

文章编号: 2095-4980(2014)06-0852-06

带负载匹配耦合谐振电路的能量与数据传输

刘 青, 夏勇明, 钱松荣

(复旦大学 信息科学与工程学院, 上海 200433)

摘 要: 为了提高耦合谐振电路中负载端的工作距离, 使其达到 30 cm 以上, 并且能从负载端传输数据回发射端, 基于频率分裂原理, 设计了带负载匹配的能量与数据传输电路。对串联电路研究可知, 满足一定传输功率的最大传输距离和负载阻值相关。而带负载匹配的串并混联电路在小幅降低传输功率的情况下可以通过调整等效负载电阻大小来增加传输距离。基于反向散射原理和混联电路的负载特性, 可以在均衡传输效率和传输距离的情况下, 选取合理的负载调制电路, 实现数据从负载端到发射端的传输。matlab 仿真验证了以上结论, 而系统实测表明, 相比于串联电路, 串并混联在保证数据正确传输的前提下, 极限工作距离达到 38 cm, 提升 20% 以上。

关键词: 耦合谐振; 频率分裂; 匹配电路; 负载调制; 无线无源传感器

中图分类号: TN911.72

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201406.0852

Analysis of power and data transmission of resonant coupling circuit with load matching

LIU Qing, XIA Yong-ming, QIAN Song-rong

(School of Information Science and Technology, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: To increase the working distance (more than 30 cm) of receiver of resonant coupling circuit and get correct data from receiver, a power and data transmitting circuit with capacity matching is designed based on frequency splitting theory. Research on series circuit shows that maximum transmitting distance with required power is related to load impedance. And SP-mixed matching (Series-Parallel-mixed) circuit can modify equivalent load impedance to increase working distance while decreasing some transmitting power. To transmit data from receiver to transmitter, suitable modulation load should be selected to tradeoff transmitting power and distance based on backscatter theory and load properties of SP-mixed circuit. Conclusions are verified by matlab simulation. And results of real system testing show that maximum working distance of SP-mixed circuit increases to 38 cm, up 20% compared to series circuit while ensuring data is transmitted correctly.

Key words: resonant coupling; frequency splitting; matching circuit; load modulation; wireless and passive sensor

无线能量传输领域根据负载对功率的需求不同主要有 2 个研究方向: a) 大功率负载需要较大的传输效率, 适用于非接触式充电等新领域; b) 小功率负载则往往需要在一定的传输距离下, 满足传输功率的最大化, 应用于恶劣环境下无线无源传感器应用领域^[1]。本文主要关注第 2 个领域。基于耦合谐振能量传输的无线无源传感器较有线供能及数据传输的传感器具有部署便利, 使用寿命长等优点。目前, 对于无线无源传感器能量与数据的传输, 基于不同的应用场景, 研究者提出了不同的实现方案。无线肠道诊断胶囊传感器^[2], 通过体外大型线圈发射, 体内诊断器多个小型天线接收的方式, 获取足以驱动诊断器工作的能量, 但是由于传输视频图像数据量较大, 采用射频电路加微带天线的独立通信模块, 在电路复杂度和能耗上要求较高; 湿度传感器^[3], 利用湿度对谐振频率的影响, 传输模拟信号, 这种方式受环境影响较大; 温度传感器^[4]则利用反向散射效应, 将能量传输和数据传输结合到一起, 但传感器部分采用了简单的并联谐振补偿方式, 采集距离较短。本文考虑一种复杂环境下应力传感

器的应用场景,一方面需要实现较长距离的能量传输,另一方面需要实现数据量不大,但是要求有相当精确度的数据传输。为此,本文提出了针对常用的串联谐振补偿电路的改进——带负载匹配电路的串并联混合谐振补偿电路,并且基于该电路,利用反向散射原理设计了负载调制数据传输电路。

1 能量传输电路分析与优化

耦合谐振式的能量传输模型主要包括发射端和接收端。发射端和接收端都由耦合线圈以及相应的补偿电容组成。根据补偿电容和线圈连接方式,谐振电路一般可分为串联和并联。相关研究表明,对能量传输效率产生影响的主要是接收端电路的结构,而发射端的补偿结构主要影响的是发射电路对电源输出功率的损耗大小^[5]。本文主要对简单的串联结构电路以及具有负载匹配的串并混联电路进行研究。两者的等效电路模型见图 1。

