

# 单管双端逆变感应耦合电能传输系统的研究

王春芳, 孙焱, 孙川

青岛大学自动化工程学院, 山东青岛 266071

中图分类号: TN86 文献标识码: B 文章编号: 1606-7517 (2016) 12-6-157

**摘要:** 目前在几十瓦以上的感应耦合电能传输场合, 电源主电路一般采用半桥、推挽及全桥电路拓扑, 由这些电路拓扑制作的产品显得体积大、成本高, 难以被广泛普及。然而现有单管电路拓扑受传输功率较小的限制, 其应用局限于为手机、平板电脑等小功率电器充电的场合。本文旨在突破单管电源传输功率小的技术瓶颈, 从单个开关管既可实现零电压导通又可实现零电压关断、系统在开关管导通和关断期间均可传输能量的思路出发, 来研究用单个开关管逆变电路拓扑实现 1.0 千瓦感应耦合式电能传输系统及其控制方法。

**关键词:** 单管双端逆变, 感应耦合电能传输, 零电压开关, 控制策略

## Research on the ICPT system based on single-switch double-ended inverter

WANG Chunfang, SUN Yao, SUN Chuan

School of Automation Engineering, Qingdao University, Qingdao 266071, Shandong Province, China

**Abstract:** Presently in the above dozens of watt inductively coupled power transfer (ICPT) applications, the main circuit generally used the half-bridge, push-pull and full-bridge topologies. Due to the products produced by those topologies still looks bulky and expensively, it was difficult to be widely spread. Existing single switch topologies limited by their smaller transmitted power, their applications were limited to mobile phones, tablet computers and other small power electrical charging devices. This paper aims to break the technical bottlenecks of the single switch topology that smaller transmitted power. From the ideas of achieving ZVS and zero-voltage turn-off at the same time, and the ideas of transmitting power both in the switch turned-on and turn-off stages, this project will study the 1.0kw ICPT system prototype and its corresponding control method by using this novel single switch topology.

**Keywords:** single-switch double-ended inverter, inductively coupled power transfer, zero voltage switching, control strategy

### 1 引言

感应耦合电能传输 (Inductively Coupled Power Transfer, ICPT) 技术是一种基于法拉第电磁感应原理、实现向移动设备非接触供电的新型电能传输技术<sup>[1]</sup>, 相比于传统的接触电能传输技术, 其具有安全、可靠、灵活等特点。目前该技术已部分应用于家用电器、电动汽车、医疗器械、矿井及水下机器人供电等领域<sup>[2]</sup>。从 ICPT 系统电路拓扑的角度看, 国内外学者研究最多的电路拓扑为全桥电流型逆变电路<sup>[3-5]</sup> 和全桥电压型逆变电路<sup>[6-7]</sup>, 其次为推挽电流型谐振逆变电路<sup>[8-10]</sup> 和单臂桥 LLC 电压型谐振逆变电路<sup>[11]</sup>, 极

少研究单开关型电路拓扑。文献 [12] 虽然给出了一种用单个开关管实现的小功率半波逆变电路, 但其主要用于人工耳蜗植入设备和手持非接触供电系统, 当原边侧和副边侧线圈气隙在 1-12mm 范围内变化时, ICPT 系统效率只有 32%-42%。一般全桥型电路至少需要四个开关管 (三相需要六个)、四套驱动电路及为驱动和控制供电的电源电路; 半桥型和推挽型电路需要两个开关管、两套驱动电路及为驱动和控制供电的电源电路; 单开关型电路则只需要一个开关管、一套驱动电路及为其驱动和控制供电的电源电路 (有时驱动和控制不需要单独供电)。两个开关管以上 ICPT

系统的驱动电路及控制电路相对复杂，特别是上下桥臂的开关管容易直通，开关管越多，可靠性越低。从降低 ICPT 系统成本、提高系统可靠性、减小体积和重量的角度看，在满足传输功率和距离要求的情况下，传输电源使用的开关管越少则其导通损耗和开关损耗越小。研究电源的学者一般认为单开关管电路属于单端拓扑，变压器的利用率只有一半，其用于紧耦合变压器时也只能做成小功率电源。那么，能否用单个开关管逆变电路传输较大功率和较长距离呢？

