

一种上变频自供电无线传感器电源管理电路

张自强, 李平, 文玉梅, 潘世强

(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: 电线周围的电磁场能量密度低, 电磁换能器采集到的能量通常无法直接驱动无线传感器正常工作. 论文采用上变频技术, 设计了一种自供电电源管理电路来提高能量采集效率. 由于电路的输出功率与品质因数成正比, 且品质因数的大小与电路谐振电容的根号值成反比, 因此通过提高电路的工作频率来减小谐振电容值, 可以使高品质因数的电路产生更高的输出功率, 进而增加能量采集效率. 实验结果表明, 该电路的最大能量采集效率是传统桥式整流电路的 2.1 倍. 当电线中通过 1A、50Hz 的交流电时, 电源管理电路最大采集功率为 780 μ W, 能量采集效率达到 48.75%. 当管理电路中超级电容能量积累达到一定程度, 电容放电驱动无线传感器工作.

关键词: 自供电; 上变频; 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 (2015)07-1407-06

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2015.07.024

A Frequency Up-Conversion Self-Powered Power Management Circuit for Wireless Sensors

ZHANG Zi-qiang, LI Ping, WEN Yu-mei, PAN Shi-qiang

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

Abstract: As the output power of electromagnetic energy harvester is not sufficient to drive the wireless sensor in weak power density, a power management circuit using frequency up-conversion is proposed for harvesting electromagnetic energy around power lines. Because the output power of the resonant circuit increases with the quality (Q) factor which is inversely proportional to the square root of the circuit resonant capacitor, the proposed frequency up-conversion matching circuit working at a higher resonant frequency with a smaller resonant capacitor can obtain a higher Q factor, a stronger output power and a lower energy loss. Experimental results reveal that the maximum charging power of this management circuit is 2.1 times higher than that in the traditional full-bridge rectifier circuit. A maximum charging power of 780 μ W and a harvest efficiency of 48.75% are achieved at a line current of 1A and a frequency of 50Hz. When the electric energy accumulates to a certain level, the storage capacitor will discharge to drive the wireless sensor.

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

1 引言

近年来,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在环境监测、健康护理、军事等领域得到了广泛的应用^[1~4].无线传感节点是无线传感网络的基本组成部分,其自身携带的电池能量有限,不能满足长期工作的需要.在严酷环境或者人类无法到达的场合,为无线传感节点更换电池非常困难.采集环境中的能量转换为电能,实现传感器的自供电,可解决电池更换困难的问题.目前,自供电技术采集的环境能量有光能^[5]、机械能^[6,7]、热能^[8]、电磁能^[9,10]等.

电线电流、温度是用电安全监测的主要参数,传感器的数据采集和传输需要电源,用线圈采集电线周围电磁场能量为传感和无线数据发射提供电源,可自主实现用电安全监测.由于小体积磁电换能器的输出电能无法直接驱动无线传感节点正常工作,因此需要电源管理电路对能量进行存储和释放^[11]. Ahola 等人采用桥式整流电路和控制电路来实现电能的存储^[12,13]; Bhuiyan 等人采用倍压电路来增加储能电容的存储能量^[14]; Tortiat 等人提出一种自适应算法,通过调整转换器占空比来提高能量采集管理电路的输出功率^[15]; Song 等人采用 MEMS 技术设计了一种场效应管门驱动器的混合开关,通过减

小整流器件的漏电流来降低电路系统的损耗^[16]; Wang 等人采用同步升压转换电路实现最大功率追踪来提高能量采集效率^[17]. 但是, 采集电线周围电磁能量的管理电路, 受换能器线圈电感体积的限制, 传统方法的管理电路品质因数很低, 在低电磁能量密度环境中, 电路的输出功率不足以驱动无线传感节点正常工作. 因此, 有必要设计一种高品质因数的电源管理电路, 使电路足以驱动电子负载正常工作.

