

基于无线电能传输技术的电动汽车 V2G 系统 关键参数监测技术

朱望诚, 谢振超, 万信书

(海南电网有限责任公司电力科学研究院, 海南 海口 570125)

摘要:将无线电能传输技术应用于电动汽车入网(V2G)领域具有重要的研究价值及实用价值。对双向无线电能传输系统的原理进行了分析,在此基础上针对影响系统能量传输方向的相角差和影响传输效率的电压比展开了分析;进一步提出在次级侧与主功率线圈同轴安装探测线圈的方法对上述两参数进行实时监测,给出了参数的获取方法,并设计了仿真与实验验证所提方法的可行性。

关键词:双向无线电能传输;电动汽车;V2G;参数监测

中图分类号:TM 724;U 469.72

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.11.002

0 引言

在传统的供配电系统中,能量供应以单向为主,即终端设备始终消耗能量。电动汽车具有储能特性,近年来电动汽车入网 V2G (Vehicle to Grid) 技术改变了传统的电能单向消费的思路,得到了广泛关注和研究。通过控制电动汽车的能量接口实现其与电网之间的双向互动和交换,将多余的电能反馈给电网,参与电网供能的调节,可以提高电网供电灵活性、可靠性和能源利用效率。在 20 世纪 90 年代,已有科研人员关注 V2G 技术。早在 1995 年,美国洛基山研究院 RMI (the Rocky Mountain Institute) 的首席科学家 Amory Lovins 就提出了 V2G 的概念。此后,以特拉华大学 (University of Delaware) 的 William Kempton 教授团队为代表的研究人员又将该技术进行了进一步发展^[1-4]。

现有 V2G 技术大多为有线形式,若采用无线电能传输的方式,将在很大程度上提高能源的利用效率,特别是新能源在电网中的渗透率,增强电动汽车与电网的互动性。此外,将无线电能传输技术运用到 V2G 领域,不仅可以适当解决电动汽车各类充电桩占地问题,还可以分散电动汽车充电的集中度,通过合理调度和规划将在一定程度上缓解电动汽车规模化充放电给电网带来的冲击。双向无线电能传输 BD-WPT (Bi-Directional Wireless Power Transfer) 系统的数学建模和关键技术都处于初期的探索研究阶段,已有一些成果。基于“一对一”拓扑研究 BD-WPT 系统^[5-8]、基于“一对多”拓扑研究 BD-WPT 系统^[9-11]已有较为成熟的研究。利用变换器出口电压间的相位差控制能量流动方向已得到有效的验证,但将无线电能传输技术应用于 V2G 系统仍面临诸

多问题,亟需得到解决。

现有 BD-WPT 系统对初级侧及次级侧出口电压相量的监测均依赖于附加的检测及通信系统^[1,9],需要额外增设系统信息传输通道,提高了成本的同时,也提高了系统的复杂度,且信息传输通道与能量传输通道直接耦合会对信息传输产生干扰。因此,本文对影响系统能量传输方向的相角差 θ 和影响传输效率的电压比 σ 展开了分析,提出在次级侧与主功率线圈同轴安装探测线圈的方法对上述两参数进行实时监测,给出了参数获取的方法,并设计了仿真与实验验证该方法的可行性。所提方法在不增加系统复杂度、降低系统成本、提高系统参数监测可靠性的前提下,旨在为 BD-WPT 系统应用于 V2G 环境下的监测控制提供研究思路。

1 理论建模分析

1.1 BD-WPT 系统工作原理分析

BD-WPT 系统的结构图如图 1 所示,该系统可分为初级侧和次级侧两部分,初级侧和次级侧为对称拓扑结构。初级侧和次级侧均包括 1 个直流源、由 4 个金属-氧化物半导体场效应晶体管 (MOSFET) 组成的 H 桥变换电路及其相应控制器、谐振器及谐振补偿结构。通过调节初级侧和次级侧的 MOSFET 门极驱动信号实现一种拓扑结构下的能量双向传

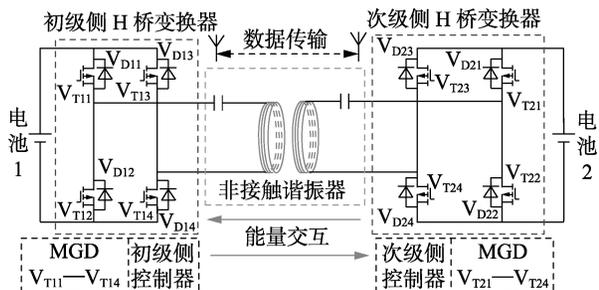


图 1 BD-WPT 系统的结构图

Fig.1 Structure of bidirectional wireless power transfer system

收稿日期:2018-04-23;修回日期:2018-08-25

基金项目:中国南方电网公司科技项目(073000KK52150003)