针对上述问题，我们提出了单开关管双端逆变电路拓扑，开关管在控制上实现了零电压导通和零电压关断，在开关管导通和关断期间均可向用电端传输能量，在输出功率 1kW、传输距离 35mm 的情况下，做了实验验证。

## 2 单管双端逆变感应耦合电能传输系统

### 2.1 ICPT 系统结构

本文提出了一种用单开关管实现双端逆变的主电路拓扑（图 1 上部），把该拓扑用于感应耦合电能传输的系统结构如图 1 所示。由图 1 可知系统包括原边整流滤波电路、感应耦合网络、副边整流滤波电路、原边控制电路及副边控制电路。该系统原、副边电路均采用并联补偿方式，该种补偿方式可以在提高品质因数的同时实现大功率传输。原边控制电路中的保护电路用来检测开关管两端的电压是否高过其耐压能力并进行相应的保护，异物识别电路通过检测原边线圈电流的变化来检测是否有除接收线圈以外的金属存在，避免系统正常工作中出现的安全隐患，无线通信电路主要承担反馈调节时原副边的通信任务。

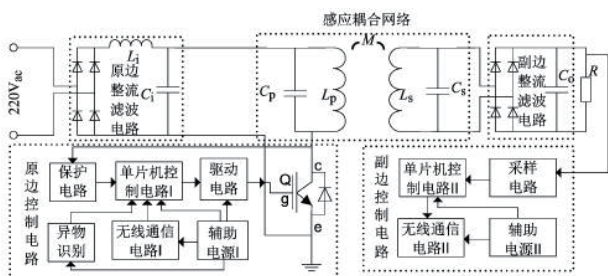


图 1 ICPT 系统结构框图

### 2.2 主电路及其工作过程

为了方便分析，可将图 1 中主电路的副边等效到原边，其等效电路如图 2 所示。

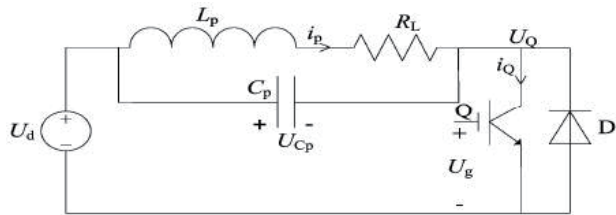


图 2 主电路的原边等效电路

其中， $L_p$  为原边电感； $R_L$  为副边等效到原边的电阻和原边电感  $L_p$  的内阻之和； $U_g$  为驱动信号； $U_Q$  为开关管 Q 两端的电压，D 为功率开关管 Q 两端的反并联二极管。

图 2 的等效工作状态如图 3 所示。开关管 Q 在一个开关周期内的工作过程波形如图 4 所示。

电路工作状态及工作波形分析如下：

(1) 阶段 1 ( $t_0 \sim t_1$ ):  $t_0$  时刻驱动信号  $U_g$  由低电平变为高电平，但是由于上一阶段结束时电感中的能量没有释放完毕，电感电流  $i_p$  为负并且逐渐减小，开关管 Q 的二极管导通，开关管没有导通，直至电感中的能量释放完毕，如图 3(a) 所示。

(2) 阶段 2 ( $t_1 \sim t_2$ ):  $t_1$  时刻开关管 Q 导通，电感  $L_p$  中的电流  $i_p$  正向增大，开关管 Q 的二极管 D 反向截止，开关管中流过的电流  $i_Q$  大小和方向都与  $i_p$  相等，原边谐振电容  $C_p$  两端的电压  $U_{Cp}$  等于输入电压保持不变，如图 3 (b)

