

一种采用频率变换的自供电电源管理电路

文玉梅, 吴翰钟, 李 平, 尹文建

(重庆大学光电工程学院, 传感器与仪器研究中心, 重庆 400044)

摘 要: 在低频率条件下, 采用直接阻抗匹配的原理, 设计的压电材料换能器电源管理电路, 匹配电感值很大. 本文采用频率变换, 设计了一种自供电电源管理电路. 分析了频率变换的原理. 将低频信号变换至较高频率, 匹配电感值很小, 有利于电路的小型化. 该管理电路还可以在宽频带内对于压电换能器实现匹配. 实验结果表明, 电路实现了频率变换, 匹配电感值和电路体积都大大减小. 电源管理电路的最大采集功率为 181.6mW, 能量采集效率可以达到 44.8%. 当 0.47 法拉的储能电容电压为 1.13V 时, 该电路最大放电功率可达 110mW, 放电时间持续 620ms, 能够驱动无线传感器在一个周期内正常工作.

关键词: 自供电; 频率变换; 电源管理电路; 无线传感器

中图分类号: TN710 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2012) 11-2324-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2012.11.029

A Self-Powered Power Supply Management Circuit Using Frequency Conversion Network

WEN Yu-mei, WU Han-zhong, LI Ping, YIN Wen-jian

(Research Center of Sensors and Instruments, College of Optoelectronic Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: In low frequency applications, a large inductance is needed for directly matching the piezoelectric transducer impedance in the power supply management circuit. This paper designs a self-powered piezoelectric energy harvesting circuit using frequency conversion. The principle of frequency conversion is analyzed. Because the low frequency can be converted to a higher frequency by using a small matching inductance, the size of the power supply management circuit is very small. The circuit can realize the matching for the piezoelectric transducer in a wide range of frequency bandwidth. The experiment results show that the frequency of the transducer can be converted, and the matching inductance and the management circuit size can be decreased. The maximum harvesting power of the management circuit is 0.182mW, and the energy harvesting efficiency can reach 44.8%. When the voltage of the supercapacitor reaches 1.13V, the circuit can drive a wireless sensor node with a power consumption of 110mW at 620ms.

Key words: self-powered; frequency conversion; power management; wireless sensor

1 引言

随着无线传感网络技术的发展, 小体积、低功耗的无线传感器已得到广泛应用^[1~3]. 无线传感节点是无线传感网络的基本组成部分. 无线传感节点自身携带电池电量有限, 在严酷环境下, 为无线传感节点更换电池十分困难. 采集环境能量给无线传感器节点供电, 可解决无线传感器节点电池更换困难的问题. 目前, 国内外已报道的环境能量有振动能^[4]、转动能^[5]和磁能^[6]等等.

压电材料在自供电应用中发挥着重要的作用^[7], 由于小体积压电材料的输出电能无法直接驱动无线传感

节点正常工作, 因此必须设计电源管理电路^[8]. Lei Gu 研究的采用压电材料的能量采集器, 可以采集低频率 (20Hz) 的振动能^[9], 在阻抗匹配条件下, 能量采集器的最大输出功率可以达到 1.5mW, 但是 Lei Gu 没有对能量采集器设计相应的电源管理电路, 所以采集到的能量不能够驱动无线传感节点正常工作, 能量采集系统不够完善. 贾朝波等人研究的能量储存和电源管理电路采用压电材料在高频率 (10kHz) 下采集环境磁场能量, 电路通过直接阻抗匹配储存压电材料的输出能量, 成功驱动无线传感节点工作, 实现了对环境温度、湿度的监测^[10], 但是在低频率 (< 50Hz) 下, 如果采用直接阻抗匹配进行

电源管理,匹配电感值很大,所得到的电路系统体积很大,给实际应用带来不便.通过频率变换实现阻抗匹配,可以使匹配电感值减小,从而减小电路系统的体积.本文设计了一种低频率下采集压电材料输出电能的电源管理电路.通过频率变换,电源管理电路可以将 33Hz 左右的低频信号上变频至较高频率 ($\geq 500\text{Hz}$),然后在较高频率下,实现对压电材料的阻抗匹配,大大减小了匹配电感值.电路采集到的能量储存在超级电容中,可以驱动无线传感节点在一个周期内正常工作.

