

用于低能量密度换能器的电源管理电路*

李平¹, 李哲愚², 文玉梅¹, 卢建国²

(1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院 上海 200240; 2. 重庆大学光电工程学院 重庆 400044)

摘要:为无线微传感器供能的低能量密度压电换能器,其采集能量少、输出功率低。使用传统的电源管理电路向储能电容充电时,低功率地能量传输使得采集能量大多耗散在整流电路中,而最终能够传递给储能电容的较少,导致电路充电功率低下。为解决低能量密度条件下,电源管理电路整流耗能大、充电功率低的问题,引入了高品质因数的石英晶体,提出一种新式电源管理电路。电路使用石英晶体低损耗地聚集换能器采集到的能量,当能量聚集到一定水平后,快速释放能量,为整流电路提供较高的输入功率,降低耗散在整流电路中的能量的比例,从而使更多的能量传递给储能电容,使其获得较高的充电功率。实验表明,对于50 Hz频率下输出8 V的压电换能器,相比于传统变频匹配电源管理电路,所提电路可将充电电压提高163%,充电功率提高110%。

关键词:低能量密度;石英晶体;高Q值;电源管理电路

中图分类号: TP212 TH89 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 460.4020

Power management circuit for the low energy density transducer

Li Ping¹, Li Zheyu², Wen Yumei¹, Lu Jianguo²

(1. School of Electronic Information and Electric Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China;

2. College of Optoelectronic Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: For a low energy density piezoelectric transducer which powers wireless micro-sensors, it harvests little energy, and its output voltage is low. When the storage capacitor is charged by conventional management circuit, the energy transmission in low power leads to a high proportion of harvested energy dissipated in rectifying circuit, and little energy is transferred to the storage capacitor, which means low charging power. To overcome the large power dissipation and low charging power issues in low energy density environment, a novel management circuit is proposed, which involves quartz crystals with the high quality factor. The circuit uses quartz crystals to accumulate the harvested energy in little consumption. When the energy stored in the quartz crystal is high enough, it is released quickly, and then a higher input power is produced for the rectification circuit, which can reduce the proportion of energy dissipated in rectifying circuit. Hence, more energy is transferred to the storage capacitor, and a larger charging power can be obtained. Experiments show that for a piezoelectric transducer which harvests 50 Hz energy and produces 8 V voltage, the proposed circuit can improve the charging voltage and the charging power by 163% and 110% respectively, compared with the management circuit just using frequency-conversion matching technique.

Keywords: low energy density; quartz crystal; high Q factor; power management circuit

1 引言

近年来,物联网技术发展迅速,广泛地应用在人们的日常生活中^[1-3]。作为物联网技术的基本组成部分,无线

传感网络朝着大规模、无线化、微型化方向发展^[4]。这对供电提出了严苛的要求。传统的电池存在携带能量有限而更换困难等问题。传感环境中往往蕴含着丰富的热能^[5]、风能^[6]、振动能^[7]、电磁能^[8]等能量。因此,采集环境能量为无线传感网络供电成为研究热点。

为了向低功耗的无线传感器持续供能,研究者们利用压电材料制作了许多 μW 量级的微型低能量密度换能器。文献[9]设计了 $39\text{ mm} \times 39\text{ mm} \times 3\text{ mm}$ 的块状压电换能器,在 1 g 加速度激励下, $100 \sim 165\text{ Hz}$ 时输出电压为 5.6 V 、输出功率为 $32\ \mu\text{W}$;文献[10]设计的金属基 MEMS 悬臂梁压电换能器的在 89 Hz 、 1 g 加速度激励下可输出 $15\ \mu\text{W}$ 功率;文献[11]使用压电纳米粒和碳纳米管制作的柔性纳米复合材料发电机可输出 10 V 电压、 $1.3\ \mu\text{A}$ 电流。

然而,使用传统全桥整流电路作为低能量密度换能器的电源管理电路时,电路存在阻抗不匹配、二极管功耗大等问题^[12]。为此,研究者们提出了优化的能量传输方案,大致可分为两种类型。第1种类型通过减小二极管压降的方式,降低二极管导通损耗^[13-19]。最主要的方式是使用低压降的有源二极管搭建整流电路^[13]。文献[14]使用4个栅极交叉耦合 MOS 管搭建的无源电压转换器与一个有源二极管完成整流功能。文献[15]直接从换能器中提取能量为有源二极管供能,无需外接辅助电源。虽然有源二极管能够减小二极管导通损耗,但对于低能量密度压电换能器而言,有源二极管整流电路的开关损耗显著,导致能量传输效率大幅降低^[13]。

另一种类型是利用阻抗匹配原理从压电换能器中获取更多的能量^[16-18]。文献[16]将一电感直接连接在压电换能器与阻性负载之间,以实现对压电换能器的阻抗匹配,实验验证该电路可将输出功率提高 94.6% 。文献[17]使用匹配变压器两侧双调谐的方式提高电路品质因数,可以多提取 $20\% \sim 100\%$ 的能量。但是在低频条件下,阻抗匹配所需匹配电感值过高,匹配电路体积庞大。文献[18]提出变频匹配技术,大大减小了匹配电感值。然而,即便使用阻抗匹配原理能够为整流电路提供更多的能量,整流消耗的能量大、能量传输效率低的问题仍然存在。因此,针对低能量密度换能器,需要提出一种既能最大功率地提取换能器采集的能量,又能低损耗地将能量传递给储能电容的新型电源管理电路。