本文采用上变频技术, 提出了一种电磁能量采集电源管理电路. 该电路由上变频匹配电路、能量存储电路和低功耗稳压输出电路组成. 在低频条件下, 电路的谐振电容较大, 品质因数大大减小, 使电路的输出功率降低. 通过提高电路的工作频率, 减小谐振电容, 来增加管理电路的品质因数. 在低电磁能量密度环境中, 上变频电源管理电路可以产生较高的输出功率. 管理电路将采集到的能量存储在超级电容中, 当超级电容的能量积累达到一定程度, 电容放电驱动无线传感节点在一个周期内正常工作.

2 自供电无线传感器

2.1 系统概述

为了实现无线传感器节点的自供电, 用线圈采集电线周围电磁场能量并将电磁能转换为电能, 经电源

管理电路将能量存储在超级电容中. 当能量积累到一定程度, 超级电容放电, 驱动无线传感节点工作. 无线传感节点将采集到的电线电流、温度参数发送到主节点, 主节点与 PC 机相连, 可以实时显示被测参数, 自主实现用电安全监测. 自供电无线传感器工作结构图如图 1 所示.

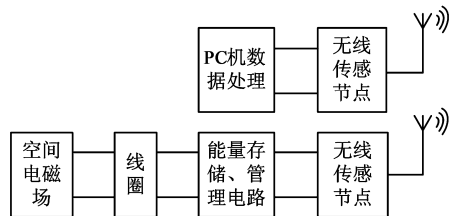


图1 自供电无线传感器工作结构图

2.2 电源管理电路基本原理

电源管理电路由上变频匹配电路、AC/DC 整流电路、能量存储电路、控制电路和稳压输出电路组成, 如图 2 所示.

从能量源角度考虑, 电线等效电路为电流源 i_p 和电感 L_0 并联, $i_p(t) = I_p \cos(\omega_0 t)$, 则匝数为 n 的线圈输出电压为^[15]:

$$v_{sL}(t) = I_p \omega_0 \mu_0 \mu_r A_e n \sin(\omega_0 t) / \pi D \quad (1)$$

其中 I_p 和 ω_0 分别为电线电流有效值和角频率, μ_0 和 μ_r 分别代表真空磁导率和磁芯相对磁导率, A_e 是磁芯横截面积, D 是环状磁芯的内径.

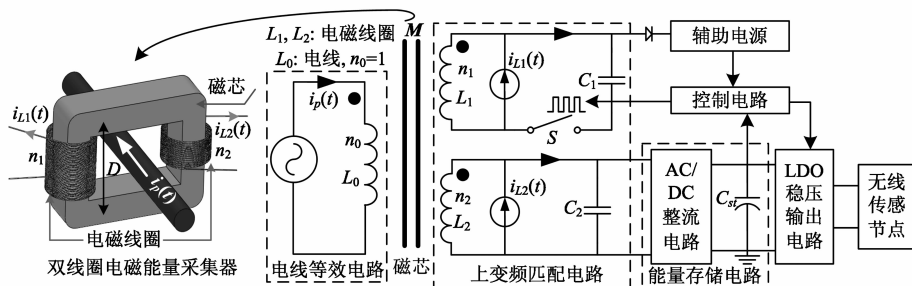


图2 电源管理电路原理图

由式(1)可知, 线圈的输出电压与匝数和电线电流成正比. 在较低的电线电流情况下, 为了使线圈输出较高电压, 可通过增加线圈匝数来实现, 但这样会增加线圈体积, 不利于传感器小型化的发展趋势. 由于电路的品质因数直接反应电磁场总能量与电路损耗能量之比^[18], 因此通过提高品质因数, 可以提高电路的输出功率. 谐振电路品质因数 Q 和谐振频率 f 分别是:

$$Q = \sqrt{L_m / C} / R_L, \quad f = 1 / (2\pi \sqrt{L_m C}) \quad (2)$$

其中 L_m 和 R_L 分别是线圈的等效电感和内阻, C 是电路的谐振电容. 由式(2)可知, 通过提高电路的工作频率 f 来减小谐振电容, 可以提高电路的品质因数.

