

LCL-S型 ICPT 系统能量与信号同步传输 技术研究

冯哲¹, 王春梅²

(1. 石家庄信息工程职业学院 计算机应用系, 河北 石家庄 050035;

2. 河北科技大学 电气工程学院, 河北 石家庄 050000)

摘要:为解决目前感应耦合电能传输(ICPT)系统中能量与信号同步传输技术存在的多线圈结构复杂、传输信噪比低、线圈解耦困难和电路复杂等问题,提出一种基于LCL无功补偿网络的能量与信号同步传输方法。根据LCL-S型ICPT系统在品质因数较大时系统电压增益将存在2个极值点的特性提出一种采用调频调制方式实现能量与信号同步传输的方法,最后通过实验验证了理论研究的正确性与可实现性。

关键词:感应耦合电能传输;信号传输;LCL拓扑;电压增益;调频调制

中图分类号:TM74 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd20181

Research on Synchronized Transmission Technology of Energy and Signal in LCL-S ICPT System

FENG Zhe¹, WANG Chunmei²

(1. Department of Computer Application, Shijiazhuang Information Engineering Vocational College,

Shijiazhuang 050035, Hebei, China; 2. School of Electrical Engineering, Hebei University of Science and Technology, Shijiazhuang 050000, Hebei, China)

Abstract: In order to solve the problems of multi-coil structure, low signal-to-noise ratio, coil decoupling difficulty and circuit complexity in current inductive coupled power transfer(ICPT) system, a method of energy and signal synchronous transmission based on LCL reactive power compensation network was proposed. According to the characteristic that the voltage gain of LCL-S ICPT system will have two extreme points when the quality factor is large, a method of synchronous transmission of energy and signal using FM modulation was proposed. Finally, the correctness and feasibility of the theoretical research were verified by experiments.

Key words: inductive coupled power transfer (ICPT); signal transmission; LCL topology; voltage gain; FM modulation

感应耦合电能传输(inductive coupled power transfer, ICPT)技术实现了能量从电源端到负载端的无电缆线传输,克服了传统有线电能传输方式存在的一系列弊端,有效提高了用电的安全性和灵活性^[1-2],因此获得了国内外众多学者的广泛关注,并在机器人^[3-4]、电动汽车^[5-6]、人体植入设备体外供电^[7-8]等领域获得了广泛应用。

随着ICPT技术研究的不断深入,实现系统原副边网络之间的能量与信号同步传输已逐渐成为研究热点。例如利用信号用于系统工作状态的显示、闭环系统信息的反馈以及控制信号的传递等^[9]。ICPT系统中能量与信号同步传输技术一般主要可分为射频技术、双通道传输以及单

通道传输^[10]。其中射频技术主要是指利用 Zig-Bee, Wi-Fi 及 Bluetooth 等技术标准来实现短距离无线通讯,但因该类模块产品成本较高,且具有在较大电能传输功率下模块受电磁干扰影响而可靠性降低的特点在应用上受到一定的限制^[11-14];双通道技术在电能传输通道的基础上,通过新增1组信号独立传输通道来实现信号传输,但两路磁耦合机构同时存在会造成能量与信号强烈的交叉耦合从而产生电磁干扰作用,为降低电磁干扰使得磁耦合机构成为该方法设计重点及难点^[15-17];单通道技术是采用能量信号磁路共享的方式进行能量信号同步传输,该方式将能量磁路充分利用起来进行信号传递。相比较而言,单通

作者简介:冯哲(1971—),女,工程师,副教授,Email:2359892967@qq.com

道传输技术不仅能够充分利用磁路耦合机构还能够避免双通道带来的交叉耦合、系统体积过大等问题,因此单通道传输技术最具有应用前景和研究价值。目前,针对单通道ICPT系统能量与信号同步传输技术主要有调幅调制^[18]、调频调制^[19]等方式,虽然实现了信号的同步传输,但依然存在信号传输速率低、输出电压易受波动等问题。