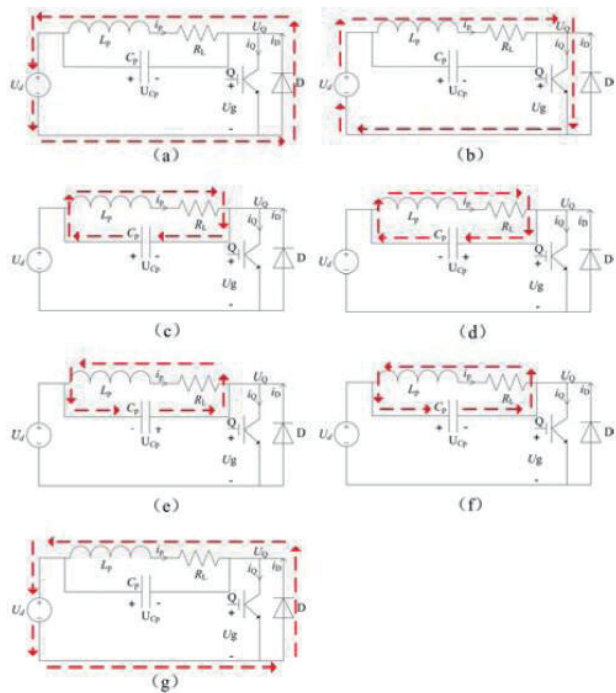


图 3 工作状态图

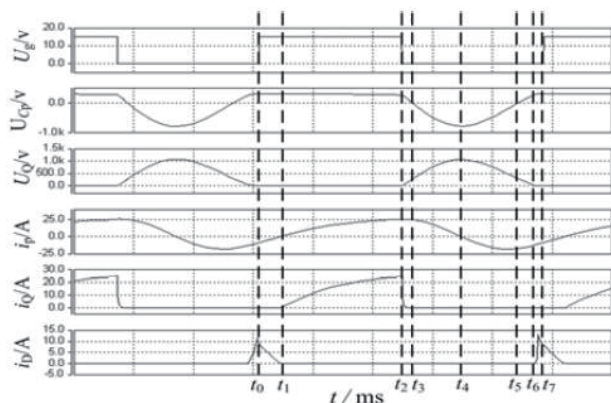


图4 主电路工作波形

所示。

(3) 阶段3 ( $t_2 \sim t_3$ ): 驱动信号  $U_g$  由高电平变为低电平, 开关管 Q 关断, 由于此刻开关管两端的电压为 0, 所以实现零电压开通, 之后  $U_d$  停止向电感供电, 由于该阶段电容电压仍为正, 所以电感电流  $i_p$  继续增大, 电感  $L_p$  与电容  $C_p$  进入谐振状态, 到  $t_3$  时刻电容电压  $U_{Cp}$  降为 0, 电感电流  $i_p$  达到最大值, 如图 3(c) 所示。

(4) 阶段4 ( $t_3 \sim t_4$ ): 到  $t_3$  时刻, 电容  $C_p$  电压放电到 0, 电感  $L_p$  开始给电容  $C_p$  反向充电, 即电容电压开始反向增大, 到  $t_4$  时刻, 电感电流  $i_p$  减小到 0, 电容  $C_p$  电压  $U_{Cp}$  谐振达到最大值, 此时开关管 Q 两端的电压  $U_Q$  达到最大值, 如图 3(d) 所示。

(5) 阶段5 ( $t_4 \sim t_5$ ): 由谐振作用, 到  $t_4$  时刻, 电感电流  $i_p$  开始反向增大, 电容  $C_p$  开始放电并且  $U_{Cp}$  开始反向减小, 开关管 Q 两端电压  $U_Q$  降低; 到  $t_5$  时刻, 电容  $C_p$  电压  $U_{Cp}$  放电到 0, 电感电流  $i_p$  依然为负, 如图 3(e) 所示。

(6) 阶段6 ( $t_5 \sim t_6$ ):  $t_5$  时刻之后, 由于电感电流仍为负且不能突变, 所以电感  $L_p$  又给电容  $C_p$  正向充电, 电容电压上升; 到  $t_6$  时刻, 电容电压  $U_{Cp}$  上升为输入电压  $U_d$ , 由于电感电流  $i_p$  仍旧为负, 开关管的体二极管导通, 将开关管 Q 两端的电压  $U_Q$  被钳位于 0, 如图 3(f) 所示。

(7) 阶段7 ( $t_6 \sim t_7$ )。该阶段为死区时间, 开关管体二极管 D 导通并且  $i_D$  逐渐增大, 到  $t_7$  时刻, 驱动信号  $U_g$  再次到来, 由于电感电流  $i_p$  依旧为负, 开关管 Q 两端的电压  $U_Q$  依旧被钳位于 0, 所以实现开关管的零电压开通, 如图 3(g) 所示。至此, 一个开关周期结束。