根据线圈的感性输出特征, 在线圈的磁芯上增加一组绕组, 构成了双线圈电磁能量采集器, 如图 2 所示. 双线圈与匹配电容 C_1 、 C_2 分别构成变压器的初级回路和次级回路. 为了提高电路的工作频率, 在变压器初级回路设置了一个双向开关 S 、一个控制电路控制开关 S 的导通和关断, 通过回路中电感、电容的震荡实现电路的频率变换. 电源管理电路在一个周期内的工作情况为: 电路经过上变频、匹配后整流输出, 把电能存储在超级电容 C_{st} 中. 当超级电容两端电压达到预设门限电压时, 控制电路启动稳压电路工作, 将存储在超级电容中的能量释放, 驱动无线传感器节点工作.

2.3 上变频匹配电路特性分析

上变频匹配电路由匹配变压器、双向开关、匹配电容组成,电路在开关导通和断开状态下如图 3(a)、(b) 所示. S 是双向开关, L_1 、 L_2 分别是匹配变压器的初级、次级电感, n_1 、 n_2 分别是匹配变压器的初级、次级绕组

匝数, R_1 、 R_2 分别是变压器初级、次级电感的内阻, M 是互感, C_1 、 C_2 分别是初级、次级回路的匹配电容, $i_{L1}(t)$ 是流入变压器初级电感的电流, $i_{L2}(t)$ 是流出变压器次级电感的电流, $v_{L1}(t)$ 、 $v_{L2}(t)$ 分别是电感 L_1 、 L_2 两端电压.

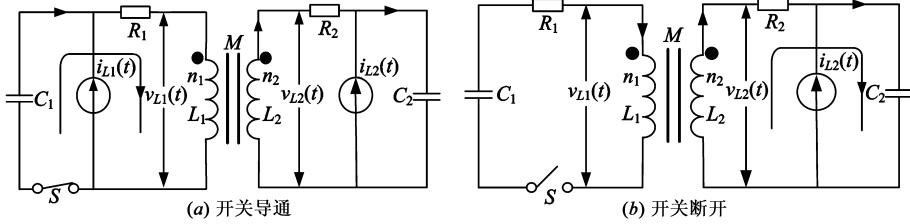


图3 不同开关状态下的上变频匹配电路

设一个开关周期为 $t_0 \sim t_2$, 当 $t_0 < t < t_1$ 时开关导通, 等效电路如图 3(a), 变压器初级回路方程为:

$$v_{L1}(t) + v_{R1}(t) + v_{C1}(t) - v_M(t) = 0 \quad (3)$$

其中, $v_{L1}(t) = L_1 di_{L1}(t)/dt$, $v_{R1}(t) = R_1 i_{L1}(t)$, $v_{C1}(t) = 1/C_1 \int i_{L1}(t) dt$, $v_M(t) = M di_{L2}/dt$.

当 $t_1 < t < t_2$ 时开关断开, 等效电路如图 3(b), 变压器初级回路断路, 次级回路方程为:

$$v_{L2}(t) + v_{R2}(t) + v_{C2}(t) = 0 \quad (4)$$

其中, $v_{L2}(t) = L_2 di_{L2}(t)/dt$, $v_{C2}(t) = 1/C_2 \int i_{L2}(t) dt$, $v_{R2}(t) = R_2 i_{L2}(t)$.