Project supported by the Science and Technology Program of CSPG(073000KK52150003)

输。当能量从初级侧传输至次级侧,即初级侧充当“源”、次级侧充当“荷”时,初级侧 H 桥变换器作为高频逆变器,次级侧 H 桥变换器作为高频可控整流器;类似地,当能量从次级侧传输至初级侧,即次级侧充当“源”、初级侧充当“荷”时,次级侧 H 桥变换器作为高频逆变器,初级侧 H 桥变换器作为高频可控整流器。

对于传统无线电能传输系统而言,其谐振拓扑既可以选择 LC 串联型基本谐振拓扑,也可以选择 LCL 型复合谐振拓扑,2 种拓扑结构示意图如图 2 所示。为了专注于 BD-WPT 系统能量流动控制技术的研究,本文对不同拓扑进行比较分析后选择 LCL 型复合谐振拓扑结构为代表进行研究。

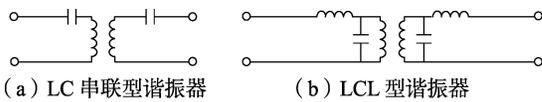


图 2 LC 型及 LCL 型谐振拓扑结构

Fig.2 Topology structure of LC- and LCL-type resonance

LCL 型 BD-WPT 系统的主电路拓扑如图 3 所示。图中, L_p 、 L_s 分别为初级侧和次级侧的耦合电感; L_m 、 L_n 分别为初级侧和次级侧串联滤波电感; C_1 、 C_2 分别为初级侧和次级侧的谐振补偿电容; M 为耦合线圈之间的互感。BD-WPT 系统具有对等的拓扑结构,因此可以仅以能量从初级侧流向次级侧为例来分析系统的工作原理。在初级侧电路中, BD-WPT 系统的电能输入由直流电压源 V_1 提供, L_m 、 C_1 、 L_p 构成初级侧 LCL 谐振电路, MOSFET V_{T11} — V_{T14} 和反并联二极管 V_{D11} — V_{D14} 构成高频逆变器。在次级侧电路中, MOSFET V_{T21} — V_{T24} 和反并联二极管 V_{D21} — V_{D24} 构成可控整流器, L_n 、 C_2 、 L_s 构成次级侧 LCL 谐振电路, 蓄电池 V_2 为系统的有源负载。

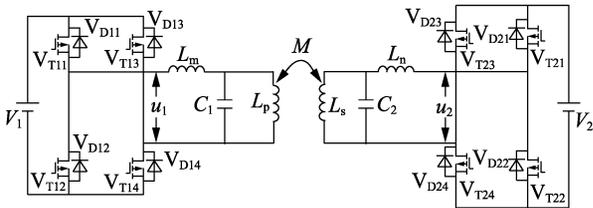


图 3 LCL 型 BD-WPT 系统主电路拓扑

Fig.3 Topology of main circuit for LCL-type BD-WPT system

对于 LCL 型 BD-WPT 系统而言,如果控制两侧 H 桥触发脉冲如图 4 所示(图中, $u_{gs11,14}$ 、 $u_{gs12,13}$ 为初级侧 H 桥变换器的触发脉冲; $u_{gs21,24}$ 、 $u_{gs22,23}$ 为次级侧 H 桥变换器的触发脉冲),那么能量将从初级侧流向次级侧。具体而言,当初级侧各 MOSFET 的控制脉冲均超前于次级侧对应的 MOSFET 控制脉冲 90° 时,初级侧 H 桥变换器出口电压 u_1 将超前于次级侧 H 桥变换器出口电压 u_2 90° 。以 $u_{gs11,14}$ 在 t_0 — t_1 时段导通为例,此时 u_1 正半周产生的流过次级侧

串联电感 L_n 的电流将滞后 u_1 90° ,同时 u_2 也滞后于 u_1 90° ,此时当次级侧 MOSFET V_{T21} 和 V_{T24} 同时导通时,流过 L_n 的电流将有通路流过 V_2 , 实现为 V_2 充电,实现能量从初级侧流向次级侧。类似地,可对能量从次级侧流向初级侧的情况进行类似分析,在此不再赘述。