对于能量与信号同步传输的ICPT系统而言,通信速度与通信质量的优良决定了ICPT系统性能的高低。为实现信号传输下的电能稳定传输,文献[20]在ICPT系统基础上,通过切入切出电容的方式调制信号,并利用检测系统局部阻抗的方式对信号进行解调,虽然实现了信号的反向同步传输,但该方法同时会导致系统输出电压产生波动;文献[21]基于基波-谐波双通道传输系统,通过改变输出电压中基波与谐波的占比对信号进行传输,也取得了较好成果,但是该系统体积较大且四线圈的存在对磁路机构的设计也带来了一定难度。针对上述文献存在的电能输出电压波动、多线圈结构设计困难等不足,本文在文献[22]的研究基础上针对LCL-S型ICPT系统在不同工作频率下存在2个电压、电流增益峰值的特性,提出了一种基于LCL无功补偿网络的能量与信号同步传输方法。根据该特性采用调频调制的方式将基带信号加载至能量传输通道中,实现能量与信号的单通道同步传输。

1 LCL-S型ICPT系统结构信号传输实现方法

1.1 基于LCL-S补偿网络的能量与信号同步传输系统主电路

本文研究的基于LCL-S型ICPT系统的主电路结构如图1所示。图1中, U_d 为直流电源, $G_1 \sim G_4$ 为高频逆变电路, u_m 为逆变输出电压, L_a 及 L_p 为原边电感及发射线圈电感, C_p 为其补偿电容, R_p 为发射线圈内阻, L_s 和 C_s 分别为拾取线圈电感和

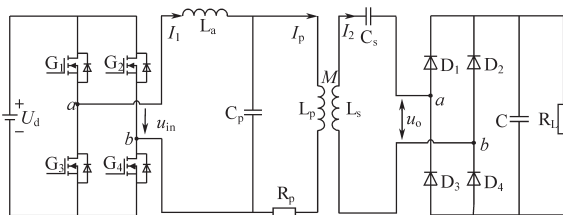


图1 LCL-S型ICPT系统电路结构

Fig.1 Circuit structure of LCL-S ICPT system

及其补偿电容, M 为磁路耦合机构的互感, u_o 为系统输出交流电压, $D_1 \sim D_4$ 为整流电路, C 为滤波电容, R_L 为系统直流负载。

基于LCL-S型ICPT系统简化电路如图2所示。

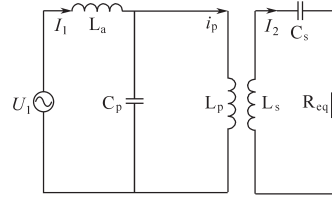


图2 ICPT系统等效电路图

Fig.2 Equivalent circuit diagram of ICPT system

图2中, U_1 为逆变电路输出方波电压中的基波成分, R_{eq} 为副边网络的整流环节以及负载 R_L 的等效电阻,忽略原边发射线圈内阻 R_p 则

$$\begin{cases} U_1 = 2\sqrt{2} U_m / \pi \\ R_{eq} = 8R_L / \pi \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_m 为逆变输出方波电压; R_L 为系统输出端直流负载。

定义系统工作角频率为 ω ,则系统谐振频率 ω_0 以及归一化角频率 ω_n 分别为

$$\begin{cases} \omega_0 = 1 / \sqrt{L_a C_p} \\ \omega_n = \omega / \omega_0 \end{cases} \quad (2)$$

定义系统电感比例系数 λ 、负载品质因数 Q_n 、电容比例系数 α 为

$$\begin{cases} \lambda = L_a / L_p \\ Q_n = \omega_0 L_p / R_{eq} \\ \alpha = C_s / C_p \end{cases} \quad (3)$$

当 $\lambda=1, \alpha=1$ 时,LCL-S型ICPT系统的输入阻抗 Z_{in} 为

$$Z_{in} = \omega_0 L_p [j\omega_n + \frac{j\omega_n^3 Q_n (1-k^2) - j\omega_n Q_n + \omega_n^2}{j(\omega_n^3 - \omega_n) + 2\omega_n^2 Q_n - Q_n - \omega_n^4 (1-k^2) Q_n}] \quad (4)$$