理想情况下, 变压器次级电感 L_2 两端电压 $v_{L2}(t)$ 在一个开关周期内可表示为:

$$v_{L2}(t) = \begin{cases} \frac{I_{L1} L_1}{\sqrt{\beta_1^2 + \omega_1^2}} e^{-\beta_1(t-t_0)} \sin[\omega_1(t-t_0) + \alpha], & t_0 < t < t_1 \\ \frac{I_{L2} L_2}{\sqrt{\beta_2^2 + \omega_2^2}} e^{-\beta_2(t-t_1)} \sin[\omega_2(t-t_1) + \gamma], & t_1 < t < t_2 \end{cases} \quad (5)$$

其中 $L_1 = \mu_0 \mu_r A_e n_1^2 / \pi D$, $L_2 = \mu_0 \mu_r A_e n_2^2 / \pi D$, $I_{L1} = I_p / n_1$, $I_{L2} = I_p / n_2$, $\omega_1 = [1/C_1 L_{\text{equal}} - R_1^2 / (2L_{\text{equal}})^2]^{1/2}$, $L_{\text{equal}} = L_1 - nM$. 由于 R_2 很小, $\omega_2 = (1/L_2 C_2)^{1/2}$, $M = k(L_1 L_2)^{1/2}$, k 是变压器的耦合系数 ($0 < k < 1$), $n = n_1 / n_2$, $\tan \alpha = \beta_1 / \omega_1$, $\tan \gamma = \beta_2 / \omega_2$, $\beta_1 = R_1 / 2L_{\text{equal}}$, $\beta_2 = R_2 / 2L_2$, $\omega_1 > \omega_0$, $\omega_2 > \omega_0$.

由式(5)可知, 在开关导通和断开时间内, 次级电感电压都是呈阻尼震荡衰减的. 当线圈输出的正弦电压达到峰值时, 开关断开, 可以使阻尼震荡从正弦波峰值点开始, 有利于输出电压的提高. 因此, 将开关控制信号设定为频率 100Hz, 占空比 50%. 在一个工频周期 T 内, 次级电感 L_2 两端最佳输出电压为:

$$v_{L2_opt}(t) = \begin{cases} \frac{Q_1}{n} v_{s_1}(0) e^{-\beta_1 t} \sin(\omega_1 t + \alpha), & 0 < t < \frac{T}{4} \\ \frac{Q_2}{n} v_{s_1}(\frac{T}{4}) e^{-\beta_2(t-\frac{T}{4})} \sin(\omega_2(t-\frac{T}{4}) + \gamma), & \frac{T}{4} \leq t < \frac{T}{2} \\ \frac{Q_1}{n} v_{s_1}(\frac{T}{2}) e^{-\beta_1(t-\frac{T}{2})} \sin(\omega_1(t-\frac{T}{2}) + \alpha), & \frac{T}{2} \leq t < \frac{3T}{4} \\ \frac{Q_2}{n} v_{s_1}(\frac{3T}{4}) e^{-\beta_2(t-\frac{3T}{4})} \sin(\omega_2(t-\frac{3T}{4}) + \gamma), & \frac{3T}{4} \leq t < T \end{cases} \quad (6)$$

其中 $Q_1 = (L_1 / C_1)^{1/2} / R_1$, $Q_2 = (L_2 / C_2)^{1/2} / R_2$, Q_1 、 Q_2 分别为变压器初级、次级环路的品质因数. $T = 2\pi / \omega_0$, $v_{s_1}(t) = \omega_0 L_1 I_1 \sin(\omega_0 t)$. 由式(6)可以看出, 一个工频周期 T 内, 在开关导通和断开两种状态下, 次级电感 L_2 输出电压为阻尼震荡电压与正弦电压的叠加. 信号的主频率由 ω_0 变换至 ω_1 (开关导通) 和 ω_2 (开关断开), 其中 $\omega_1 > \omega_0$, $\omega_2 > \omega_0$, 电路实现了频率上变换. 次级电感最佳输出电压波形示意图如图 4 所示, 其中 $v_{sL}(t)$ 是线圈电感原始输出电压波形, $v_{sw}(t)$ 是开关控制信号波形, $v_{L2_opt}(t)$ 变压器次级电感最佳输出电压波形.