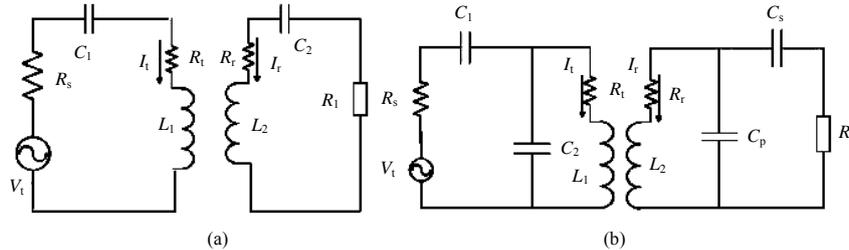


Fig.1 (a) Series circuit model; (b) SP-mixed circuit model
图 1 (a) 串联电路模型; (b) 串并混联电路模型

1.1 能量传输表达式

在射频无线供能领域,主要关注接收端负载所能获得的功率的绝对值,一般应用于无线无源传感器^[6]。研究常使用二端网络的传输参数^[7],传输功率可以表示为:

$$P=|S_{21}|^2 \tag{1}$$

式中传输参数 S_{21} 的表达式是:

$$S_{21} = 2 \frac{U_1}{U_t} \left(\frac{R_s}{R_1} \right)^{\frac{1}{2}} \tag{2}$$

式中: U_1 是负载端电压; U_t 是发射端电压; R_s 是电源内阻; R_1 是负载。为了讨论方便,本文探讨 $|S_{21}|$ 的最大值,即代表了传输功率的最大值。对于串联电路,在电路对称情况下 $|S_{21}|$ 的表达式^[8]为:

$$|S_{21}| = \frac{2kLw}{\left(R + R_p + jwL + \frac{1}{jwC} \right)^2 + (kLw)^2} \tag{3}$$

式中: k 是发射端和接收端线圈的耦合系数,与两者距离有关; L 为线圈的电感; R 为负载和电源内阻; R_p 为线圈内阻; C 为补偿电容; w 为传输信号角频率。

1.2 负载对传输距离影响分析

对式(3)进行仿真,可以得到 S_{21} 随 k 和 f 的变化关系,见图 2。由图 2 可见,当 2 个线圈的距离小于特定的值时,会出现频率分裂现象^[9]。并且当 $k \leq k_{critical}$ 时,传输功率都可以取得较大值,而当 $k > k_{critical}$ 时,随着 k 的增加,传输功率迅速减小。因此,需要找到 $k_{critical}$,在取得较大接收功率的情况下,使得传输距离最远。

相关文献[8-9]对 $k_{critical}$ 和 $|S_{21}|_{split}$ 进行推导,得到相同的结论:

$$k_{critical} \approx \frac{R + R_p}{wL} \tag{4}$$

$$|S_{21}|_{split} \approx \frac{R}{R + R_p} \tag{5}$$

此时,工作频率约为谐振电路的固有谐振频率:

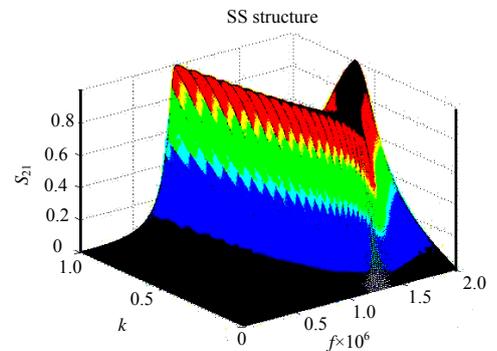


Fig.2 Relationship of S_{21} vs. k and f in series circuit
图 2 串联电路 S_{21} 随 k 和 f 的变化关系

$$L\omega - \frac{1}{C\omega} \approx 0 \quad (6)$$

由式(4)可知随着负载的增大, k_{critical} 迅速增大, 即相应的传输距离迅速减小。因此为了得到更大的传输距离, 理应减小相应的负载; 而另一方面, 由式(5)可知, 当负载 R 过小, 接近甚至小于线圈内阻 R_p 时, $|S_{21}|_{\text{split}}$ 的值则会迅速减小, 造成传输功率的迅速降低。一般情况下, 应尽量使 $R_s=R_1$, 称之为负载匹配。然而对于实际应用来说, 调整负载的阻值大小来适应内阻值是难以做到的, 特别是在应力传感器的应用中, 应变片的阻值都在几百欧左右, 而内阻则在几十欧左右。因此为了实现阻抗的匹配, 在发射端和接收端引入了串并联混合电路, 来实现等效负载变换。