其中

$$k = M / \sqrt{L_p L_s}$$

式中: k 为系统磁路耦合机构的耦合系数。

根据上述可得到系统的电压增益 G_v 与电流增益 G_i 分别为

$$G_v = \left| \frac{U_o}{U_{in}} \right| = \left| \frac{1}{(1 - \omega_n^2 \lambda + \lambda + j\omega_n Q_n D)} \right| \quad (5)$$

$$G_i = \left| \frac{I_2}{I_1} \right| = \left| \frac{k}{jQ_n^{-1}(\omega_n^{-1} - \omega_n) + M} \right| \quad (6)$$

其中

$$D = (1-k)(1 - \omega_n^2 \lambda) \left[1 + k - \frac{1}{\omega_n^2 (1-k)\alpha} \right] + \lambda \left[1 - 1/(\omega_n^2 \alpha) \right]$$

$$M = \omega_n^2(1 - k^2) - \alpha^{-1} - 1 + 1/(\omega_n^2 \alpha)$$

式中： U_o 为系统输出交流电压； I_1 为逆变输出电流； I_2 为系统输出交流电流。

本文取输入电压 U_{in} 为 100 V，耦合系数 k 为 0.3，且电感比与电容比均为 1，当品质因数 Q_n 取不同值时，系统电压增益 G_v 、电流增益 G_i 与归一化角频率 ω_n 的特性曲线如图 3 所示。

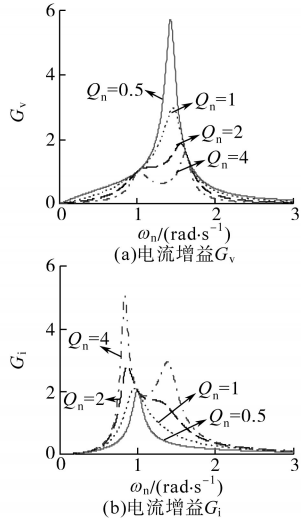


图3 品质因数 Q_n 取不同值时的 G_v, G_i 与归一化频率 ω_n 之间的关系

Fig.3 The relationship between G_v, G_i and normalized frequency ω_n when quality factor Q_n takes different values

从图3中可以看出，当品质因数 Q_n 越小时，系统电压增益越大，且当 Q_n 达到某个值时系统电压增益将出现 2 个峰值，其中一个为谐振点；而当品质因数 Q_n 越大时，系统电流增益越大，与电压增益一样，系统电流增益随着归一化角频率的变化也将有 2 个峰值，其中一个为系统谐振频率点，即 $\omega_n=1$ 时。

1.2 基于 LCL-S 补偿网络的能量与信号同步传输方法研究

根据上述分析可知，当系统品质因数 Q_n 大于某一值后，系统电压增益、电流增益随着归一化角频率的变化均存在 2 个峰值。针对这个系统固有特性，可将其应用于 ICPT 系统的能量与信号同步传输技术的研究中。

1.2.1 信号调制过程

根据前文提到的特性，本文提出一种基于 LCL-S 型 ICPT 系统的能量与信号同步传输方法，以 $Q_n=4$ 为例，对电压增益 G_v 进行求导即可得到其 2 个峰值点处的归一化角频率 ω_{n0} 和 ω_{n1} 的值。通过对式(5)求导可得当 $\omega_{n0}=1, \omega_{n1}=1.6$ 时，系统

电压增益 G_v 取得极大值，此时电流增益分别为 $G_{i0}=2, G_{i1}=1.266$ 。

系统信号传输的基本思想为：1)保持系统逆变电路驱动频率与系统工作频率相等；2)通过改变逆变电路工作频率的方式对信号进行调制；3)通过检测副边网络拾取线圈 L_s 两端电压来对系统传输的信号进行解调。