针对低能量密度压电换能器,本文提出一种新型电源管理电路。通过使用变频匹配技术对压电换能器进行阻抗匹配,电路将换能器采集到的能量高效地提取出来,并将其引入高 Q 值的石英晶体谐振电路中积聚、存储;通过快速释放石英晶体中储存的能量,整流电路可获得较高的输入功率和输入电压,降低了消耗在整流电路中的能量比例,从而使更多的能量传递给储能电容,为其提供较高的充电功率。

2 电源管理电路原理

2.1 整流充电分析

为研究能量采集系统的整流充电特性,可将压电换

能器等效为正弦电流源 I_p 与极间电容 C_p 的并联形式,其中极化电流 I_p 的幅值大小与压电材料所受机械激励水平有关^[19]。微型的低能量密度换能器受机械激励较弱,换能器输出功率低,等效电流源 I_p 幅值小,开路电压低。电源管理电路对容性的压电换能器进行阻抗匹配后,整流充电的等效电路如图1所示,图中电流幅值 $I_2 = I_p / \omega^2 MC_p$ ^[20]。分析时,假设一个充电周期储能电容端电压不变;同时储能电容 C_{st} 足够大,以至于二极管导通时,电流源电流都流入储能电容支路。

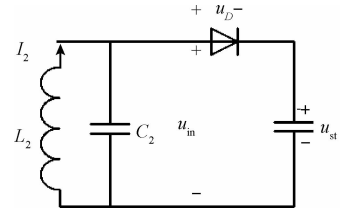


图1 整流充电电路

Fig. 1 Rectifying and charging circuit

设 u 为二极管的导通角,当 ωt 在 $[u, \pi]$ 范围内时,二极管导通,电流 I_2 流入储能电容支路,为其充电;当 ωt 不在此范围内时,二极管截止, I_2 无法为储能电容充电,而经谐振电容 C_2 流回电流源。故整流电路输入电流为:

$$I_{in}(t) = \begin{cases} I_2 \sin(\omega t), & u \leq \omega t \leq \pi \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (1)$$

整流电路平均输入电流可表示为:

$$\bar{I}_{in} = \frac{I_2}{2\pi} [1 + \cos(u)] \quad (2)$$

而二极管刚刚导通,即 $\omega t = u$ 时,谐振电容 C_2 上电压电压满足:

$$u_{in} = u_{st} + u_D \quad (3)$$

$$I_2 \sin(\omega t) = C_2 \frac{du_{in}}{dt} \quad (4)$$

联立式(2)~(4)可得:

$$\bar{I}_{in} = \frac{1}{2\pi} (2I_2 - \omega C_2 u_D - \omega C_2 u_{st}) \quad (5)$$

又由于储能电容的漏电流与其绝缘系数 K_{leak} 、电容值 C_{st} 以及电压值 u_{st} 成正比^[19]:

$$I_{leak} = K_{leak} C_{st} u_{st} \quad (6)$$

因此,储能电容的充电电压为整流电路输入电流与储能电容漏电流共同作用结果为:

$$C_{st} \frac{du_{st}}{dt} = \bar{I}_{in} - I_{leak} \quad (7)$$

储能电容的充电过程可表示为:

$$u_{st}(t) = \frac{2I_2 - \omega C_2 u_D}{\omega C_2 + 2\pi K_{leak} C_{st}} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (8)$$

式中: $\tau = \frac{2\pi C_{st}}{\omega C_2 + 2\pi C_{st} K_{leak}}$ 。

储能电容最终可获得充电电压为:

$$u_{st}(\infty) = \frac{2I_2 - \omega C_2 u_D}{\omega C_2 + 2\pi K_{leak} C_{st}} \quad (9)$$

同时,由文献[21]可知,当充电时间 $t = \tau \ln 2$ 时,充电功率最大,最大充电功率为:

$$P_{C_{st}max} = \frac{C_{st} u_{st}^2(\infty)}{4\tau} \quad (10)$$

由式(9)、(10)可以看出,整流输入功率较低,即电流源 I_2 幅值较小时,二极管压降影响凸显,造成储能电容最终获得的电压较低;另一方面,较高的整流压降导致大量能量被浪费在整流电路中,而传递给储能电容的能量减少,使其充电功率受到牵制。

2.2 电路基本原理

为快速、高效地将低能量密度压电换能器采集的能量转化为储能电容中的电能,本文提出一种电源管理电路,由变频匹配电路、石英晶体谐振电路、整流充电电路组成,结构如图2所示。