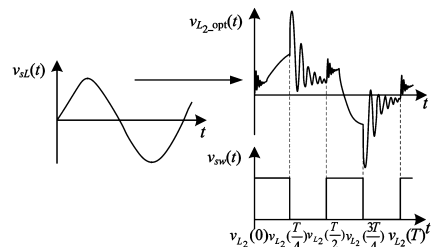


图4 次级电感输出电压随开关状态变化波形示意图

根据式(6)和图(4)可知,电路在一个开关周期内的工作状态为:在上一个开关周期末,次级电感电压经过阻尼震荡衰减至一个较小值;此时开关导通,变压器次级输出电压为高频(ω_1)阻尼震荡电压与正弦电压的叠加,当正弦电压上升至峰值点时,开关断开,变压器初级环路短路,次级环路开始以高频(ω_2)阻尼震荡衰减.电路完成一个开关周期的工作,进入下一个周期.通过频率上变换,使得谐振电容相比直接谐振电路大大减小,从而提高了电路的品质因数,能量损耗减小,管理电路的能量采集效率提高.

3 实验与验证

3.1 上变频匹配电路实验测试

对双线圈电磁能量采集器的输出电压进行了实验测试.选取高频导磁性能好的铁氧体磁芯,其相对磁导率 $\mu_r = 4500$,磁芯横截面积 $A_e = 11\text{mm} \times 5\text{mm}$,磁芯内径

$D = 10\text{mm}$.双线圈能量采集器构成的变压器初级、次级线圈匝数分别为 $n_1 = 3000$ 、 $n_2 = 1000$,初级、次级等效电感分别为 $L_1 = 18\text{H}$ 、 $L_2 = 3.1\text{H}$.变压器初级环路、次级环路等效电阻分别是 $R_1 = 500\Omega$ 、 $R_2 = 52\Omega$.线圈套在电线周围,电线电流为 1A ,变压器初级环路通路,次级电感输出功率随负载阻抗变化情况如图 5 所示.

完全阻抗匹配情况下,线圈以最大功率输出.由图 5 可知,当负载电阻为 900Ω 时,线圈电磁能量采集器输出最大功率 1.6mW .

对电源管理电路中不同开关控制频率和占空比下电路的充电情况进行了测试.变压器初级、次级环路匹配电容分别是 $C_1 = 0.22\mu\text{F}$ 、 $C_2 = 1\text{nF}$,选择电容值为 0.0047F 的超级电容作为储能电容,调整开关控制信号的频率和占空比,电线电流为 1A 情况下进行实验,电容充电电压随时间变化曲线如图 6 所示.

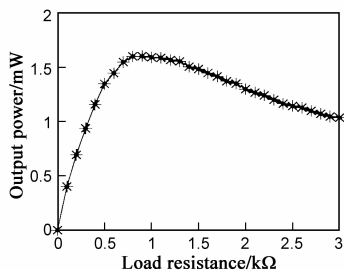


图5 输出功率与负载的关系

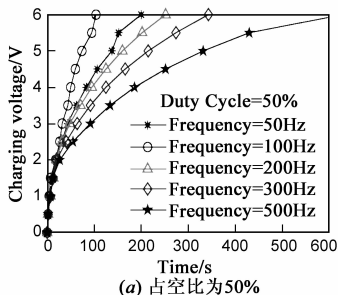
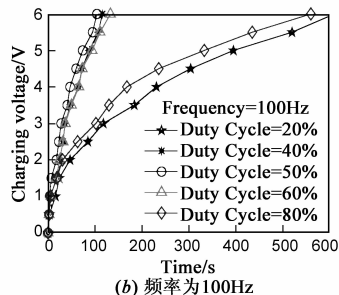


图6 不同开关控制频率和占空比下电容充电电压与时间关系



由图 6 可以看出,当开关控制信号频率和占空比分别为 100Hz 和 50% 时,储能电容充电速度最快,电路的输出功率最高.此时,变压器次级电感两端输出电压波形如图 7 所示.