系统传输原理图如图 4 所示。

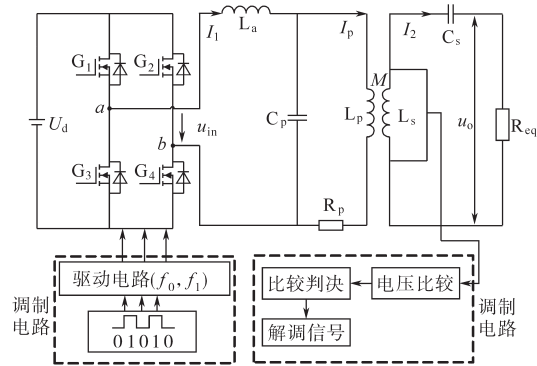


图4 系统能量与信号同步传输原理图

Fig.4 Principle diagram of synchronized transmission of system energy and signal

图 4 中， f_0, f_1 分别为逆变电路的 2 个工作频率。假定用 f_0 表示信号“0”，用 f_1 表示信号“1”，其中 f_0 为系统归一化角频率 $\omega_n=1$ 时的谐振频率， f_1 为 $\omega_n=1.6$ 时的系统工作频率。

1.2.2 信号传输速率

根据图 4 所示的系统原理图，逆变电路工作频率的变化转变为拾取线圈 L_s 两端的电压变化，其中信号“0”与信号“1”的转换瞬间， L_s 两端的电压变化近似为一个零状态响应，但其响应时间的长短限制了信号传输的速率，令拾取线圈的补偿电容 C_s 两端电压为 u_{cs} ，则其零状态响应的微分方程为

$$L_s C_s \frac{d^2 u_{cs}}{dt^2} + R_{eq} C_s \frac{du_{cs}}{dt} + u_{cs} = u_{oc}(t) \tag{7}$$

其中 $u_{oc}(t) = \sqrt{2} U_{oc} \sin \omega_0 t$

式中： u_{cs} 为副边网络感应电压。

式(7)判别式为

$$\Delta = R_{eq}^2 - \frac{4L_s}{C_s} < 0 \tag{8}$$

此时系统工作在欠阻尼状态，由式(7)得出电容电压 u_{cs} 和线圈电压 u_{ls} 的暂态过程表达式如下式：

$$\begin{cases} u_{Cs}(t) = u_{oc}(t) \left[1 - \frac{1}{\omega \sqrt{L_s C_s}} e^{-\frac{R_{eq} t}{2L_s}} \sin(\omega t + \varphi) \right] \\ u_{Ls}(t) = L_s C_s \times \frac{d^2 u_{Cs}}{dt^2} \end{cases} \quad (9)$$

信号检测电容电压暂态过程如图5所示。

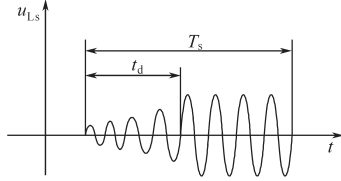


图5 信号检测电容电压暂态过程

Fig.5 Signal detection capacitor voltage transient process

图5中, T_s 为信号传输速率; t_d 为暂态过程持续时间,理论上认为电压幅值上升至95%,暂态过程结束,忽略其他因素的影响,则最大信号传输速率 F_s 如下式,此时 $T_s=2t_d$ 。

$$F_s = \frac{1}{T_s} = \frac{R_{eq}}{12L_s} \quad (10)$$

因此,由式(10)可知,适当增大系统负载电阻 R_{eq} 或者减小拾取线圈 L_s ,可以提高信号传输速率 F_s 。

1.2.3 解调电路设计

本文采用的解调电路如图6所示,其设计原理为:首先对副边网络拾取线圈 L_s 两端电压进行分压后作为二极管检波电路的输入,LM319N为比较器芯片,将检波电路的输出作为比较器芯片的反相输入, U_{ref} 为参考电压, R_3 为滑动变阻器,其产生的阈值电压作为比较芯片的同相输入端;若同相输入端大于反相输入端,则比较器输出为供电电压,反之输出为零。

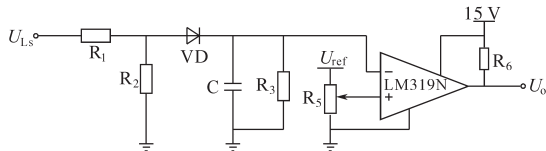


图6 解调电路

Fig.6 Demodulation circuit

2 系统功率效率特性研究

基于前文所述,本文采用调频调制的方式将信号加载到能量波中进行能量与信号的同步传输。该方法能够实现的前提是在信号传输时不影响能量的正常传输。本小节将针对系统功率、效率传输特性来分析信号传输时对系统传输功

