低至 0.39 μW 的启动输入功率阈值,低于常规使用辅助电源管理电路启动阈值的 1/14;控制电路的功耗可低至 0.19 μW,仅为使用辅助电源的控制电路总功耗的 1/134。提出的自供电控制电路原理,不仅可用于 SECE 电路,还可为其他容性内阻换能器的微弱能量采集和高效电源管理电路提供自供电控制方案。

参考文献:

[1] Selvan K V, Mohamed Ali M S. Micro-Scale Energy Harvesting Devices: Review of Methodological Performances in the Last Decade [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2016, 54: 1035-1047.

[2] Ottman G K, Hofmann H F, Lesieutre G A. Optimized Piezoelectric Energy Harvesting Circuit Using Step-Down Converter in Discontinuous Conduction Mode[J]. 2002, 4: 1988-1994.

[3] 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.

[4] 周兴,叶益迭,夏桦康,等. 基于自适应并联电感同步开关控制的压电能量俘获电路设计[J]. 传感技术学报, 2018, 031(12): 1815-1821.

[5] Yuse K, Monnier T, Petit L, et al. Self-Powered Wireless Health Monitoring Supplied by Synchronized Switch Harvesting (SSH) Method [J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2007, 19(3): 387-394.

[6] Lefeuvre E, Badel A, Richard C, et al. Piezoelectric Energy Harvesting Device Optimization by Synchronous Electric Charge Extraction[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2005, 16(10): 865-876.

[7] Hehn T, Hagedorn F, Maurath D, et al. A Fully Autonomous Integrated Interface Circuit for Piezoelectric Harvesters [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2012, 47(9): 2185-2198.

[8] Lallart M, Garbuio L, Petit L, et al. Double Synchronized Switch Harvesting (DSSH): A New Energy Harvesting Scheme for Efficient Energy Extraction[J]. IEEE Trans Ultrason Ferroelectr Freq Control, 2008, 55(10): 2119-2130.

[9] Gasnier P, Willemin J, Boisseau S, et al. An Autonomous Piezoelectric Energy Harvesting IC Based on a Synchronous Multi-Shot Technique[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2014, 49(7): 1561-1570.

[10] Shim M, Kim J, Jeong J, et al. Self-Powered 30 μW to 10 mW Piezoelectric Energy Harvesting System with 9.09 ms/V Maximum Power Point Tracking Time[J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, 2015, 50(10): 2367-2379.

[11] Chew Z J, Zhu M. Adaptive Self-Configurable Rectifier for Extended Operating Range of Piezoelectric Energy Harvesting [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(4): 3267-3276.

[12] Wu L, Ha D S. A Self-Powered Piezoelectric Energy Harvesting Circuit with an Optimal Flipping Time SSHI and Maximum Power Point Tracking[J]. Ieee Transactions on Circuits and Systems Ii-Express Briefs, 2019, 66(10): 1758-1762.

[13] Lallart M, Guyomar D. An Optimized Self-Powered Switching Circuit for Non-Linear Energy Harvesting with Low Voltage Output [J]. Smart Materials and Structures, 2008, 17(3): 035030.

[14] Wu Y, Badel A, Formosa F, et al. Self-Powered Optimized Synchronous Electric Charge Extraction Circuit for Piezoelectric Energy Harvesting[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2014, 25(17): 2165-2176.

[15] Guyomar D, Lallart M. Recent Progress in Piezoelectric Conversion and Energy Harvesting Using Nonlinear Electronic Interfaces and Issues in Small Scale Implementation[J]. Micromachines, 2011, 2(2): 274-294.

罗志春(1994—),男,硕士研究生。主要研究方向为自供电能量采集电路设计;

李 平(1963—),男,博士,教授,博士生导师。主要研究方向为传感技术、测量仪器和能量采集,liping_sh@ sjtu.edu.cn。