2 电源管理电路

2.1 电源管理电路的基本原理

电源管理电路由频率变换匹配电路、整流电路、储能超级电容、控制电路和 DC/DC 放电电路五部分组成,如图 1 所示.从能量源的角度考虑,压电材料可以等效为一个交流电流源 I_p 和等效电容 C_p 并联的形式^[11],如式(1)所示.

$$i_p(t) = I_p \cos(\omega_0 t) \quad (1)$$

由于压电材料呈容性,为提高能量储存效率,应该对其进行阻抗匹配.图 2 所示为电路的直接阻抗匹配原理图,在阻抗匹配状态下,电路初级环路电感 L_1 两端电压能够达到压电材料的最大输出电压,电路损耗的能量最小,能量采集效率最高.当电路满足式(2)时,电路实现阻抗匹配^[12~14],其中 R_s 是压电材料的内阻, R_{in} 是电源管理电路的输入阻抗.

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{1}{\sqrt{L_1 C_p}} &= \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \omega_0 \\ R_s &= R_{in} \end{aligned} \right. \quad (2)$$

由式(2)可知,在低频率条件 ($< 50\text{Hz}$) 下,如果对压电材料进行直接阻抗匹配,由于压电材料的等效内部电容很小 (nF),导致所需的匹配电感 L_1 很大 (万亨利),

因此电路的体积很大.为了有效的减小电路的体积,在匹配电路的变压器初级环路设置了一个双向开关 S ,控制电路控制开关 S 的导通和关断,实现电路的频率变换.通过频率变换,将低频率变至较高频率,然后再进行阻抗匹配,可以减小匹配电感,从而实现电路的小型化.电源管理电路在一个工作周期内的工作情况为:电路经过频率变换、匹配后整流输出,把电能储存在超级电容 C_s 中.当超级电容两端电压达到预设门限电压时,控制电路启动 DC/DC 电路工作,把储存在超级电容中的能量释放出来,驱动负载正常工作.

2.2 频率变换电路特性分析

频率变换电路由匹配变压器、开关 S 和变压器次级回路的匹配电容 C_2 组成,其电路如图 3 所示. S 是双向开关, L_1 是匹配电路的初级电感, L_2 是匹配电路的次级电感, M 是互感, C_2 是次级回路的匹配电容, I_1 是流入初级电感的电流, I_2 是流出次级电感的电流. $V_{cp}(t)$ 是压电材料两端电压, $V_{c2}(t)$ 是 C_2 两端电压, $V_{L1}(t)$ 是 L_1 两端电压, $V_{L2}(t)$ 是 L_2 两端电压. $i_p(t) = I_p \sin(\omega_0 t)$.

设 $t_0 \sim t_2$ 是开关的一个周期, $t_0 \sim t_1$ 是开关导通时间, $t_1 \sim t_2$ 是开关断开时间. $t_0 \sim t_1$ 时间内,等效电路如图 4 所示; $t_1 \sim t_2$ 时间内,等效电路如图 5 所示. R_1 是变压器初级环路的等效电阻, R_2 是变压器次级环路的等效电阻.由 2.1 中的分析可知,假设开关的占空比 D 很大,由于 L_1, C_p, L_2, C_2 与 ω_0 不匹配,在很长的开关导通时间内,电源管理电路的能量采集效率非常低,所以开关的占空比不能很大.同样的,开关的频率 ω_s 不能太低.

2.2.1 电路在一个开关周期 T_{sw} 内的特性分析

如图 4 所示,当开关导通时, $t_0 < t < t_1$, 变压器的初级环路方程为:

$$V_{cp}(t) + V_{L1}(t) + V_{R1}(t) - V_M(t) = 0 \quad (3)$$

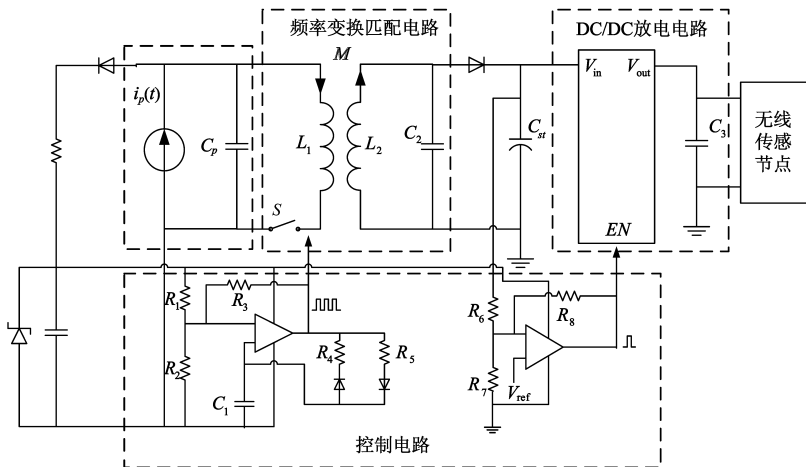


图1 电源管理电路原理图

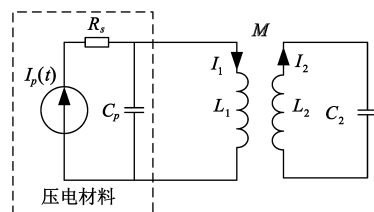


图2 直接阻抗匹配电路原理图

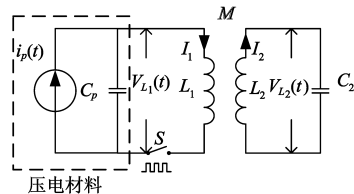


图3 频率变换匹配电路

式(3)中, $V_{R1}(t)$ 是 R_1 两端电压, V_M 是互感电压.

如图 5 所示, 当开关断开时, $t_1 < t < t_2$, 变压器的初级环路断路, 次级环路闭合.

等效电容 C_p 两端电压 V_{cp} 为:

$$V_{cp}(t) = V_{cp}(t_1^+) + \frac{1}{C_p} \int_{t_1^+}^t i_p(t) dt \quad (4)$$

次级环路方程为:

$$V_{c2}(t) + V_{R2}(t) + V_{L2}(t) = 0 \quad (5)$$

式(5)中, $V_{R2}(t)$ 是 R_2 两端电压.

理想情况下, 变压器的次级电感两端电压 $V_{L2}(t)$ 可以表示为:

$$V_{L2}(t) = \begin{cases} \frac{I_{1max} L_1}{n \sqrt{\beta_1^2 + \omega_1^2}} e^{-\beta_1(t-t_0)} \sin[\omega_1(t-t_0) + \alpha], & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_{2max} L_2}{\sqrt{\beta_2^2 + \omega_2^2}} e^{-\beta_2(t-t_1)} \sin[\omega_2(t-t_1) + \gamma], & t_1 \leq t \leq t_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中, $I_{1max} = C_p \left. \frac{dV_{cp}(t)}{dt} \right|_{t=t_0, V_{cp}(t)=V_{cp}(t_0)}$, $I_{2max} =$

$C_2 \left. \frac{dV_{c2}(t)}{dt} \right|_{t=t_1, V_{c2}(t)=V_{c2}(t_1)}$, $\beta_1 = \frac{R_1}{2L_{equal}}$, $L_{equal} = L_1 - nM$,

$\beta_2 = \frac{R_2}{2L_2}$, $\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{L_{equal} C_p} - (\frac{R_1}{2L_{equal}})^2}$, 由于 R_2 很小, $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, $M = k \sqrt{L_1 L_2}$, k 是变压器的耦合系数, n 是

变压器的变比, $\tan \alpha = \frac{\beta_1}{\omega_1}$, $\tan \gamma = \frac{\beta_2}{\omega_2}$, $\omega_1 > \omega_0$, $\omega_2 > \omega_0$.

由式(6)可知, 在开关导通和断开两个时间段内, 次级电感电压都是呈阻尼振荡衰减的.