### 3 单管 ICPT 系统的补偿网络设计

#### 3.1 补偿拓扑

研究的电路拓扑只使用一个开关管进行逆变, 当发射端谐振补偿网络采用串联电容的方式时, 电能不能通过电容并传递给谐振耦合网络, 并且无法使开关管实现零电压开通和关断, 因此该单管无线电能传输系统发射端只能采用并联电容的方式进行谐振补偿。所以, 适用于本电路拓扑的补偿方式为原边并联副边串联 (ps) 和为原边并联副边并联 (pp) 两种, 其补偿等效电路如图 5 所示。

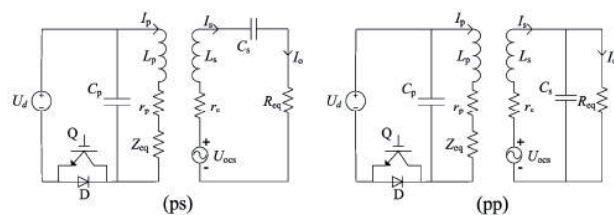


图5 补偿等效电路

#### 3.2 补偿特性分析

由图 5 的等效电路可以分别求出两种补偿拓扑下的副边等效阻抗  $Z_s$  如下,

$$Z_s = \begin{cases} R_{eq} + r_s + j \left( \omega_0 L_s - \frac{1}{\omega_0 C_s} \right) & \text{ps} \\ \frac{R_{eq}}{\omega_0^2 C_s^2 R_{eq}^2 + 1} + r_s + j \left( \omega_0 L_s - \frac{\omega_0 C_s R_{eq}^2}{\omega_0^2 C_s^2 R_{eq}^2 + 1} \right) & \text{pp} \end{cases} \quad (1)$$

接收端电路等效到发射端的映射阻抗  $Z_{eq}$  为

$$Z_{eq} = \begin{cases} \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq} + r_s + j \left( \omega_0 L_s - \frac{1}{\omega_0 C_s} \right)} & \text{ps} \\ \frac{\omega_0^2 M^2}{\frac{R_{eq}}{\omega_0^2 C_s^2 R_{eq}^2 + 1} + r_s + j \left( \omega_0 L_s - \frac{\omega_0 C_s R_{eq}^2}{\omega_0^2 C_s^2 R_{eq}^2 + 1} \right)} & \text{pp} \end{cases} \quad (2)$$

当  $Z_s$  虚部为零时可以求得副边电路的谐振频率  $\omega_1$ , 当谐振频率等于开关频率时即  $\omega_1 = \omega_0$  则可实现系统的最大功率输出, 此时可求得副边补偿电容  $C_s$  的最优值。发射端补偿电容  $C_p$  的取值方法和上述原理相同。

$$C_s = \begin{cases} \frac{1}{\omega_0^2 L_s} & \text{ps} \\ \frac{1 + \sqrt{1 - 4L_s^2 \omega_0^2 / R_{eq}^2}}{2\omega_0^2 L_s} & \text{pp} \end{cases} \quad (3)$$

从图 5 发射端电路看入, 开关管右侧包含  $C_p$  的等效阻抗  $Z_p$  为:

$$Z_p = \frac{1}{j\omega_0 C_p} // (j\omega_0 L_p + r_p + Z_{eq})$$

$$= \text{Re}(Z_p) + \text{Im}(Z_p)$$

其中,

$$\text{Re}(Z_p) = \frac{Z_{eq} + r_p}{C_p^2 \omega_0^2 (Z_{eq} + r_p)^2 + (C_p L_p \omega_0^2 - 1)^2} \quad (5)$$

$$\text{Im}(Z_p) = \frac{\omega_0 (L_p - C_p Z_{eq}^2 - 2C_p Z_{eq} r_p - C_p L_p^2 \omega_0^2 - C_p r_p^2)}{C_p^2 \omega_0^2 (Z_{eq} + r_p)^2 + (C_p L_p \omega_0^2 - 1)^2} \quad (6)$$