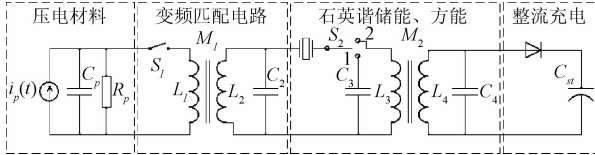


图2 电源管理电路

Fig. 2 Proposed power management circuit

首先,为高效地提取换能器采集到的低密度能量,并使其能够在石英晶体谐振电路中积聚,电路使用变频匹配电路对换能器进行阻抗匹配,并将输出频率转换成满足石英晶体谐振条件的频率。随后,电路将变频后的信号引入高 Q 值的石英晶体谐振电路。通过控制一个单刀双掷开关,实现能量在石英晶体中低损耗地谐振积聚和快速释放。大量能量的快速释放令整流充电电路获得较高的输入功率与输入电压,抑制整流二极管的功率损耗,提高充电功率与充电电压。

2.3 变频匹配电路

如图3所示,变频匹配电路由开关 S_1 、匹配变压器1以及变压器次级的匹配电容 C_2 组成。 $t_0 \sim t_2$ 为一个开关周期,开关在 $t_0 \sim t_1$ 时间内导通,在 $t_1 \sim t_2$ 时间内断开。

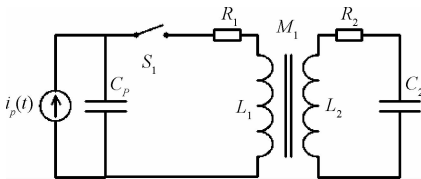


图3 变频匹配电路

Fig. 3 Frequency-conversion matching circuit

一个周期内,匹配变压器的次级输出电压 $V_{up}(t)$ 可表示为^[18]:

$$V_{up}(t) = \begin{cases} V_{\omega_0} \sin(\omega_0 t + \varphi_{2D}) + V_{C_2}(t_1) + \sum_{n=1}^{\infty} V_{n\omega_1} e^{-\alpha_n t} \cdot \\ \sin(n\omega_A t + \varphi_{nC}), & t_0 \leq t < t_1 \\ V_{C_2}(t_1) + \frac{M i_1(t_1^+)}{L_2 C_2} + \sum_{n=1}^{\infty} V'_{n\omega_1} e^{-\alpha_n t} \cdot \\ \sin(n\omega_A t + \varphi'_{nC}), & t_1 \leq t < t_2 \end{cases} \quad (11)$$

式中: $V_{C_2}(t_0)$ 与 $V_{C_2}(t_1)$ 为开关开启、关断时刻电容 C_2 两端的初始电压, V_{ω_0} 为压电换能器的电压幅值, $V_{n\omega_1}$ 及 $V'_{n\omega_1}$ 分别不同时期高频信号的幅值系数,且频率越高,幅值系数越小。可以看出,变频匹配电路实现了将频率 ω_0 向频率 $n\omega_A$ 的搬移。

若想变频信号在石英晶体谐振电路中有效地激励石英晶体,持续不断地发生谐振,则要求变频信号频率特定,相位连续。具体表现为:变压器次级振荡频率 $n\omega_A$ 与石英谐振电路的谐振频率相同;同时,为保证变频信号相位连续,一个开关周期内应包含整数个变频振荡周期。即:

$$\omega_0 = n\omega_A \quad (12)$$

$$T_s = pT_0 \quad (13)$$

式中: ω_0 、 T_0 分别为石英谐振电路的谐振频率与周期, T_s 为变频匹配电路的开关周期, p 为整数。

2.4 石英谐振储能、放能电路

石英晶体具有很高的品质因数,当给予特定频率的激励时可发生谐振,且谐振损耗将非常小,其等效电路如图4所示^[22]。其中, C_0 为晶体的静态电容, L_r 为晶体机械振动时的等效惯性电感, C_r 为晶片的弹性等效电容, R_r 等效为机械振动时的摩擦损耗。

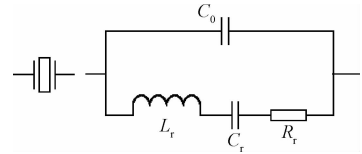


图4 石英晶体等效电路模型

Fig. 4 Equivalent circuit model of quartz crystal

使用石英晶体进行谐振储能、放能的电路如图5所示,由激励源 $V_{up}(t)$ 、石英晶体、单刀双掷开关 S_2 、谐振电容 C_3 、放能变压器2及次级匹配电容 C_4 组成。激励电压 $V_{up}(t)$ 由变频匹配电路次级输出提供。为最优化激励石英晶体,应选择幅值较大的变频匹配频率 ω_A 作为激励源 $V_{up}(t)$ 。为简便推导,不妨设激励源幅值固定,即激励源 $V_{up}(t) = A \sin \omega_0 t$ 。激励源内阻为变频次级电路等效阻抗,由于次级电感 L_2 与次级电容 C_2 满足 $\omega_0 L_2 = 1/\omega_0 C_2$,因此等效阻抗成纯阻性。

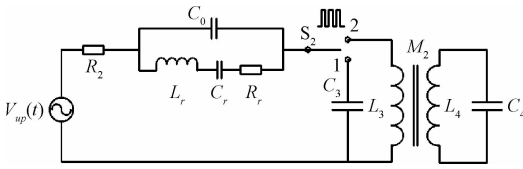


图5 石英晶体储能、放能

Fig.5 Gathering and releasing energy in quartz crystal

2.4.1 石英晶体谐振储能

$T_0 \sim T_1$ 期间,单刀双掷开关 S_2 接至位置 1,石英晶体与 C_3 连接,发生串联谐振。谐振环路方程为^[23]:

$$u_{R_r} + u_{L_r} + u_{C_r} + u_{R_r} + u_{C_3} = A \sin \omega_0 t \quad (14)$$