率及效率的影响。

当系统逆变电路工作频率为 ω_0 时,系统原副边网络均处于谐振状态,此时有:

$$\begin{cases} P_0 = I_{p0}^2 \times \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} = \left(\frac{U_1}{\omega_0 L_a} \right)^2 \times \frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} \\ \eta_0 = \frac{\frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}}}{\frac{\omega_0^2 M^2}{R_{eq}} + R_p} \end{cases} \quad (11)$$

式中: I_{p0} 为逆变电路工作频率为 ω_0 时的原边发射线圈电流; P_0 为此时的输出功率; η_0 为此时的系统效率; R_p 为发射线圈内阻。

当系统逆变电路工作频率为 ω_1 时,此时系统工作频率偏离谐振频率,故系统不再谐振,产生了部分无功功率,则

$$\begin{cases} j_{p1} = \frac{U_1}{j\omega_1 L_a + \frac{1}{j\omega_1 C_p + \frac{1}{j\omega_1 L_p + (\omega_1 M)^2 / (j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s)}}} \\ P_1 = \left| \frac{j\omega_1 M j_{p1}}{j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s} \right|^2 R_{eq} \\ \eta_1 = \frac{\left| \frac{j\omega_1 M j_{p1}}{j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s} \right|^2 R_{eq}}{\left| \frac{j\omega_1 M j_{p1}}{j\omega_1 L_s + R_{eq} + 1/j\omega_1 C_s} \right|^2 R_{eq} + |j_{p1}|^2 R_p} \end{cases} \quad (12)$$

式中: I_{p1} 为逆变电路工作频率为 ω_1 时的原边发射线圈电流; P_1 为此时的输出功率; η_1 为此时的系统效率。

给定一组系统参数为 $U_d=20$ V, $L_a=L_p=100$ μ H, $C_p=C_s=0.633$ μ F, $M=30$ μ H。令系统谐振频率 $f_0=20$ kHz,则 $f_1=1.6 f_0=32$ kHz,绘制出系统在两种工作频率下系统输出功率及效率随等效负载 R_{eq} 的变化曲线如图7所示。

从图7中可以看出,根据上述系统特性,在工作角频率分别为 ω_0 和 ω_1 时,系统电压增益与电流增益的变化趋势相反,故当系统工作频率为 ω_1 时系统输出功率较谐振频率 ω_0 时反而大;而系统效率在负载较小时低于谐振频率处,在负载较大时则较谐振频率处高,但2种频率下系统效率均是逐渐下降的。由此可知,本文提出的基于LCL-S型ICPT系统能量与信号同步传输方法具有正确性和有效性,且在传输信号时并不会造成系统输

出功率的下降,但在负载电阻较小时系统效率较低。

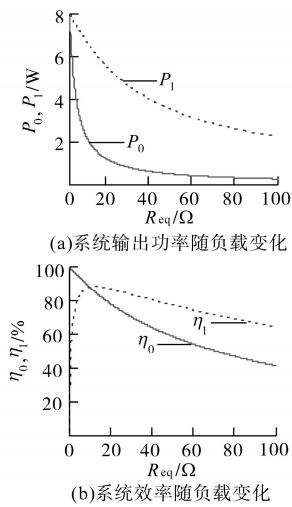


图7 系统2种工作频率下输出功率及效率随负载的变化曲线

Fig.7 The output power and efficiency versus load curves at two operating frequencies of the system

3 实验分析与验证

为了验证基于LCL-S型ICPT系统的能量与信号同步传输方法的正确性与有效性,本文根据第2节中参数搭建如图8所示的实验平台,为了满足 $Q_n \geq 2$,本系统负载电阻取 6Ω ,即本文的能量与信号同步传输方法仅针对小负载系统。