1.3 带负载匹配电路的设计与分析

串并联混合电路结构见图 1(b)。接收端的补偿电容和负载部分总的阻抗为:

$$Z_{\text{req}} = \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_p} \right) \frac{1}{j\omega C_s} \left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_p} + \frac{1}{j\omega C_s} \right)^{-1} \quad (7)$$

一般情况下, $R_1 \ll \frac{1}{\omega^2} \left(\frac{1}{C_p} + \frac{1}{C_s} \right)^2$, 故 Z_{req} 可以近似为:

$$Z_{\text{req}} \approx \frac{C_s^2 R_1}{(C_p + C_s)^2} + \frac{1}{j\omega(C_p + C_s)} \quad (8)$$

观察式(8)可知, 串并联混合电路可以等效为负载 R_e , 补偿电容为 C_e 的串联补偿电路。其中等效负载 R_e 值为:

$$R_e = R_1 \left(\frac{C_s}{C_e} \right)^2 \quad (9)$$

等效电容 C_e 的值为:

$$C_e = C_p + C_s \quad (10)$$

由此前串联电路的分析可知, 在保持谐振线圈和负载不变的情况下, 需电容 C_e 与线圈谐振才能使得传输的效率最高。而此时, 较原来的串联电路, 负载 R_1 则缩小了 C_s/C_e 的平方倍。在保持 C_p, C_s 和不变的情况下, 通过调整 C_p 和 C_s , 可以调节等效负载的大小, 从而进一步增大能量传输距离。

2 带负载匹配电路的能量与数据传输仿真

2.1 能量传输仿真及匹配电容选取

为了验证匹配电路对传输距离的增大作用, 使用 matlab 对谐振电路进行仿真实验。为了更加准确地体现负载端电路的作用, 发射端都采用相同的串并联混合电路(由前文分析可知, 能量传输大小主要与负载端的结构有关), 而负载端分别采用串联和串并联混合的结构。串联电路与混联电路仿真参数见表 1。

表 1 串联电路与混联电路仿真参数

Table 1 Simulation parameters of series and SP-mixed circuit

	series structure	SP-mixed structure
parameters of transmitter	$R_s=50 \Omega, R_1=0.7 \Omega, L_1=17 \mu\text{H}, C_1=141 \text{ nF}, C_2=44.5 \text{ nF}, f_0=125 \text{ kHz}$ (resonant frequency)	same with series structure
parameters of receiver	$L_2=1350 \mu\text{H}, R_1=6.6 \Omega, C_3=1.2 \text{ nF}$	$L_2=1350 \mu\text{H}, R_1=6.6 \Omega, R_1=700 \Omega$

图 3(a), 3(b) 和 3(c) 中, R_1 分别为 $175 \Omega, 20 \Omega$ 和 6Ω 。通过改变负载电阻 R_1 来得到不同的 S_{21} 关于 k 的关系图。由这些图可见, 随着负载电阻的减小, 临界耦合系数也在减小, 即最大工作距离也在增大; 然而另一方面, 随着负载电阻的减小, 处于临界耦合以及距离小于临界耦合的情况下, 谐振电路传输功率也在减小, 这与前文对负载取值的分析是相匹配的。所以, 需要选择合适的电阻, 在保障传输功率的前提下, 使得传输距离最大。

图 3(d), 3(e) 和 3(f) 中, 匹配电容取值分别为 $(C_p, C_s)=(0.6, 0.6), (1, 0.2), (1.1, 0.1)$, 单位为 nF。串并联混合电路通过改变 C_p 和 C_s 的取值来得到不同的临界耦合系数。这里等效电容 C_e 的值不变, 不断改变等效电阻 R_e 的值, R_e 的值和串联电路情况下的 R_1 相对应, R_e 的表达式见式(9)。由图可见, 串并联混合电路随 R_e 的变化和串联电路随 R_1 的变化规律相一致, 耦合临界系数近似相同, 尽管在传输功率上有一定的牺牲。与串联电路相类似, 需要权衡传输功率和传输距离, C_s/C_e 的值不能过大, 也不能过小。这里, 在负载电阻值固定为 700Ω 的情况下, 可以调整