解得谐振时石英晶体动态电容 C_r 两端电压:

$$u_{C_r}(t) = \frac{A}{(R_r + R_2)C_r\omega_0} e^{-\alpha t} [\cos \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t + \frac{\alpha}{\sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}} \sin \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2} t] - \frac{A}{(R_r + R_2)C_r\omega_0} \cos \omega_0 t \quad (15)$$

式中: $\alpha = (R_r + R_2)/2L_r$, 且 $\omega_0 = \sqrt{(C_r + C_3)/L_r C_r C_3}$ 以满足电路谐振条件。对于本电路而言, $\omega_0 \gg \alpha$, 故式(15)可近似写作:

$$u_{C_r}(t) \approx \frac{A}{(R_r + R_2)C_r\omega_0} (1 - e^{-\alpha t}) \sin(\omega_0 t - 90^\circ) \quad (16)$$

式(16)表明,在石英谐振储能时期,随着时间的推移,石英晶体动态电容 C_r 上谐振电压幅值从 0 开始成指数型增长,并趋于稳定。这意味着激励源输出的能量在石英晶体中被逐渐集聚起来,并最终达到稳定值。当谐振储能趋于稳态时,动态电容 C_r 电压为:

$$u_{C_r}(\infty) = \frac{A}{(R_r + R_2)C_r\omega_0} \sin(\omega_0 t - 90^\circ) |_{t=\infty} \quad (17)$$

此时石英晶体存储的能量为:

$$W = \frac{1}{2} \frac{A^2}{(R_r + R_2)^2 C_r \omega_0^2} \quad (18)$$

由于实际中石英晶体参数 $C_r \ll C_3, R_r \gg R_2, L_r \gg L_{\text{equal}}$, 谐振储能过程中,电路的 Q 值为:

$$Q_{\text{储}} = \frac{\omega_0 L}{R_r + R_2} = \frac{R_r}{R_r + R_2} \sqrt{1 + \frac{C_r}{C_3}} Q_{\text{晶}} \approx Q_{\text{晶}} \quad (19)$$

式中: $Q_{\text{晶}}$ 为石英晶体的品质因数, $Q_{\text{晶}} = 1/R_r \cdot \sqrt{L_r/C_r}$ 。

谐振储能电路像石英晶体一样,具有较高的 Q 值,激励源输出的能量能够在石英晶体中实现低损耗地集聚、存储。

2.4.2 石英晶体放能

当石英晶体中存储的能量趋于稳态后,在 $T_1 \sim T_2$ 期间,单刀双掷开关 S_2 连接位置 2,将放能变压器接入电路。变压器初级环路的电流全响应为零输入响应和零状态响应的叠加。

电流零输入响应为石英晶体释放能量的结果,可列环路方程:

$$u_{R_r} + u_{L_r} + u_{C_r} + u_{R_r} + u_{L_r} = 0 \quad (20)$$

$$\text{代入初始条件 } u_{C_r}(t_1) = \frac{A}{(R_r + R_2)C_r\omega_0}, i(t_1) = 0,$$

解得:

$$i'(t) = -\frac{A}{(R_r + R_2)C_r(L_r + L_{\text{equal}})\omega_0} \left[1 + \frac{1}{4Q_{\text{放}}} \right]^2 \cdot e^{-\xi(t-t_1)} \sin[\omega_1(t-t_1)] \approx -\frac{A}{(R_r + R_2)C_r(L_r + L_{\text{equal}})\omega_0} e^{-\xi(t-t_1)} \sin[\omega_1(t-t_1)] \approx -\frac{AQ_{\text{晶}}}{L_r} e^{-\xi(t-t_1)} \sin[\omega_1(t-t_1)] \quad (21)$$

式中: $L_{\text{equal}} = L_3 + nM$, $\xi = \frac{R_2 + R_r}{2(L_r + L_{\text{equal}})}$, $\omega_1 = \sqrt{1/(L_r + L_{\text{equal}})C_r - \xi^2} \approx \sqrt{1/(L_r + L_{\text{equal}})C_r}$, $Q_{\text{放}} = 1/(R_2 + R_r) \cdot \sqrt{(L_r + L_{\text{equal}})/C_r} \gg 1$ 。

而电流的零状态响应为激励源 $V_{\text{up}}(t)$ 作用的结果,环路方程表示为:

$$u_{R_r} + u_{L_r} + u_{C_r} + u_{R_r} + u_{L_r} = A \sin[\omega_0(t-t_1)] \quad (22)$$

代入初始条件 $u_{C_r}(t_1) = 0, i(t_1) = 0$ 解得:

$$i''(t) = -\omega_1 C_r \sqrt{a^2 + b^2} e^{-\xi(t-t_1)} \cos(\omega_1 t - \beta - \gamma) + \frac{A}{Z} \sin[\omega_0(t-t_1) - \sigma] \quad (23)$$