2.2.2 电路在一个压电材料输出周期 T 内的特性分析

在一个压电材料输出电压周期 T 内包含 m 个开关周期, $T = 2\pi/\omega_0$, $m = \omega_s/\omega_0$, ω_s 是开关频率. 对式(1)积分, 可知压电材料的开路输出电压为:

$$V_p(t) = \frac{I_p}{\omega_0 C_p} \sin(\omega_0 t) \quad (7)$$

假设在一个周期 $T(0 \leq t \leq T)$ 内, 当 $t = (0, T/m, 2T/m \dots (k-1)T/m, T)$ 时, 开关导通. 这些时刻对应的压电材料瞬时电压 $v_p(t)$ 分别为: $V_p(0)$ 、 $V_p(T/m)$ 、 $V_p(2T/m) \dots V_p[(m-1)T/m]$ 、 $V_p(T)$, 如图 6 所示.

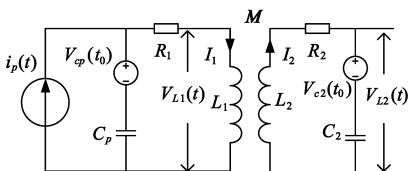


图4 开关导通时的等效电路

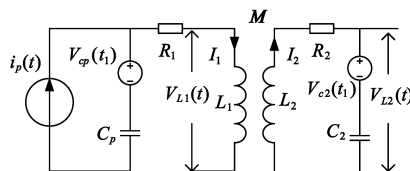


图5 开关断开时的等效电路

在一个压电材料输出电压周期 T 内, 假设 $\omega_2/\omega_s = 2.5$, 电路的工作电压波形示意图如图 7 所示. 由图可知, 在上一个开关周期末 (t_2^-), 次级电感电压经过阻尼振荡, 降低至一个较小值. t_0^+ 时刻, 开关导通, 由式(4)可知, 由于在上一个周期的开关断开时间内, 换能器的内部等效电容被充至一个较高电压, 变压器初级电感电压在 t_0^+ 时刻被拉至与换能器等效电容电压相等, 电感电压跳变至较高电压. 经过 $t_0 \sim t_1$ 一段很短的时间后, t_1^+ 时刻, 开关断开, $t_1 \sim t_2$ 时间内, 变压器初级开路, 次级环路阻尼振荡. 电路完成一个开关周期的工作, 进入下一个开关周期.

基于 2.2.1 中的分析, 理想情况下, 在一个压电材料输出电压周期 T 内, 变压器次级电感电压可表示为:

$$V_{L2}(t) = \begin{cases} V_p(0) \frac{Q}{n} e^{-\beta_2 t} \sin(\omega_2 t + \gamma), & 0 < t < T/m \\ V_p(T/m) \frac{Q}{n} e^{-\beta_2(t-T/m)} \cdot \sin[\omega_2(t-T/m) + \gamma], & T/m < t < 2T/m \\ V_p(2T/m) \frac{Q}{n} e^{-\beta_2(t-2T/m)} \cdot \sin[\omega_2(t-2T/m) + \gamma], & 2T/m < t < 3T/m \\ \dots\dots \\ V_p[(m-1)T/m] \frac{Q}{n} e^{-\beta_2(t-\frac{m-1}{m}T)} \cdot \sin[\omega_2(t-\frac{m-1}{m}T) + \gamma], & (m-1)T/m < t < T \\ V_p(T) \frac{Q}{n} e^{-\beta_2(t-T)} \sin[\omega_2(t-T) + \gamma], & t > T \end{cases} \quad (8)$$

其中, $Q = \frac{\sqrt{L_2/C_2}}{R_2}$, Q 是变压器次级环路的品质因数, n 是变压器的变比. 由式(8)可以看出, 在一个压电材料输出电压周期 T 内, 匹配变压器的次级电感电压 $V_{L2}(t)$ 是由 m 个峰峰值不同的阻尼振荡电压组成的, 其波形包络线形似两个彼此相切的“椭圆”.

由式(8)可知, 信号的主频率由 ω_0 变换至 ω_2 , $\omega_2 = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}$, $\omega_2 > \omega_0$. 电源管理电路中的信号与开关的频率 ω_s 、占空比 D 、变压器的初级电感 L_1 和次级电感 L_2 、变

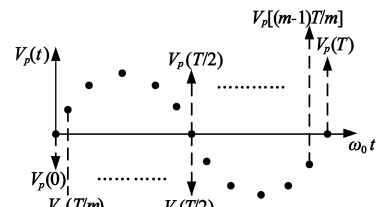


图6 在 T 内, 开关导通瞬间压电材料输出电压示意图

压器初级环路的等效电阻 R_1 、次级环路的等效电阻 R_2 和次级匹配电容 C_2 等都有关系.由式(8)可以看出,电路可以实现频率变换, $\omega_2 > \omega_0$.与直接阻抗匹配相比,匹配变压器的初级电感值与次级电感值大大减小,整体电路系统体积减小.同时,通过控制双向开关 S 的频率 ω_s 和占空比 D ,压电材料的输出电压可以达到其最大输出电压值,且谐振环路 Q 值较高,能量损耗小,整体电路的能量采集效率较高.