式(9)的值,使其尽可能靠近 R_s , 选取 $C_p=1$ nF 和 $C_s=0.2$ nF 来实现传输距离的最优化。

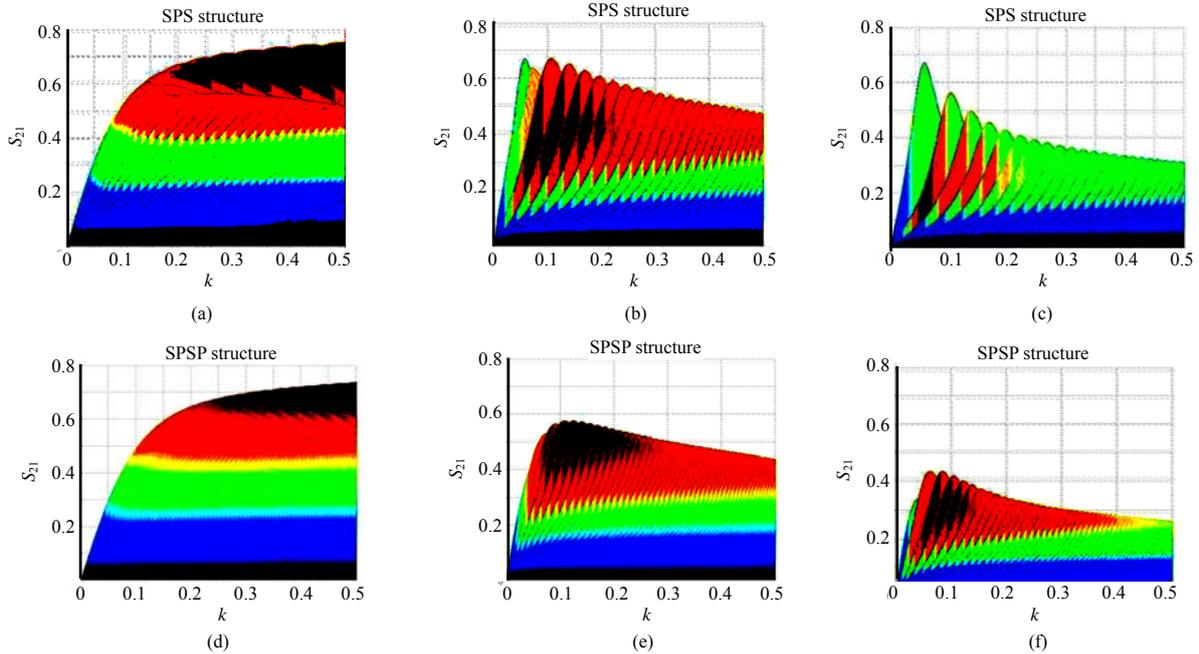


Fig.3 S_{21} vs. k (a)-(c):series structure; (d)-(f):SP-mixed structure
图 3 S_{21} 关于 k 的关系图,其中(a)-(c):串联结构; (d)-(f):串并混联结构

2.2 数据传输分析

对于二端网络传输模型,在负载端完全匹配的情况下,对于传输参数有 $S_{11}+S_{21}=1^{[10]}$ 。利用该原理,可以设法在负载端改变 S_{21} 的值,从而改变发射端 S_{11} 的值,从而实现数据从负载端到发射端的传输。负载调制一般有 2 种模式,电阻负载调制和电容负载调制。这里采用电阻负载调制,将调制电阻 R_m 与负载电路进行并联,调制电阻由数字信号通过 MOS 管控制开断,从而来影响 S 参数变化,即负载电阻实际值的变化范围是 $(R_1//R_m,R_1)$ 。

图 4 显示了 S_{21} 在不同距离下,随 R_1 的变化规律。在松耦合($k<0.1$)情况下,随着距离的进一步增大, S_{21} 在很大的电阻范围内的变化量都很小。图 4(b)可以更加清楚地显示这一情况。