式中: Z, σ 为变压器初级回路阻抗的模与相位角, $a = \frac{A}{\omega_0 C_r Z} \cos(\omega_0 t_1 + \sigma) + u_{C_r}(t_1)$, $b = \frac{a\xi}{\omega_1} + \frac{A}{C_r Z \omega_1} \sin(\omega_0 t_1 + \sigma) \tan \beta = b/a$, $\tan \gamma = \omega_1/\xi$ 。

因此,在 $T_1 \sim T_2$ 期间,放能变压器初级环路电流全响应为:

$$i_3(t) = i'(t) + i''(t) = -\frac{AQ_{\text{晶}}}{L_r} e^{-\xi(t-t_1)} \sin[\omega_1(t-t_1)] - \omega_1 C_r \sqrt{a^2 + b^2} e^{-\xi(t-t_1)} \cdot \cos[\omega_1(t-t_1) - \beta - \gamma] + \frac{A}{Z} \sin[\omega_0(t-t_1) - \sigma] \quad (24)$$

由式(24)可看出,在开关 S_2 连接位置 2 期间,流经放能变压器的电流以较大幅值成阻尼振荡衰减,且代入参数可知衰减时间常数 ξ 较小。因此,石英晶体中的能量在短时间内被快速释放,放能变压器能够在较短时间内获得较大的功率。

2.4.3 储能电容充电分析

$T_1 \sim T_2$ 期间,放能变压器次级电流为:

$$i_4(t) = \frac{n_2 A Q_{\text{晶}}}{L_r} e^{-\xi(t-t_1)} \sin[\omega_1(t-t_1)] + n_2 \sqrt{a^2 + b^2} \cdot \omega_1 C_r e^{-\xi(t-t_1)} \cos[\omega_1(t-t_1) - \beta - \gamma] - \frac{n_2 A}{Z} \sin[\omega_0(t-t_1) - \sigma] \quad (25)$$

放能变压器放能时,整流电路输入平均电流为:

$$\bar{I}_{in放} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega t}^{\pi} i_{in}(t) d\omega t = \frac{n_2 A Q_{晶} \xi e^{-\xi/\omega} \sin u + \omega^2 e^{-\xi/\omega} \cos u + \omega^2 e^{-\xi/\omega}}{2\pi L_r \omega^2 + \xi^2} \quad (26)$$

而在二极管刚刚导通时刻,谐振电容 C_4 端电压恰好等于储能电容电压与二极管正向压降之和,故有:

$$u_{st} + u_D = \frac{n_2 A Q_{晶} \omega^2 e^{-\xi/\omega} - \xi e^{-\xi/\omega} \sin u - \omega^2 e^{-\xi/\omega} \cos u}{\omega C_4 L_r \omega^2 + \xi^2} \quad (27)$$

因此,放能变压器放能时,整流电路输入平均电流可进一步表示为:

$$\bar{I}_{in放} = \frac{n_2 A Q_{晶} \omega^2 e^{-\xi/\omega}}{\pi L_r \omega^2 + \xi^2} - \frac{\omega C_4 (u_{st} + u_D)}{2\pi} \approx \frac{1}{2\pi} \left[\frac{2n_2 A Q_{晶} \omega^2 e^{-\xi/\omega}}{L_r} - \omega C_4 (u_{st} + u_D) \right] \quad (28)$$

整个储能、放能过程中,整流电路平均输入电流为:

$$\bar{I}_{in} = D \bar{I}_{in放} \quad (29)$$

式中: D 为单刀双掷开关 S_2 接至位置2的占空比。

联立式(6)、(7)、(29)可得储能电容上充电电压与时间关系:

$$u_{st}(t) = \frac{2n_2 A Q_{晶} e^{-\xi/\omega} / L_r - \omega C_4 u_D}{\omega C_4 + 2\pi C_{st} K_{leak} / D} (1 - e^{-t/\delta}) \quad (30)$$

$$\text{式中: } \delta = \frac{2\pi C_{st}}{\omega C_4 D + 2\pi C_{st} K_{leak}} \circ$$

则储能电容最终可获得最大充电电压为:

$$u_{st}(\infty) = \frac{2n_2 A Q_{晶} e^{-\xi/\omega} / L_r - \omega C_4 u_D}{\omega C_4 + 2\pi C_{st} K_{leak} / D} \quad (31)$$

由文献[19]可知,充电过程中,电路最大充电功率为:

$$P_{C_{st}max} = \frac{C_{st}}{4\delta} u_{st}^2(\infty) \quad (32)$$

通过分析式(31)、(32)可知,由于石英晶体具有较高的 Q 值,储能电容最终能够获得较高的充电电压;同时,整流二极管对充电电路的影响相对减弱。因此,电路能够得到较高的充电功率。

综上所述,电源管理电路利用石英晶体,将压电换能器输出的低功率能量低损耗地存储起来,并通过快速释放能量的方式,使整流电路在短时间内能够获得较高的输入功率与输入电压,抑制了整流二极管压降的影响,使得损耗在整流电路中的能量的比重降低,更多的能量被送往储能电容,令其获得较高的充电功率。