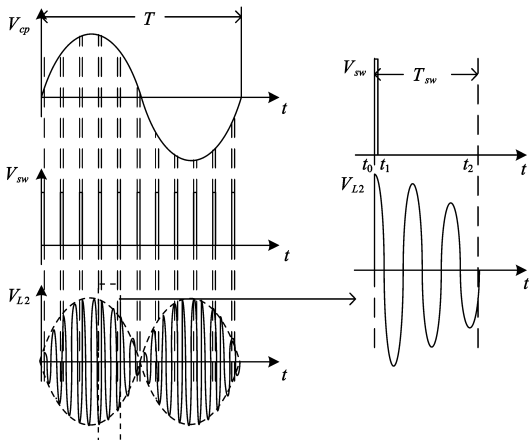


图7 工作电压波形示意图

3 实验与验证

3.1 频率变换实验测试

对电源管理电路中匹配变压器次级电感的两端电压进行了实验测试.本文选取的压电材料内部等效电容 $C_p = 2.7\text{nF}$,在振动激励频率为 32.6Hz ,加速度为 1g 时,采集器输出电压峰峰值为 $54\text{V}^{[15]}$,如图 8 所示.输出功率随负载变化而变化的曲线如图 9 所示.由图 9 可知,当负载电阻为 $1.5\text{M}\Omega$ 左右时,输出功率最大为 $406\mu\text{W}$.变压器初级回路阻抗 $R_1 = 1.25\text{k}\Omega$,次级回路阻抗 $R_2 = 72\Omega$,变压器初级电感 $L_1 = 25.3\text{H}$,次级电感 $L_2 = 47\text{mH}$,变比 $n = 20:1$,变压器次级电容 $C_2 = 50\text{nF}$.

设置开关频率为 1kHz ,占空比为 4% .图 10 和图 11 所示分别为在一个开关周期 T_{sw} 和一个压电材料输出电压周期 T 内, L_2 两端电压的实验波形.

由图 10 和图 11 可知,实验中匹配变压器次级电感两端电压随时间变换与理论推导相符较好,在开关导通的瞬间,次级电感电压发生跳变;开关断开时间内,次级电感电压呈阻尼振荡衰减.另外由于在实际电路中,存在漏感以及各元件的损耗等影响,实验中 L_2 两端电压值比理论分析值小.如图 8 所示,由于能量采集器的输出电压不是标准的正弦波形,正半周期幅度要比负半周期幅度大,所以图 11 中正半周期的“椭圆”比负半周期的“椭圆”大.由图 8 和图 10、11 对比可知,频

率变换前,信号频率为 $f_0 = 32.6\text{Hz}$;频率变换后,信号的主要成分为 $f_2 \approx 3.27\text{kHz}$. $f_2 \gg f_0$,电路实现了上变频.其中

$$f_2 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{47 \times 10^{-3} \times 50 \times 10^{-9}}} = 3.28\text{kHz} \approx 3.27\text{kHz} \quad (9)$$

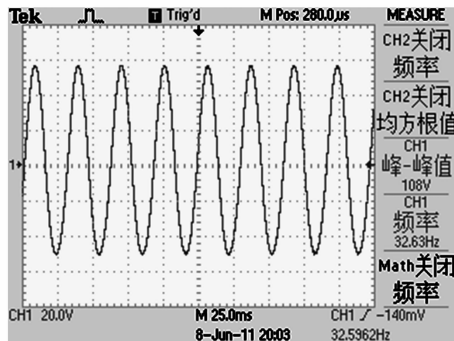


图8 振动能量采集器输出电压波形

3.2 超级电容充电和放电特性测试

对电源管理电路的充电特性进行了实验测试,对 0.47F 超级电容进行充电实验,超级电容两端电压与充电时间的关系如图 12 所示.超级电容经过 35min 的持续充电,充电至 1.2V .电源管理电路的瞬时能量采集功率为:

$$P_{store} = \frac{\Delta E}{\Delta t} = \frac{E_{t+\Delta t} - E_t}{\Delta t} = \frac{\frac{1}{2} C_s (U_{t+\Delta t}^2 - U_t^2)}{\Delta t} \quad (10)$$