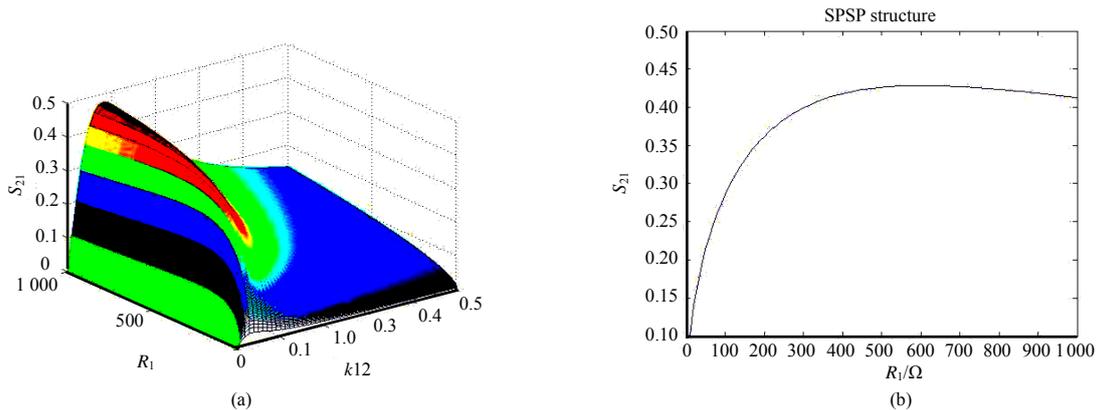


Fig.4 (a) transmission parameter S_{21} vs. load impedance R_1 and coupling coefficient k ; (b) while $k=0.05$, S_{21} vs. R_1
图 4 (a) 负载电阻 R_1 和耦合系数 k 对参数 S_{21} 的影响关系; (b) 当耦合系数 $k=0.05$ 时, S_{21} 随 R_1 的变化曲线

由图 4(b)可以看出,当 $k=0.05$, $R_1 \in (200 \Omega, 700 \Omega)$ 时,整个 S_{21} 的值都非常稳定,这对于能量传输而言是非常好的特性,但是由于在接收端解调电路敏感度有限的情况下,负载调制过程中的反馈电压的变化应该更加明显,即 $R_1//R_m$ 的值应当小于 200Ω 。

3 带负载匹配电路的实测

实测系统发射端除了发射射频信号外,还带有包络解调与数据处理电路;而接收端则带有应变电路、数据处

理电路、整流电路和调制电路等。铁块的应力变化量将以数字信号的模式传递给发射端。系统的信号传输频率为 125 kHz。系统实测元件的具体参数见表 2。

前文中,为了归一化以使得推导和仿真更加便利,使用二端网络传输参数 S_{21} ,为了简化系统实测,这里用负载端的经过整流和滤波后的工作电压来表示系统的能量传输性能。整个系统实物见图 5。

3.1 能量传输实测

图 6 显示了串联和串并混联不同匹配电容下,发射端和接收端线圈的距离对负载端工作电压的影响。其中, S:负载端串联结构; SP-a:负载端混联, $C_p=200\text{ pF}, C_s=1\ 000\text{ pF}$; SP-b:负载端混联, $C_p=600\text{ pF}, C_s=600\text{ pF}$; SP-c:负载端混联, $C_p=1\ 000\text{ pF}, C_s=200\text{ pF}$ 。阈值虚线代表了负载端模块可以正常运作的最低电压门限。可以看到,带匹配电路的曲线基本都优于纯串联电路。而带匹配的电路中,当距离 $>33\text{ cm}$ 时,随着 $\frac{C_s}{C_p+C_s}$ 的减小,临界耦合距离的增加,此时获得的电压值增幅明显。

其中,串并混联电路在 $C_p=1\ 000\text{ pF}, C_s=200\text{ pF}$ 时,最远工作距离可达 38 cm,相比于串联电路的 31 cm 左右,极限工作距离的增加在 20%以上。

3.2 数据传输实测

采用电阻负载调制实现数据传输,调制电阻的选择将会影响到系统的工作性能。过大的调制电阻使得负载端总电阻的变化不明显,调制幅度小,解调电路难以正确解调;而过小的调制电阻一方面将降低负载端的工作电压(前文已做过相关分析),另一方面将造成系统能量传输效率的降低。