3 实验与验证

3.1 变频匹配实验测试

为搭建变频匹配电路,本文选用压电材料等效电容

C_p 为 930 pF, 50 Hz 频率下,开路输出电压 8 V。变压器 T_1 初级电感 L_1 为 388 mH,次级电感 L_2 为 5.6 mH,次级电容 C_2 为 4.2 nF。将开关频率控制为 16.384 kHz,占空比为 3%,所得变频信号波形如图 6 所示。图中实线波形表示变压器次级信号,虚线波形表示开关控制信号。一个开关周期内,变压器次级成振荡衰减,振荡频率为 32.77 kHz,实现了频率由 50 Hz 向石英晶体谐振频率的搬移。同时可以看出,变频信号在一个开关周期结束时刻的相位恰好与下个开关周期开始时的相位连续,为变频信号在石英晶体谐振储能提供了良好的条件。

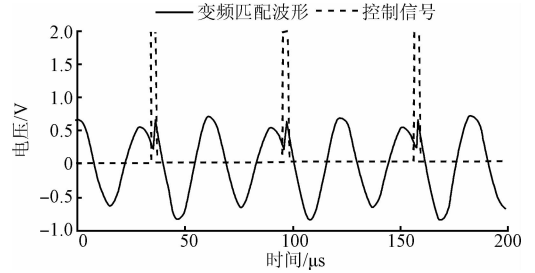


图6 匹配变压器次级电压波形

Fig. 6 Voltage waveforms across secondary coil of matching transformer

3.2 石英晶体储能、放能实验测试

将变频匹配所得信号作为激励源输入图 5 所示电路中,其中 32.768 kHz 的石英晶体并联了 20 个,谐振电容 C_3 为 330 pF,放能变压器初、次级电感值均为 270 mH,匹配电容 C_4 为 94 pF。虽然无法直接观察石英晶体动态电容 C_r 上电压波形,但由于谐振电容 C_3 电压与动态电容 C_r 电压成正比,可通过观察 C_3 波形得知 C_r 波形变化趋势。将单刀双掷开关连接至 1 处,电路稳定后,谐振电路波形如图 7 所示。图中实线波形变频信号波形,虚线波形为谐振电容 C_3 波形。可以看出,谐振电容 C_3 电压相位相对于输入的变频信号滞后 90°,且幅值稳定。此时电路发生谐振,变频电路的输出能量在石英谐振电路中振荡,并积聚至稳定值。

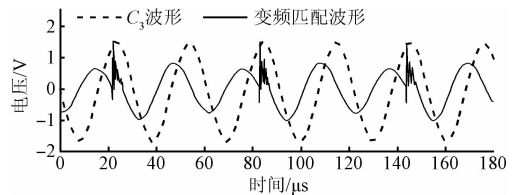


图7 谐振电容 C_3 电压波形

Fig. 7 Voltage waveforms across resonant capacitor C_3

周期性地控制单刀双掷开关在位置 1、2 间切换,使石英晶体与谐振电容、放能变压器周期性地连接,实现石英晶体周期性储能、放能。图 8 为在 1 Hz 开关频率、

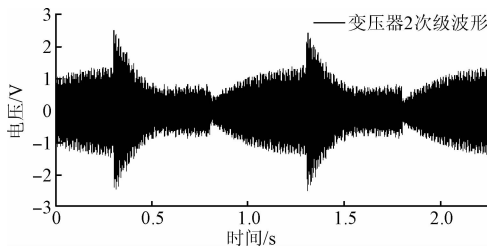


图8 石英谐振电路储能、放能

Fig. 8 Storing and releasing energy in quartz crystal resonant circuit

55% 占空比的单刀双掷开关作用下,石英谐振电路储、放能过程。图中实线波形为控制信号,虚线波形为单刀双掷开关公共端处信号。当控制信号为低电平时,开关扳至位置 1,虚线波形代表谐振电容上波形,可以看出有一明显的充电储能包络,此时石英晶体谐振存储变频输出能量;当控制信号为高电平时,开关扳至位置 2,虚线波形代表放能变压器 2 初级绕组波形,有一明显的指数衰减包络,此时石英晶体通过放能变压器 T_2 释放储存的谐振能量。

3.3 整流充电效果

为检验本文提出的电源管理电路的充电效果,现分别使用上述电路、传统变频匹配电路以及使用了有源二极管的变频匹配电路作为电源管理电路,在压电换能器输出为 50 Hz、8 V 的条件下对 1 mF 储能电容进行充电。由实验数据计算得压电换能器输出功率 $10 \mu\text{W}$ 。储能电容电压随时间变化情况如图 9 所示。充电 5 min 后,传统变频匹配电路中储能电容最终电压仅为 0.49 V;有源二极管变频匹配电压最终充电电压为 0.78 V,较前者提高 59%;而使用本文提出的管理电路对储能电容进行充电,电压可达 1.29 V,充电电压较传统变频匹配电路提高 163%。对比图 10 所示充电功率可以看出,变频匹配管理电路最大充电功率仅为 $2.39 \mu\text{W}$,有源二极管变频匹配电路最大充电功率 $3.78 \mu\text{W}$,较前者提高 58%;而本文提出的管理电路最大充电功率可达 $5.03 \mu\text{W}$,充电功率较传统变频匹配电路提高 110%。