实验测试得到,电源管理电路的瞬时能量采集功率与超级电容两端电压的关系如图 13 所示.在超级电容两端电压为 0.9V 时,能量采集功率达到最大,最大采集功率为 $181.6\mu\text{W}$.

电源管理电路的能量采集效率为:

$$\eta = \frac{P_{store}}{P_{in}} \quad (11)$$

式中 P_{in} 是电源管理电路的输入功率,由图 9 可知,输入功率最大为 $406\mu\text{W}$.电源管理电路最大能量采集效率为:

$$\eta_{max} = \frac{P_{store,max}}{P_{in}} = \frac{182}{406} = 44.8\% \quad (12)$$

实验结果表明,电源管理电路能够以较大的效率采集压电材料的输出电能,实现了对压电材料的阻抗匹配.对电源管理电路的放电特性进行了实验测试.电源管理电路的负载是小体积的无线传感器.无线传感器由电源单元、传感单元、数据处理和控制单元和通信单元四个部分组成,如图 14 所示.电源单元由压电材料和电源管理电路组成.传感单元采用瑞士 Senairion 公司推出的数字式温度、湿度传感器 SHT11.数据处理单元选择 Atmel 公司的低功耗处理器 Atmega32L.通信单元采用 Chipcon 公司的低功耗收发通信芯片 CC1100.

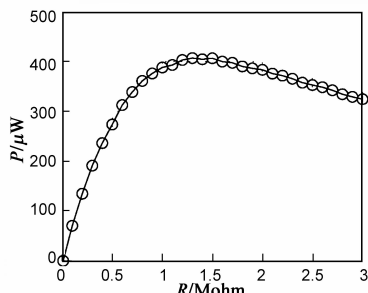


图9 输出功率与负载的关系

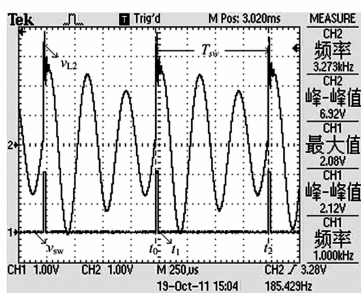


图10 T_{sw} 内, L_2 两端电压波形

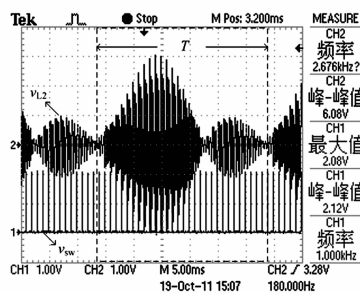


图11 T 内, L_2 两端电压波形

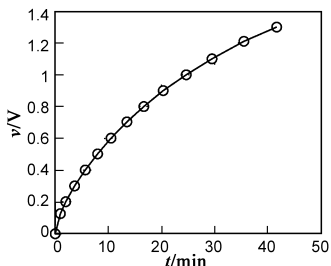


图12 0.47F超级电容充电实验

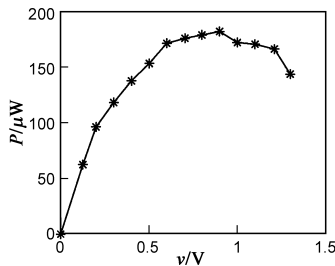


图13 瞬时能量采集功率与超级电容电压的关系

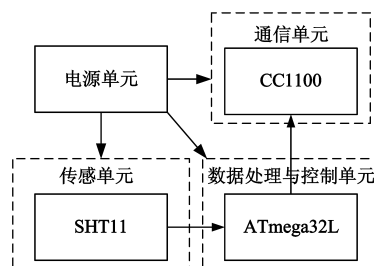


图14 无线传感器节点系统框图

如图 15 所示,无线传感器的工作状态分为数据采集处理状态、数据发射状态和休眠状态三个状态.无线传感器工作模式为上电启动模式.工作电压为 2.7V 到 3.4V.数据采集处理状态持续 615ms,功耗为 20mW;数据发射状态持续 5ms,功耗为 110mW.整个过程用时 620ms.发射数据完成,无线传感节点进入休眠状态.