图 7 中,选取 $C_p=1\ 000\text{ pF}, C_s=200\text{ pF}$ 。图 7(a)显示较小的调制电阻使得在负载端天线上调制信号的幅度增大明显。然而,随着距离的增大,不同的调制电阻信号调制幅度的差距迅速缩小。由于能成功解调的调制幅度在 6 mV 左右,为了使满足该条件的距离尽可能的远,同时为了让传输效率较高,选择 R_m 为 100 Ω 较好,此时负载端的实际电阻在 87.5 Ω 和 700 Ω 之间变化。

表 2 系统实测元件参数

Table2 Real system testing parameters	
parameters of resonant coupling circuit	
transmitter	$R_s=50\ \Omega, R_t=0.7\ \Omega, L_1=17\ \mu\text{H}, C_1=141\ \text{nF}, C_2=44.5\ \text{nF}, \text{Gap}:21\ \text{cm}-39\ \text{cm}, f=f_0=125\ \text{kHz}$
receiver	$L_2=1\ 350\ \mu\text{H}, R_r=6.6\ \Omega, R_l=700\ \Omega$

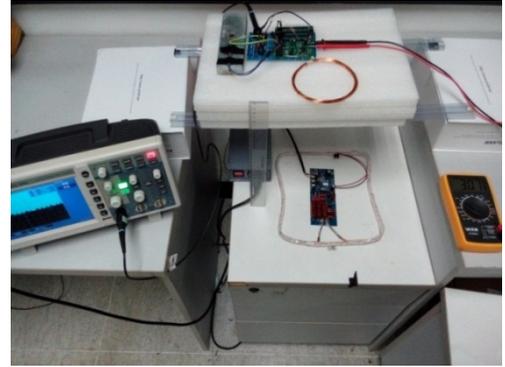


Fig.5 Real system in lab
图 5 实验室测试实物图

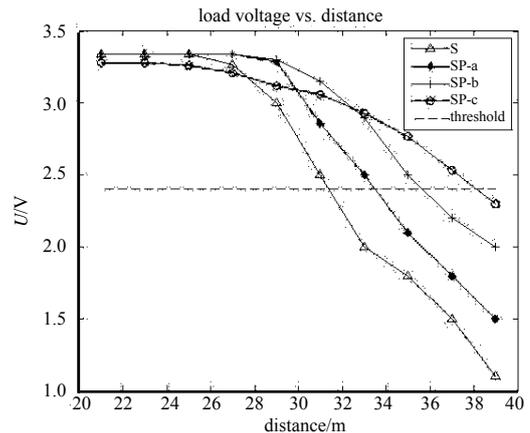


Fig.6 Voltage on load vs. distance. S:series circuit; SP-a,SP-b,SP-c:SP-mixed circuit
图 6 负载端电压与距离的关系。S:负载端串联结构; SP-a,SP-b,SP-c:负载端串并混联结构

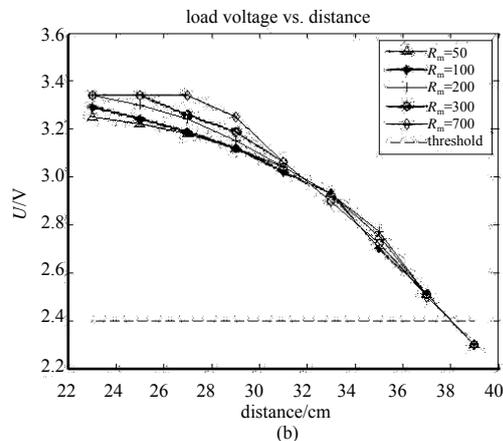
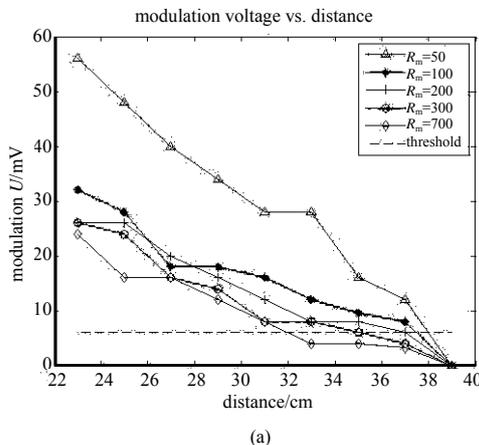