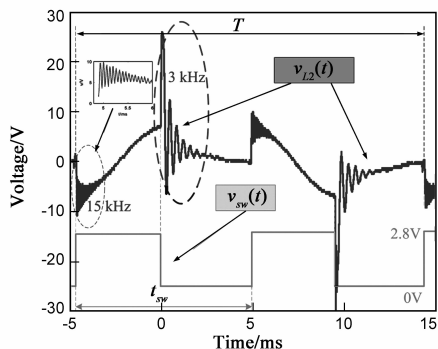


图7 变压器次级电感两端电压波形

由图 7 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.在开关导通期间,变压器次级电感电压为高频阻尼震荡与正弦电压叠加;开关断开时间内,变压器初级回路断路,次级回路电感电压发生跳变,呈高频阻尼震荡衰减.电路实现频率上变

换,变压器次级回路匹配电容值大大减小,提高了管理电路的品质因数.

3.2 超级电容充电特性测试

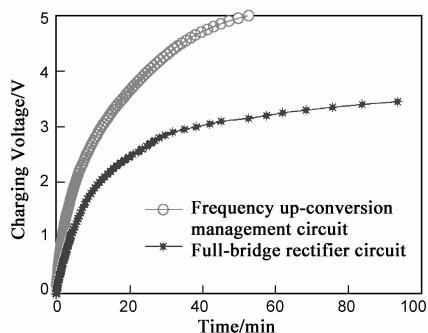
对上变频管理电路和传统全桥整流电路的充电特性进行了实验测试.电线电流为 1A ,选取 0.1F 超级电容为储能电容进行充电实验,超级电容两端电压与充电时间的关系如图 8(a)所示.由图可知,上变频电源管理电路的充电速度为传统全桥整流电路的 1.6 倍.电源管理电路瞬时能量采集功率为:

$$P_{\text{charge}} = \Delta E / \Delta t = C_{st} (V_{t+\Delta t}^2 - V_t^2) / (2\Delta t) \quad (7)$$

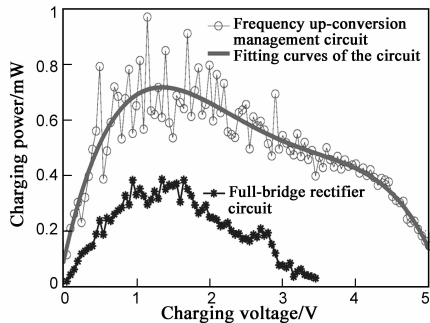
其中 V_t 是超级电容两端瞬时电压值, $V_{t+\Delta t}$ 是经过 Δt 时间瞬时电压值.由此可以得到,两种方案的电源管理电路瞬时能量采集功率与超级电容两端电压的关系,如图 8(b)所示.

由图 8 可知,上变频电源管理电路的能量采集功率是传统全桥整流电路的 2.1 倍.当超级电容两端电压为 1.2V 时,能量采集功率达到最大,最大采集功率为 $780\mu\text{W}$.电源管理电路的能量采集效率为:

$$\eta_{\text{max}} = \frac{P_{\text{charge_max}}}{P_{t_max}} = \frac{780\mu\text{W}}{1.6\text{mW}} \times 100\% = 48.75\% \quad (8)$$



(a) 超级电容充电电压与充电时间对比图



(b) 管理电路能量采集功率与电容电压关系对比图

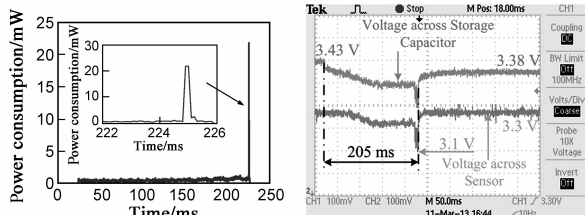
图8 两种方案充电性能测试对比图

$$E = \frac{1}{2} C_{st} \Delta U^2 = \frac{1}{2} \times 0.1 \times (3.43^2 - 3.38^2) = 17.025 \text{ mJ} \quad (10)$$