无线传感器完成一个工作周期共需要能量:

$$W = PT = 20 \times 0.615 + 110 \times 0.005 = 12.85\text{mJ} \quad (13)$$

电源管理电路中放电 DC/DC 升压芯片选用 XC9131,工作时功耗为 μW 量级,可以忽略不计.当把超级电容充电至 1.13V 时,控制电路控制 DC/DC 开始对传感器放电,无线传感器两端电压稳定在 3.3V,在传感器完成数据采集和处理之后,传感器两端电压被迅速拉低至 2.2V,以完成数据发射,数据发射阶段持续 5ms.整个工作周期为 620ms,数据发射完成之后,无线传感器进入休眠状态,由于输出滤波电容的存在,负载电容两端电压缓缓下降至 0V,如图 16 所示.无线传感器每 3 分钟可以工作一次.由图 16 可以计算出一次放电过程

中超级电容提供的能量为:

$$W_c = \frac{1}{2} C_{st} (U_r^2 - U_l^2) = \frac{1}{2} \times 0.47 \times (1.13^2 - 1.05^2) = 41\text{mJ} \quad (14)$$

与式(13)比较可知,超级电容提供的能量足以驱动无线传感器工作.

3.3 可靠性测试

在远距离数据传输中,由于各种环境因素,容易造成数据丢失.在平直的开阔区域对无线传感器的数据传输可靠性进行了测试.测试中,在不同距离点测试了 10 组数据,数据丢失率如图 17 所示.测试结果表明,传感器在 120m 以内的通信距离无数据丢失,超过 120m,数据丢失率不断上升,当通讯距离超过 160m,数据全部丢失.

4 结论

本文采用频率变换,设计了在低频率条件下,针对压电材料换能器的电源管理电路.当激励频率为

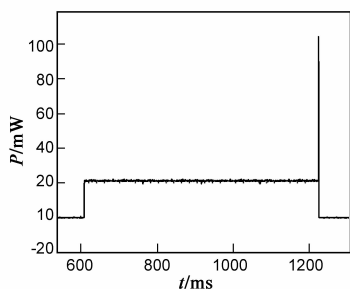


图15 无线传感器的功耗

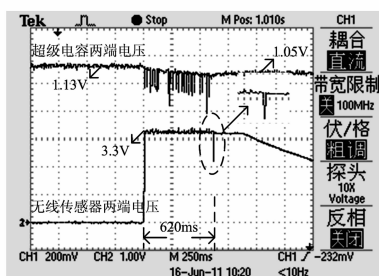


图16 无线传感器工作波形

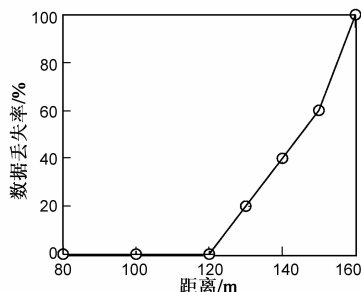


图17 数据丢失率与距离的关系

32.6Hz时,频率变换电路中的匹配变压器初级电感为25.3H,次级电感为47mH,相比直接匹配变压器,体积大大减小.本文分析了电路频率变换的原理.实验表明,电路中信号的频率由32.6Hz上变频至3.28kHz,实现了频率的变换.

电源管理电路的最大采集功率为181.6 μ W,采集效率最大为44.8%.经过一段时间的持续充电,超级电容电压为1.13V时,对无线传感器负载放电,最大输出功率可以达到110mW,无线传感器工作周期为620ms.实验表明,超级电容提供的能量可以驱动无线传感器正常工作,传感器在120m以内的通信距离无数据丢失.