令  $Z_p$  的虚部为零, 可以求出发射端的谐振频率  $\omega_2$ , 原理上讲, 当原边回路谐振角频率和副边谐振角频率以及开关频率都相等时即  $\omega_2 = \omega_1 = \omega_0$  时, 发射端电路输入电压和输入电流相位相同, 理论上此时输出到负载两端的功率可以达到最大值, 求得原边谐振补偿电容  $C_p$  如式 (7):

$$C_p = \begin{cases} \frac{L_p}{\omega_0^2 L_p^2 + (Z_{eq}(\text{ps}) + r_p)^2} & \text{ps} \\ \frac{L_p}{\omega_0^2 L_p^2 + (Z_{eq}(\text{pp}) + r_p)^2} & \text{pp} \end{cases} \quad (7)$$

由以上分析可以分别求出两种补偿拓扑的补偿参数  $C_p$  和  $C_s$ , 在此基础上对两种补偿拓扑进行进一步分析可以分别得到它们的电压增益函数。该两种补偿拓扑的电压增益函数如式 (8) 所示。

$$M_v = \begin{cases} \frac{j\omega MR_{eq}}{Z_s(j\omega L_p + r_p) + \omega^2 M^2} & \text{ps} \\ \frac{j\omega MR_{eq}}{Z_s(1 + j\omega C_s R_{eq})(1/j\omega C_p + j\omega L_p + r_p) + \omega^2 M^2/Z_s} & \text{pp} \end{cases} \quad (8)$$

当其他电路元器件的参数确定后, 用 Mathcad 软件分别求得两种补偿拓扑的电压增益曲线如图 6 所示。

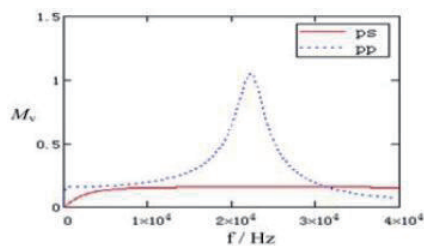


图 6 ps、pp 拓扑下的电压增益曲线

由图可知, ps 型补偿拓扑所产生的电压增益较小, 在需要较高电压传输比的家用电器领域, 其不能给负载提供

较高的工作电压, 满足不了设计要求; pp 型谐振补偿拓扑产生的电压增益则较为合理。当发射端采用并联补偿时, 可以在不影响传输性能的前提下减少开关的电压应力, 其原因是谐振过程中谐振电流可以不经过开关管, 仅在谐振元件内部来回流动。由式 (1) 可知当开关频率为副边谐振频率时, 可以使输出功率最大, 此时副边反射阻抗也最大。

当原副边电感、内阻、互感以及副边补偿电容值确定以后, 由公式 (8) 可以得到如图 7 所示副边并联补偿方式下的电压增益  $M_v$  随等效负载  $R_{eq}$ 、工作频率  $f$  的变化图。

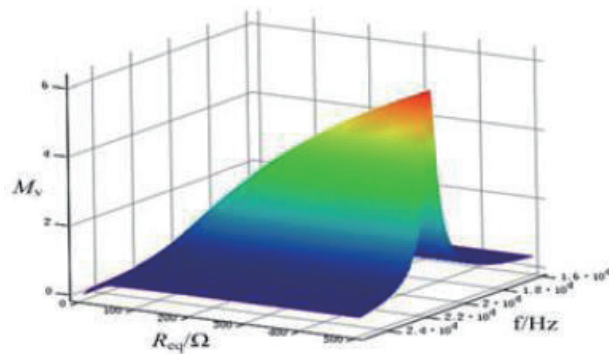


图 7  $M_v$  随  $R_{eq}$ 、 $f$  的变化图

由图 7 可知, 随着开关频率和负载的变化, 任何状态下都存在一个唯一的最优频率点使得系统实现最大电压增益输出, 不存在频率分岔现象, 这就给控制带来了极大的方便。在多档位变负载系统中, 利用变占空比 (PWM) 控制实现软开关, 利用变频控制 (PFM) 就可以实现恒压控制, 两者相结合可使系统实现较高的工作效率。

#### 4 控制系统设计

图 8 为控制主流程图。电路上电之后首先判断是否有负载存在, 如果有负载则进入 PWM 模式配置, 如果没有负载, 则进入待机等待模式。单片机输出 PWM 信号以后电路真正进入工作模式, 首先需要做的是通过电流检测模块检测输入电流是否过流或者突变情况, 如果输入电流出现过流或者突变情况则说明电路存在异常或者电能传输途径中出现金属异物, 此时单片机停止 PWM 输出, 系统进入关机模式。如果输入电流没有出现异常则进入软开关检测模式和接收端负载切换检测模式, 如果开关管没有实现软开关则进行 PWM 调制模式, 如果负载发生切换则进入 PFM 调制模式。以上控制流程保证了系统的安全稳定运行。