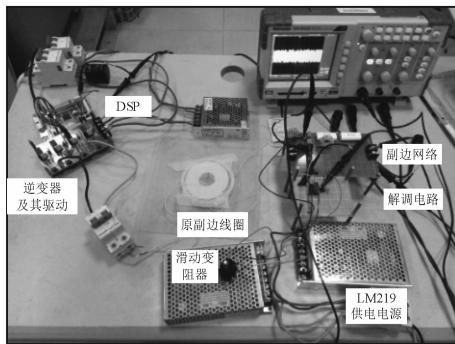


图8 实验平台

Fig.8 Experimental platform

本文基于LCL-S型ICPT系统的磁路耦合机构采用圆盘式结构且不加入磁芯。为了减少高频状态下线圈的集肤效应,本文的电感线圈采用 $0.1 \text{ mm} \times 100$ 的绞合利兹线绕制而成。

根据前文所述,本文信号传输方法实现过程为:当不进行信号传输时或传输信号“0”时,驱动电路控制逆变器工作频率为 20 kHz ;当传输信号“1”时,驱动电路控制逆变器工作频率为 32 kHz 。为了区分系统是不进行信号传输还是传输信号

“0”,可以在传输信号之前设定一个协议,当接收到该协议时说明系统此时开始传递信号。

图9为系统实验波形。图9a图为逆变器工作频率为 ω_0 时其输出方波电压 u_{in} 和原边发射线圈电流波形 i_{p0} ,图9b为工作频率为 ω_1 时逆变电路输出方波电压 u_{in} 和原边发射线圈电流波形 i_{p1} ,由图可知,当偏离系统谐振频率时,逆变方波电压与原边发射线圈电流之间的相位不再为标准 90° ;图9c为拾取线圈 L_s 两端电压及其包络线,即信号检测电压;图9d为基带信号与解调电路输出电压,从图中可以看出,本系统能够较好地实现信号传输,并且时延较小。由此验证了本文提出

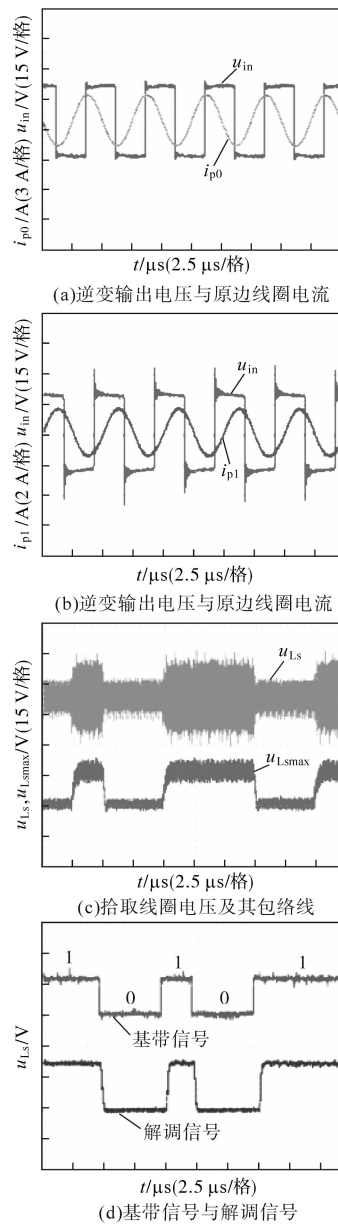


图9 实验波形

Fig.9 Experimental waveforms

的基于LCL-S型ICPT系统能量与信号同步传输技术的可行性和正确性。

4 结论

本文提出了一种基于LCL-S型ICPT系统的能量与信号同步传输方法,其主要是利用LCL-S型ICPT系统中存在2个频率点使得系统电压增益达到极大值的特性来实现信号的调频调制。论文主要对系统信号调制以及解调过程进行设计,同时分析了对信号传输速率产生影响的因素;最后分析系统在2种频率下的功率效率特性,说明该信号传输方法对能量的传输过程并不会产生很大的影响。实验表明,本文所提能量与信号同步传输方法能够准确地对信号进行传输,但由于系统特性对品质因数的范围进行了限定,故该方法仅针对负载电阻较小的情况,此时系统传输效率较低,故在后续的研究中将针对此情况对该系统进行进一步的研究。