Fig.7 (a) Modulation load vs. modulation amplitude; (b) Modulation load vs. working voltage on load
图 7 (a) 不同调制电阻对调制信号幅度影响; (b) 不同调制电阻对负载工作电压影响

另一方面,图7(b)显示,在工作距离较近的情况下,不同的调制电阻会产生一定程度的工作电压的差别,但是该差别并不影响到负载电路的工作(极限工作电压在2.4V左右)。而随着距离的进一步增大,不同调制电阻所造成的工作电压的区别逐渐减小,这与图7(a)相一致:不同调制电阻调制幅度的区别的减小使得它们工作电压的区别也在减小。因此,在保证一定传输效率的前提下,可以使调制电阻取一个较小的值来达到更远的工作距离, R_m 为100 Ω 是合适的选值。

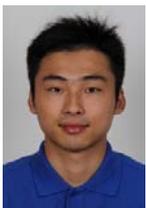
4 结论

本文基于发射端电源等效内阻与负载阻值相匹配,可以保证较高传输功率和较远传输距离的原理,提出了负载端增加匹配电路(串并混联)的方案。另一方面,调制电阻选取适当的值可以保证在发射端得到正确的解调数据的同时,保证较高的传输效率、传输功率和较长的传输距离,仿真图像和系统实测验证了上述方案的有效性。本文提出的负载端带负载匹配的能量与数据传输电路,可以在发射端和接收端的线圈最多相距38cm的情况下(相比串联电路提高了超过20%),使负载端的应力传感器继续工作,并发回检测数据,为无线无源传感器的研究提供了一条可行的优化思路。

参考文献:

- [1] 程丽敏,崔玉龙. 磁耦合谐振式无线电能传输技术研究进展[J]. 电工电气, 2013(12):1-5. (CHENG Li-min, CUI Yu-long. Magnetic coupling resonant type wireless power transmission technology study progress[J]. Jiangsu Electrical Apparatus, 2013(12):1-5.)
- [2] 马官营. 人体肠道诊查微型机器人系统及其无线供能技术研究[D]. 上海:上海交通大学, 2008. (MA Guan-ying. Research on a miniature robot and wireless powering techniques for intestinal inspection[D]. Shanghai, China: Shanghai Jiaotong University, 2008.)
- [3] Sauer S, Fischer W. A passive wireless humidity threshold monitoring sensor principle based on deliquescent salts and a diffusion based irreversible state change[J]. IEEE Sensors Journal, 2014, 14(4):971-978.
- [4] Opasjumruskit K, Thanthipwan T, Sathusen O, et al. Self-powered wireless temperature sensors exploit RFID technology[J]. Pervasive Computing, IEEE, 2006, 5(1):54-61.
- [5] 辛文辉. 人体消化道微型诊查装置无线供能技术研究[D]. 上海:上海交通大学, 2010. (XIN Wen-hui. Research of wireless powering techniques for micro devices in gastrointestinal tract inspecting[D]. Shanghai, China: Shanghai Jiaotong University, 2010.)
- [6] HUI S, ZHONG W, Lee C. A critical review of recent progress in mid-range wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29:4500-4511.
- [7] Sample A P, Meyer D A, Smith J R. Analysis, experimental results, and range adaptation of magnetically coupled resonators for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(2):544-554.
- [8] CHEN L, LIU S, ZHOU Y C, et al. An optimizable circuit structure for high-efficiency wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1):339-349.
- [9] NIU W Q, CHU J X, GU W, et al. Exact analysis of frequency splitting phenomena of contactless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2013, 60(6):1670-1677.
- [10] Imura T, Hori Y. Maximizing air gap and efficiency of magnetic resonant coupling for wireless power transfer using equivalent circuit and Neumann formula[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(10):4746-4752.

作者简介:



刘青(1989-),男,浙江省嘉兴市人,在读硕士研究生,主要研究方向为无线传感器。email:lq20101@126.com.

夏永明(1954-),男,上海市人,实验师,主要研究方向为网络与数据通信、物联网核心技术。

钱松荣(1960-),男,上海市人,教授,主要研究方向为网络与数据通信、物联网核心技术。