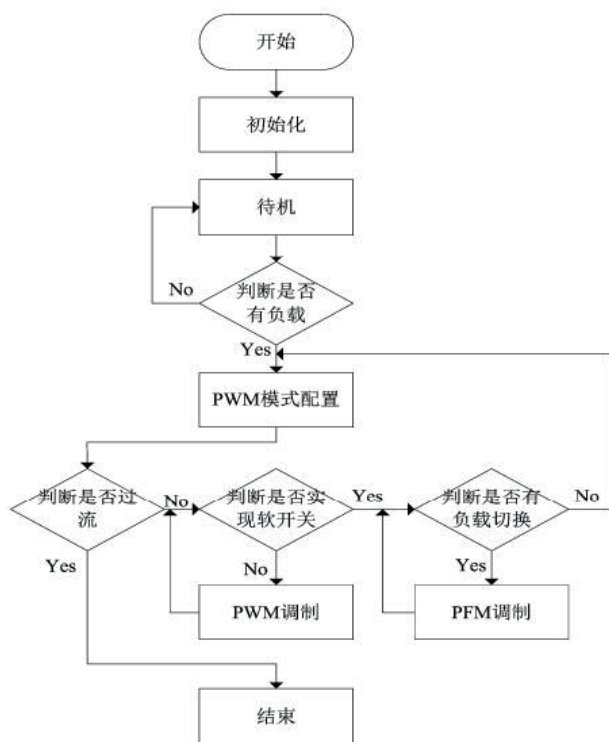


图 8 控制主流程图

## 5 实验验证

图 9 为所设计输出功率为 1kW 的单管无线电能传输系统软开关实验波形。由图 9 可知，当驱动信号  $U_g$  变为高电平之前，开关管耐压  $U_Q$  已降为 0，实现了零电压开通；驱动信号  $U_g$  变为低电平的同时开关管耐压  $U_Q$  由零开始缓慢上升，开关管同时能够实现零电压关断。

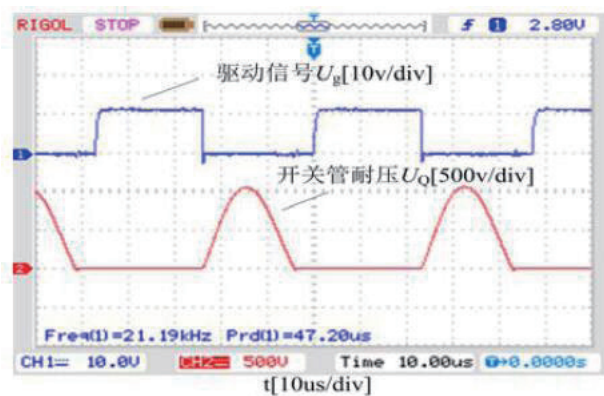


图 9 软开关波形

图 10 为 ICPT 系统在 1kW 负载输出时的实验电压波形。由图 10 可以看出负载输出电压  $U_R$  的有效值为 220V，频率为 100Hz，达到了设计的要求。

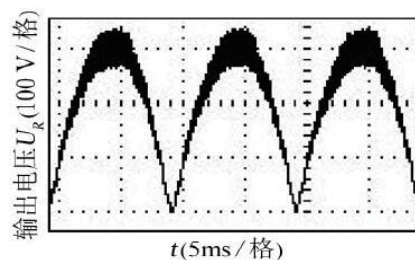


图 10 输出电压波形图

图 11 为设置该单管 ICPT 系统原副边线圈之间的垂直距离为 35mm 时，效率随水平偏移距离改变而变化的曲线图。由图可知，当水平偏移小于 30mm 时，效率在 0.85 以上，实验和仿真存在的偏差的原因主要由计算中整流桥的线性等效和一些损耗的忽略引起。