参考文献

- [1] Wu H H, Covic G A, Boys J T, *et al.* A Series-tuned Inductive-power-transfer Pickup with a Controllable AC-voltage Output [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(1): 98-109.
- [2] Matsumoto H, Neba Y, Ishizaka K, *et al.* Comparison of Characteristics on Planar Contactless Power Transfer Systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(6): 2980-2993.
- [3] Pantic Z, Lukic S M. Framework and Topology for Active Tuning of Parallel Compensated Receivers in Power Transfer Systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2012, 27(11): 4503-4513.
- [4] Tang C S, Y Sun, Y G Su, *et al.* Determining Multiple Steady-state ZCS Operating Points of a Switch-mode Contactless Power Transfer System[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2009, 24(2): 416-425.
- [5] Budhia M, Covic G A, Boys J T. Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems[J]. IEEE Trans. on Power Electronics, 2011, 26(11): 3096-3108.
- [6] Mi C C, Buja G, Choi S Y, *et al.* Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles[J]. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6533-6545.
- [7] Ahn D, Hong S. Wireless Power Transfer Resonance Coupling Amplification by Load-modulation Switching Controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 898-909.
- [8] Jordan Besnoff, Morteza Abbasi, David S, *et al.* High Data-rate Communication in Near-field RFID and Wireless Power Using Higher Order Modulation[J]. IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, 2016, 64(2): 401-412.
- [9] Ahn D, Hong S. Wireless Power Transfer Resonance Coupling Amplification by Load-modulation Switching Controller [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2): 898-909.
- [10] Wu J, Zhao C, Lin Z, *et al.* Wireless Power and Data Transfer via a Common Inductive Link Using Frequency Division Multiplexing[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(12): 7810-7820.
- [11] Brusamarello V J, Blauth Y B, Azambuja R D, *et al.* Power Transfer with an Inductive Link and Wireless Tuning[J]. IEEE Transactions on Instrumentation & Measurement, 2013, 62(5): 924-931.
- [12] Liu Y, Bai S, Zhang W, *et al.* Design and Optimization of Mutual Inductance for High Efficiency ICPT System[C]//IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference, IEEE, 2016: 3178-3182.
- [13] 陈焕波, 杨本全, 袁杰, 等. 基于MSP430F149的蓝牙无线充电系统设计[J]. 现代电子技术, 2015, 38(10): 107-110.
- [14] Krivchenkov A, Saltanovs R. Analysis of Wireless Communications for V2G Applications Using WPT Technology in Energy Transfer to Mobile Objects[C]//International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University. IEEE, 2015: 1-4.
- [15] Wang G, Wang P, Tang Y, *et al.* Analysis of Dual Band Power and Data Telemetry for Biomedical Implants[J]. IEEE Trans. on Biomedical Circuits and Systems, 2012, 6(3): 208-215.
- [16] Lee H M, Kiani M, Ghovanloo M. Advanced Wireless Power and Data Transmission Techniques for Implantable Medical Devices[C]//Custom Integrated Circuits Conference, IEEE, 2015: 1-8.
- [17] Hiraga Y, Hirai J, Kaku Y, *et al.* Decentralized Control of Machines with the Use of Inductive Transmission of Power and Signal[C]//IEEE Industry Applications Society Meeting, IEEE, 1994: 875-881.
- [18] 张爱国. 感应式电能和信号同步传输技术的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2013.
- [19] 孙跃, 王琛琛, 唐春森, 等. CPT系统能量与信号混合传输技术[J]. 电工电能新技术, 2010, 29(4): 10-13.
- [20] 夏晨阳, 李玉华, 雷轲. 变负载ICPT系统电能与信号反向同步传输方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(6): 1857-1866.
- [21] 夏晨阳, 任思源, 陈锐, 等. 基波-谐波双通路并行感应式能量与信号同步传输技术[J]. 电力系统自动化, 2018(5): 169-175.
- [22] 周豪, 姚钢, 赵子玉, 等. 基于LCL谐振型感应耦合电能传输系统[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(33): 9-16.

收稿日期: 2019-04-22

修改稿日期: 2019-05-18