参考文献

- [1] 蔡绍滨,等.水声传感器网络数据可靠传输协议 Ipool-ADELIN 的研究[J].电子学报,2011,39(8):1937-1940.
Cai Shaobin, et al. Ipool-ADELIN protocol for reliable transport in underwater acoustic sensor networks[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(8): 1937-1940. (in Chinese)
- [2] 张玉鹏,刘凯,王广学.基于无线传感节点网络的跨层拥塞控制协议[J].电子学报,2011,39(10):2258-2262.
Zhang Yupeng, Liu Kai, Wang Guangxue. Cross-layer congestion control for wireless sensor networks[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(10): 2258-2262. (in Chinese)
- [3] 彭喜元,潘大为,彭宇.无线传感节点网络多时间尺度链路估计算法研究[J].电子学报,2011,39(3A):80-85.
Peng Xiyuan, Pan Dawei, Peng Yu. On multiple time scales link estimation in wireless sensor network[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(3A): 80-85. (in Chinese)
- [4] Xianzhi Dai, et al. Modeling, characterization and fabrication of vibration energy harvester using Terfenol-D/PZT/Terfenol-D composite transducer[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2009, 156(2): 350-358.
- [5] Ming Li, Yumei Wen, Ping Li, Jin Yang, Xianzhi Dai. A rotation energy harvester employing cantilever beam and magnetostrictive/piezoelectric laminate transducer [J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2011, 166(1): 102-110.
- [6] Li Ping, Jia Chaobo, Wen Yumei, Li Xinsheng. Study on the power storage and management circuit of a magnetoelectric self-powered harvester[J]. Chinese journal of scientific instrument, 2010, 31(11): 2629-2635.
- [7] Christopher A Howells. Piezoelectric energy harvesting[J]. Energy Conversion and Management, 2009, 50(7): 1847-1850.
- [8] Ping Li, et al. A magnetoelectric composite energy harvester and power management circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2944-2951.
- [9] Lei Gu. Low-frequency piezoelectric energy harvesting prototype suitable for the MEMS implementation[J]. Microelectronics Journal, 2011, 42(2): 277-282.
- [10] Ping Li, et al. A magnetoelectric energy harvester and management circuit for wireless sensor network[J]. Sensors and Actuators A, 2010, 157(1): 100-106.
- [11] Ottman G K, et al. Adaptive piezoelectric energy harvesting circuit for wireless remote power supply[J]. IEEE Trans. On Power Electron, 2002, 17(5): 669-676.
- [12] 刘盼刚,文玉梅,李平,卞雷祥,贾朝波,李兴圣.一种磁电自供电无线传感节点电源管理电路研究[J].传感技术学报,2008,21(8):1427-1431.
Liu Pangang, et al. Study on the power management circuit of a magnetoelectric self-powered wireless sensor [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2008, 21(8): 1427-1431. (in Chinese)
- [13] 贾朝波,等.一种新型磁电自供电无线传感节点供电电路研究[J].传感器与微系统,2010,29(3):55-58.
Jia Chaobo, et al. Study on new power-supply circuit of magnetoelectric self-powered wireless sensor [J]. Transducer and Microsystem Technologies, 2010, 29(3): 55-58. (in Chinese)
- [14] 李兴圣,等.一种磁电换能器及其能量管理电路研究[J].传感技术学报,2009,22(7):955-960.
Li Xingsheng, et al. Study on a broad bandwidth magnetoelectric transducer and its power management circuit [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2009, 22(7): 955-960. (in Chinese)
- [15] 文玉梅,江小芳.采用复合磁电换能器的振动能量采集器研究[J].传感技术学报,2009,22(9):1243-1248.
Wen Yumei, Jiang Xiaofang, Yang Jin, Dai Xianzhi, Li Ping. Study on vibration energy harvester using composite magnetoelectric transducer [J]. Chinese Journal of Sensors and Actuators, 2009, 22(9): 1243-1248. (in Chinese)

作者简介



文玉梅(通讯作者)女,1964年出生,1988年起在重庆大学光电工程学院工作至今,教授,博士生导师.主要研究方向为传感器技术,信号(图象)处理.

E-mail: ymw@ cqu. edu. cn



吴翰钟男,1986年出生,重庆大学光电工程学院硕士研究生,主要从事电源管理电路的研究工作.

E-mail: 20090802025@ cqu. edu. cn