与式(9)相比, $E \gg W$, 该能量足以驱动无线传感器节点正常工作。

3.4 可靠性测试及应用

在远距离传输中, 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节点的数据传输可靠性进行了测试, 数据丢失率如图 10(a)所示。测试结果表明, 传感节点在 20m 以内的通信距离无数据丢失, 超过 20m, 数据丢失率不断上升, 当通信距离超过 40m, 数据全部丢失。



(a) 无线传感器节点功耗测试

(b) 超级电容驱动能力测试

图9 无线传感器节点功耗和工作波形

其中 P_{t_max} 为线圈电磁能量采集器最大输出功率。

实验表明, 电源管理电路实现了频率上变换, 能够以较大的效率采集线圈的输出电能。与传统的全桥整流电路相比, 上变频电源电路的输出功率和能量采集效率都提高。

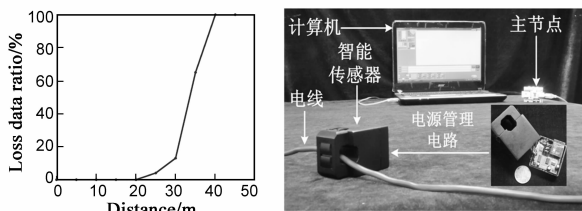
3.3 超级电容驱动负载能力测试

电源管理电路负载是小体积的无线传感器节点, 采用低功耗 Nrf24le1 芯片。对无线传感器节点的工作状态进行实验测试, 如图 9(a)所示。其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, 工作模式为上电启动模式。无线传感器节点工作电压为 3.0 ~ 3.4V, 完成一次数据采集和发射用时 205ms。数据采集处理状态持续 200ms, 功耗 1mW; 数据发射状态持续 5ms, 功耗 22mW; 无线传感器节点零数据丢失发射距离达 20m。数据发射完成, 无线传感器节点进入休眠状态。无线传感器节点完成一个工作周期共需要能量:

$$W = PT = 22 \times 0.005 + 1 \times 0.2 = 0.31 \text{ mJ} \quad (9)$$

当 0.1F 的超级电容至 3.4V 时, 控制电路启动稳压输出电路工作, 超级电容中的能量经过低压差线性稳压器 LDO 进行释放, 驱动负载工作。无线传感器节点电压稳定在 3.3V, 在完成数据采集和处理之后, 电压迅速下降至 3.1V, 以完成数据发射。一个工作周期内, 超级电容电压由 3.43V 下降至 3.38V, 如图 9(b)所示。

由图 9(b)可以得到, 一次放电过程中电源管理电路提供的能量为:



(a) 数据丢失率与传输距离关系

(b) 实际应用图片

图10 可靠性测试及实际应用

如图 10(b)所示, 智能传感器磁芯设计成开合式, 可以便利的安装在电线周围, 无需对电线造成破坏。智能传感器可以在免除电池安装和维护的条件下, 自主实现传感器采集参数的实时监测。

4 结论

本文采用上变频技术, 设计了自供电无线传感器电源管理电路, 通过提高电路的工作频率来减小谐振电容值, 进而增加电路的品质因数, 使电路在微弱的环境能量密度中产生较高的输出功率, 提高能量采集效率。电线电流为 1A 情况下, 用线圈采集电线周围电磁场能量, 上变频电源管理电路最大采集功率为 780μW, 相比传统的全桥整流电路最大采集功率 370μW, 能量采集效率提高了 1.1 倍。当超级电容两端电压为 3.4V 时, 控制电路启动稳压输出电路对无线传感器节点放电, 成功驱动最大功耗为 22mW 的无线传感节点正常工作, 零数据丢失传输距离达 20m。