为更全面地观测上述 3 种电源管理电路的充电效果,实验在不同输入电压条件下,对各电路的最大充电功率进行了对比,结果如图 11 所示。可以看出,虽然在变频匹配电路中使用有源二极管进行整流可以降低二极管正向压降产生的负面影响,提高充电电压与充电功率,但效果不明显;而使用本文提出的电路能够显著地改善电源管理电路的充电电压与充电功率。

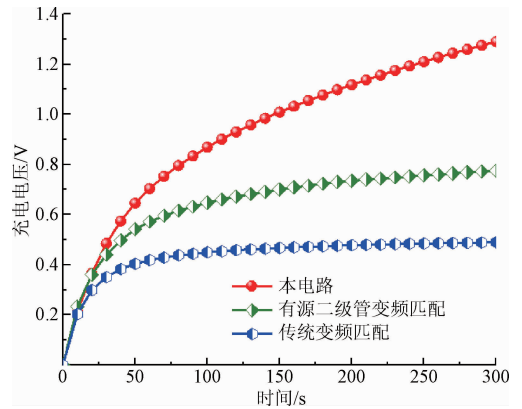


图9 充电电压比较

Fig. 9 A comparison of charging voltages

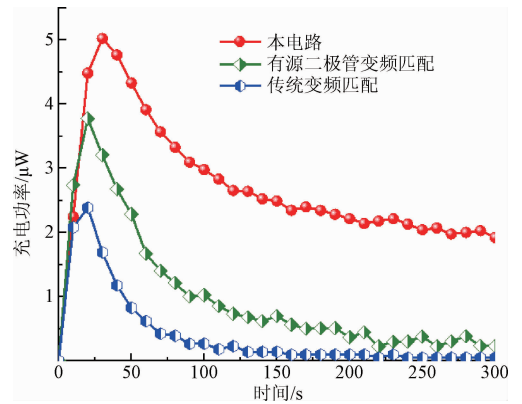


图10 充电功率比较

Fig. 10 A comparison of charging powers

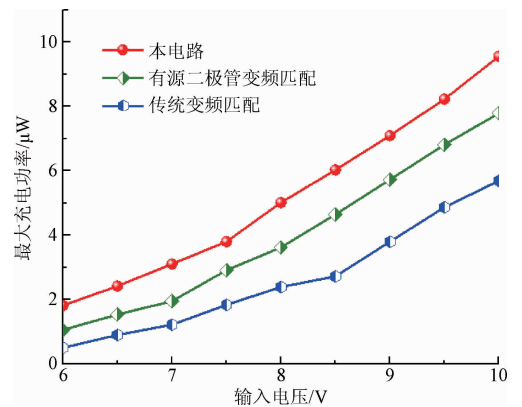


图11 不同输入条件下最大充电功率比较

Fig. 11 Comparisons of max charging power in different input voltages

4 结 论

针对现有电源管理电路在低能量密度条件下充电效果差的现象,本文建模分析了低能量密度条件下的充电过程,指出整流二极管对能量传输的负面影响。同时,本文提出一种新型电源管理电路,电路利用高品质因数的石英晶体低损耗地聚集换能器采集到的能量,并通过快速释放能量的方式,为整流电路提供较高的输入功率,降低了耗散在整流电路中的能量比例,使得更多的能量传递给储能电容,改善了现有电源管理电路充电功率小、充电电压低的缺点。实验表明,虽然通过使用低导通压降的有源二极管进行整流可以改善充电功率,但效果不明显;而使用本文提出电路可显著地提高充电效果。在压电换能器输出 50 Hz、8 V 电压时,相比于变频匹配电源管理电路,使用本电路作为电源管理电路,可将充电电压提高 163%,充电功率提高 110%。