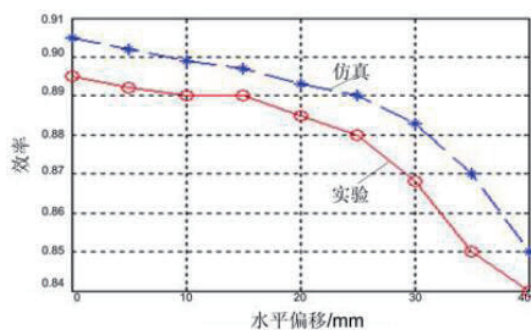


图 11 效率随线圈中心偏移变化

## 6 结论

(1) 提出的单管双端逆变 ICPT 系统方案改变了单管电路拓扑不能传输较大功率的传统观念，其具有传输功率较大、传输距离较远、所用元件少、体积小、重量轻、成本低、可靠性高等诸多特点，是目前同等传输功率（目前实验可达 1.5kW）和传输距离下最有应用前景的高新技术；

(2) 可通过对单管电路拓扑参数进行优化，如把空心电感换成带磁芯的松耦合变压器，用以提高耦合系数  $k$  等方面的研究来进一步增大传输距离、提高系统传输功率和效率。

## 参考文献

- [1] Green A W, Boys J T. 10 kHz inductively coupled power transfer concept and control[C]. IEEE Fifth International Conference on Power Electronics and Variable-speed Drives, London, 1994. 10. 26-28: 694-699.
- [2] Villa J L, Sallan J, Sanz Osorio J F, et al.

- High-misalignment tolerant compensation topology for ICPT systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(2): 945-951.
- [3] Chwei-Sen Wang, Oskar H. Stielau, Grant A. Covic. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2005, 52(5): 1308-1314.
- [4] Li H L, Hu A P, Covic G A, et al. Optimal coupling condition of IPT system for achieving maximum power transfer[J]. Electronics Letters, 2009, 45(1): 76-77.
- [5] 戴欣, 黄席樾, 孙跃. 电流型全桥软开关变换器的频率跃变现象分析 [J]. 电工技术学报, 2006, 21(6): 78-82.
- [6] 程志远, 宋凯, 魏国, 等. 感应电能传输系统死区开关特性的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(21): 3561-3568.
- [7] 侯佳, 陈乾宏, 严开沁, 等. 新型 S / SP 补偿的非接触谐振变换器分析与控制 [J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 1-8.
- [8] Si P, Hu A P, Malpas S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.
- [9] Chunsen Tang; Xin Dai; Zhihui Wang, et al. Frequency bifurcation phenomenon study of a soft switched push-pull contactless power transfer system [C] 2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), Beijing, China, 2011.6.21-23: 1981-1986.
- [10] 周雯琪, 马皓, 何湘宁. 基于动态方程的电流源感应耦合电能传输电路的频率分析 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(3): 119-124.
- [11] 马皓, 孙轩. 原副边串联补偿的电压型耦合电能传输系统设计 [J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 48-52.
- [12] 马纪梅, 杨庆新, 陈海燕. 影响无接触供电系统效率的因素分析 [J]. 电工技术学报, 2010, 25(7): 19-22.

**作者简介:**

王春芳(1964), 男, 工学博士, 教授, 研究方向为电力电子电能变换及其先进控制技术, qduwcf@126.com

**上接156页**

- [7] De Doncker R W A A, Divan D M, Kheraluwala M H. A three phase soft-switched high power density DC/DC converter for high-power applications[J]. IEEE Trans on Industrial Applications, 1991, 27(1): 63-73.
- [8] Zhao C, Wu X K, Qian Z M. Synchronous rectified soft-switched phase shift full bridge converter with primary energy storage inductor[C]. Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC): IEEE, 2008: 581-586.
- [9] Jang Y, Jovanović M M. A new family of full-bridge ZVS converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2004, 19(3): 701-708.

**作者简介:**

袁涛(1991), 男, 硕士研究生, 研究方向为全桥变换器软开关技术, yuant91@163.com;

陈仲(1975), 男, 博士, 副教授, 主要从事功率电子变换、航空电源和电能质量控制的研究;

李梦南(1990), 女, 硕士研究生, 研究方向为 DC-DC 变换器;

许亚明(1991), 男, 硕士研究生, 研究方向为高频功率变换器。