参考文献

- [1] 张德干,戴文博,牛庆肖.基于局域世界的 WSN 拓扑加权演化模型[J].电子学报,2012,40(5):1000-1004.
Zhang Degan, Dai Wenbo, Niu Qingxiao. Local-world weighted topology evolving model for wireless sensor networks[J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(5): 1000-1004. (in Chinese)
- [2] 蔡绍滨,高振国,姚念民.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, Gao Zhenguo, Yao Nianmin. Ipool-ADELIN protocol for reliable transport in underwater acoustic sensor networks[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(8): 1937-1940. (in Chinese)
- [3] Li P, Wen Y M, Yin W J, Wu H Z. An up-conversion management circuit for low-frequency vibrating energy harvesting[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(7): 3349-3358.
- [4] Darwish A, Hassanien A E. Wearable and implantable wireless sensor network solutions for healthcare monitoring[J]. Sensors, 2011, 11(6): 5561-5595.
- [5] Davide B, Clemens M, Lothar T. Design of a solar-harvesting circuit for batteryless embedded systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2009, 56(11): 2519-2528.
- [6] Dai X, Wen Y, Li P. Energy harvesting from mechanical vibrations using multiple magnetostrictive/piezoelectric composite harvesters[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2011, 166(1): 94-101.
- [7] Khaligh A, Zeng P, Zhong C. Kinetic energy harvesting using piezoelectric and electromagnetic technologies-state of the art[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 850-860.
- [8] Carmo J P, Goncalves L M, Luis M. Thermoelectric microconverter for energy harvesting systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 861-867.
- [9] Li P, Wen Y M, Liu P G. A magnetoelectric energy harvester and management circuit for wireless sensor network[J]. Sensors and Actuators A: Physical, 2010, 157(1): 100-106.
- [10] Qiu J, Wen Y M, Li P. Design and testing of piezoelectric energy harvester for powering wireless sensors of electric line monitoring system[J]. Journal of Applied Physics, 2012, 111(7): 07E510.
- [11] Li P, Wen Y M, Jia C B. A magnetoelectric composite energy harvester and power management circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(7): 2944-2951.
- [12] Ahola J, Ahonen T, Sarkimaki V. Design considerations for current transformer based energy harvesting for electronics attached to electric motor[A]. Proceedings of the International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion[C]. Ischia: SPEEDAM, 2008. 901-905.
- [13] Tabesh A, Frechette L G. Ultra low power stand-alone circuitry for harvesting energy from a micro-power piezoelectric generator[A]. Proceedings of PowerMEMS + microEMS[C]. Sendai, Japan, 2008. 289-292.
- [14] Bhuiyan R H, Dougal R A, Ali M. A miniature energy harvesting device for wireless sensors in electric power system[J]. IEEE Sensors Journal, 2010, 10(7): 1249-1258.
- [15] Tortiat T, Ekachai L. Adaptive electromagnetic energy harvesting circuit for wireless sensor application[A]. Proceedings of the 6th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology[C]. Pattaya, Chonburi: ECTI-CON, 2009. 249-252.
- [16] Song S H, Kang S, Park K. Applications of MEMS-MOSFET hybrid switches to power management circuits for energy harvesting systems[J]. Journal of Power Electronics, 2012, 12(6): 954-959.
- [17] Wang W, Wang N, Hayes M. Power management for sub-mW energy harvester with adaptive hybrid energy storage[J]. Journal of Intelligent Material Systems and Structures, 2013, 24(11): 1365-1379.
- [18] 周守昌,等.电路原理(上册)[M].北京:高等教育出版社,1999.
Zhou Shouchang, et al. Principles of Electric Circuits (Part I) [M]. Beijing: Higher Education Press, 1999. (in Chinese)

作者简介



张自强 男,1988年5月出生,河北唐山人.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: ziqiangzhang@cqu.edu.cn



李平 男,1963年4月出生,重庆人.博士、教授、博士生导师,现工作于重庆大学光电工程学院.研究方向:传感技术、自供能技术.
E-mail: liping@cqu.edu.cn