参考文献

- [1] 莫振栋, 赵中华. 物联网 RFID 和 ZigBee 技术在高铁列控系统的应用研究[J]. 中国测试, 2014, 40(1): 97-100.
MO ZH D, ZHAO ZH H. Applying RFID and ZigBee technology of IOT in high-speed railway train control system[J]. China Measurement & Test, 2014, 40(1): 97-100.
- [2] 周新淳, 张瞳, 吕宏强. 基于物联网的精准化智慧农业大棚系统设计[J]. 国外电子测量技术, 2016, 35(12): 44-49.
ZHOU X CH, ZHANG D, LU H Q. Design of intelligent agricultural greenhouses system based on Internet of Things [J]. Foreign Electronic Measurement Technology, 2016, 35(12): 44-49.
- [3] 刘元, 吴彦文, 卢佳卉, 等. 基于物联网的自动报警智能拐杖系统的设计[J]. 电子测量技术, 2016, 39(9): 123-127.
LIU Y, WU Y W, LU J H, et al. Design of an automatic alarm walking stick system based on Internet of things[J]. Electronic Measurement Technology, 2016, 39(9): 123-127.
- [4] GUBBI J, BUYYA R, MARUSIC S, et al. Internet of things (IoT): A vision, architectural elements, and future directions [J]. Future Generation Computer Systems, 2013, 29(7): 1645-1660.
- [5] LIU W, JIE Q, KIM H S, et al. Current progress and future challenges in thermoelectric power generation: From materials to devices [J]. Acta Materialia, 2015, 87(4): 357-376.
- [6] MCCARTHY J M, WATKINS S, DEIVASIGAMANI A, et al. Fluttering energy harvesters in the wind: A review [J]. Journal of Sound Vibration, 2016, 361(8): 355-377.
- [7] 王光庆, 杨斌强, 徐文潭, 等. 非线性宽频压电振动能量采集器的研究 [J]. 仪器仪表学报, 2016, 37(1): 221-230.
WANG G Q, YANG B Q, XU W T, et al. Research on a nonlinear broadband piezoelectric vibration energy harvester [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 37(1): 221-230.
- [8] 叶蔚生, 文玉梅, 李平, 等. 用于双芯电线无线监测的自全式电流传感器 [J]. 仪器仪表学报, 2016, 17(5): 1010-1017.
YE W SH, WEN Y M, LI P, et al. Self-contained current sensors applied for wirelessly monitoring zip-cords [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2016, 17(5): 1010-1017.
- [9] SOBOCINSKI M, LEINONEN M, JUUTI J, et al. Monomorph piezoelectric wideband energy harvester integrated into LTCC [J]. Journal of the European Ceramic Society, 2011, 31(5): 789-794.
- [10] WANG Q, CAO Z P, KUWANO H. Metal-based piezoelectric energy harvesters by direct deposition of PZT thick films on stainless steel [J]. Micro & Nano Letters, 2012, 7(12): 1158-1161.
- [11] PARK K I, CHANG K J, RYU J, et al. Flexible and large-area nanocomposite generators based on lead zirconate titanate particles and carbon nanotubes [J]. Advanced Energy Materials, 2013, 3(12): 1539-1544.
- [12] RAMADASS Y K, CHANDRAKASAN A P. An efficient piezoelectric energy harvesting interface circuit using a bias-flip rectifier and shared inductor [J]. IEEE Journal of Solid-State Circuits, , 2010, 45(1): 189-204.
- [13] LEHMANN T, MOGHE Y. On-chip active power rectifiers for biomedical applications [C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, 2005: 732-735 .
- [14] NIU D, HUANG ZH C, JIANG M L, et al. A sub-0.3V highly efficient CMOS rectifier for energy harvesting applications [C]. Nonlinear Theory & Its Application Leice, 2012, 3(3): 405-416.
- [15] ULUSAN H, GHAREHBAGHI K, ZORLU O, et al. A fully-integrated and battery-free interface for low voltage electromagnetic energy harvesters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 30(7): 3712-3719.
- [16] GIULIANO A, ZHU M. A passive impedance matching interface using a PC permalloy coil for practically

- enhanced piezoelectric energy harvester performance at low frequency[J]. *IEEE Sensors Journal*, 2014, 14(8): 2773-2781.
- [17] LI P, WEN Y, JIA C, et al. A magnetoelectric composite energy harvester and power management circuit[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011, 58(7):2944-2951.
- [18] LI P, WEN Y, YIN W, et al. An upconversion management circuit for low-frequency vibrating energy harvesting [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, 61(7):3349-3358.
- [19] OTTMAN G K, HOFMANN H F, BHATT A C, et al. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2002, 17(5): 669-676.
- [20] 刘盼刚, 文玉梅, 李平, 等. 一种磁电自供电无线传感器电源管理电路研究[J]. *传感技术学报*, 2008, 21(8):1427-1431.
- LIU P G, WEN Y M, LI P, et al. Study on the power management circuit of a magnetoelectric self-powered wireless sensor [J]. *Chinese Journal of Sensors & Actuators*, 2008, 21(8):1427-1431.
- [21] LI P, WEN Y, ZHANG Z, et al. A high-efficiency management circuit using multi-winding up-conversion current transformer for power-line energy harvesting[J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015, 62(10):6327-6335.
- [22] TSUZUKI Y, TOKI M. Precise determination of equivalent circuit parameters of quartz crystal resonators[J]. *Proceedings of the IEEE*, 1976, 64(8): 1249-1250.

- [23] 蔡家欢, 李平, 文玉梅, 等. 石英晶振的储能特性[J]. *物理学报*, 2016, 65(10):123-129.
- CAI J H, LI P, WEN Y M, et al. Characteristics of quartz crystal energy storage [J]. *Chinese Journal of Physics*, 2016, 65(10):123-129.

作者简介



E-mail: liping_sh@sjtu.edu.cn

Li Ping (Corresponding author) received his B. Sc. degree, and his M. Sc. degree, and his Ph. D. degree from Chongqing University, Chongqing, China, in 1984, 1995 and 2003, respectively. He is currently a professor and Ph. D. supervisor at Dept. of Instrument Science and Engineering, School of Electronic Information and Electric Engineering, Shanghai Jiao Tong University. His main research interests include sensors, measurement and instrumentation, and energy harvesting.



李哲愚, 2010年于重庆大学获得学士学位, 现为重庆大学光电工程学院硕士研究生, 主要研究方向为能量采集电路设计。

E-mail: lizheyu@cqu.edu.cn

Li Zheyu received his B. Sc. degree from Chongqing University. He is now a master student in College of Optoelectronic Engineering, Chongqing University. His main research interest is energy harvesting circuit design.