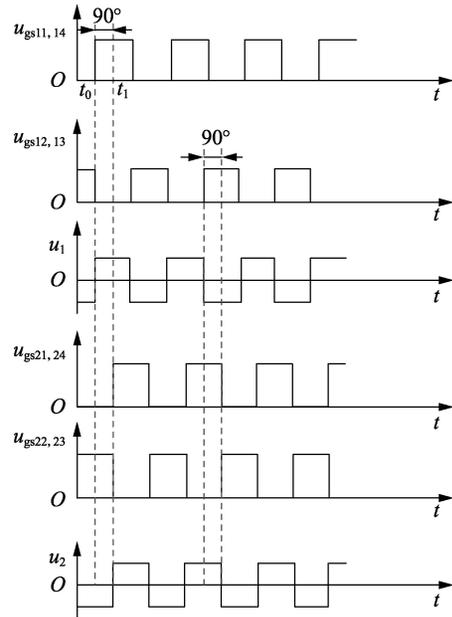


图 4 能量从初级侧流向次级侧时脉冲控制波形及出口电压波形

Fig.4 Waveform of pulse control and output voltage when energy flows from primary side to secondary side

根据前文的分析可得到如图 5 所示的 LCL 型 BD-WPT 系统的等效电路图。图中, R_p 和 R_s 分别为初级侧和次级侧耦合电感的等效串联电阻 ESR (Equivalent Series Resistance); R_m 、 R_n 分别为初级侧、次级侧串联滤波电感的 ESR; U_p 、 U_s 分别为初级侧和次级侧 H 桥变换器的出口基波电压相量, 设定 U_p 为参考电压相量, 即 $U_p = U_p \angle 0^\circ$, U_s 的相角为 θ , 即 $U_s = U_s \angle \theta$; I 为电流相量。同时, $L_p = L_m = L_1$, $L_s = L_n = L_2$, $R_p = R_m = R_1$, $R_s = R_n = R_2$, 保持初级侧和次级侧的变换器的开关角频率与谐振器的角频率一致, 即 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_1 C_1} = 1/\sqrt{L_2 C_2}$ 。耦合线圈之间的互感 $M = k\sqrt{L_1 L_2}$, 其中 k 为耦合因数。

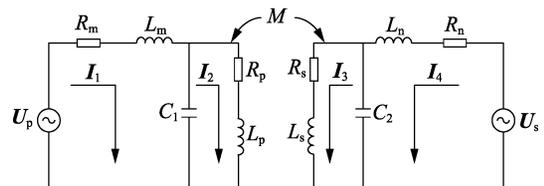


图 5 LCL 型 BD-WPT 系统等效电路图

Fig.5 Equivalent circuit of LCL-type BD-WPT system

根据基尔霍夫电流定律 (KCL), 得到 LCL 型 BD-WPT 系统的电压方程为:

$$\begin{bmatrix} R_1 & j\frac{1}{\omega_0 C_1} & 0 & 0 \\ j\frac{1}{\omega_0 C_1} & R_1 & j\omega M & 0 \\ 0 & j\omega M & R_2 & j\frac{1}{\omega_0 C_2} \\ 0 & 0 & j\frac{1}{\omega_0 C_2} & R_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_p \\ 0 \\ 0 \\ U_s \end{bmatrix} \quad (1)$$

其中, ω_0 为系统工作谐振频率。

求解式(1)可得:

$$\begin{cases} I_1 = (a_{\text{lel}} U_p + j b_{\text{lel}} U_s) / \lambda_0 \\ I_4 = (c_{\text{lel}} U_s + j b_{\text{lel}} U_p) / \lambda_0 \end{cases} \quad (2)$$

$$\lambda_0 = \omega_0^6 C_1^2 C_2^2 M^2 R_1 R_2 + \omega_0^4 C_1^2 C_2^2 R_1^2 R_2^2 + \omega_0^2 C_1^2 R_1^2 + \omega_0^2 C_2^2 R_2^2 + 1$$

$$a_{\text{lel}} = \omega_0^6 C_1^2 C_2^2 M^2 R_2 + \omega_0^4 C_1^2 C_2^2 R_1 R_2 + \omega_0^2 C_1^2 R_1$$

$$b_{\text{lel}} = \omega_0^3 C_1 C_2 M$$

那么,在 LCL 型 BD-WPT 系统中,初级侧和次级侧发出的有功和无功功率如下:

$$\begin{cases} P_p^{\text{lel}} = \frac{1}{2} \text{Re}[U_p I_1^*] = \frac{1}{2} \frac{a_{\text{lel}} U_p^2 - b_{\text{lel}} U_p U_s \sin \theta}{\lambda_0} \\ P_s^{\text{lel}} = \frac{1}{2} \text{Re}[U_s I_4^*] = \frac{1}{2} \frac{c_{\text{lel}} U_s^2 + b_{\text{lel}} U_p U_s \sin \theta}{\lambda_0} \\ Q_p^{\text{lel}} = \frac{1}{2} \text{Im}[U_p I_1^*] = -\frac{1}{2} \frac{b_{\text{lel}} U_p U_s \cos \theta}{\lambda_0} \\ Q_s^{\text{lel}} = \frac{1}{2} \text{Im}[U_s I_4^*] = -\frac{1}{2} \frac{b_{\text{lel}} U_p U_s \cos \theta}{\lambda_0} \end{cases} \quad (3)$$

$$c_{\text{lel}} = \omega_0^6 C_1^2 C_2^2 M^2 R_1 + \omega_0^4 C_1^2 C_2^2 R_1^2 R_2 + \omega_0^2 C_2^2 R_2$$

当 $\theta = -90^\circ$ 时,能量从初级侧流向次级侧,可得正向效率为:

$$\eta_{\text{for}}^{\text{lel}} = \frac{|P_s^{\text{lel}}|}{P_p^{\text{lel}}} = \frac{b_{\text{lel}} \sigma - c_{\text{lel}} \sigma^2}{a_{\text{lel}} + b_{\text{lel}} \sigma} \quad (4)$$

其中, σ 为 U_s 和 U_p 的比值,即 $\sigma = U_s / U_p$ 。

当 $\theta = 90^\circ$ 时,能量从次级侧流向初级侧,可得反向效率为:

$$\eta_{\text{inv}}^{\text{lel}} = \frac{|P_p^{\text{lel}}|}{P_s^{\text{lel}}} = \frac{b_{\text{lel}} \sigma - a_{\text{lel}}}{c_{\text{lel}} \sigma^2 + b_{\text{lel}} \sigma} \quad (5)$$

将式(4)、式(5)分别对 σ 求导,可得正、反向传输条件下 LCL 型 BD-WPT 系统的最优电压比 σ 分别为:

$$\sigma_{\text{for}}^{\text{optlel}} = \sqrt{(a_{\text{lel}}/b_{\text{lel}})^2 + a_{\text{lel}}/c_{\text{lel}} - a_{\text{lel}}/b_{\text{lel}}} \quad (6)$$

$$\sigma_{\text{inv}}^{\text{optlel}} = \sqrt{(a_{\text{lel}}/b_{\text{lel}})^2 + a_{\text{lel}}/c_{\text{lel}} + a_{\text{lel}}/b_{\text{lel}}} \quad (7)$$

由上述分析可知,通过控制初级侧和次级侧出口电压相量的相位差,可以实现无线电能传输系统

能量的双向流动,对于 LCL 型 BD-WPT 系统而言,一般将初级侧和次级侧出口电压相量相位差设置为 -90° 或 90° 以实现能量正向或反向传输。同时,系统工作于正、反向传输状态时拥有不同的最优电压比。

1.2 BD-WPT 系统关键参数监测

对于 LCL 型 BD-WPT 系统而言,其初级、次级 H 桥变换器出口电压的相角差 θ 和两侧电压的比值 σ 都是衡量系统传输功率、传输效率等指标的关键参数。因此,在系统运行过程中需实时对这些关键参数进行监测以便展开控制。

引入探测线圈后 LCL 型 BD-WPT 系统的等效电路图如图 6 所示。图中, M_{pb1} 和 M_{pb2} 分别为探测线圈与初级线圈和次级线圈之间的互感; L_{pb} 和 R_{pb} 分别为探测线圈的电感及其 ESR。

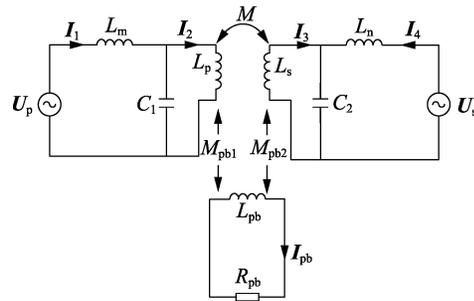


图 6 引入探测线圈后的 LCL 型 BD-WPT 系统等效电路图

Fig.6 Equivalent circuit of LCL-type BD-WPT system with probe coil

根据图 6 可得到电路中的电流方程为:

$$\begin{cases} I_1 = k_1 (k_1 U_p + k_2 U_s) / Z_{\text{pb}} + j M U_s / (\omega_0 L_1 L_2) \\ I_4 = k_1 (k_1 U_p + k_2 U_s) / Z_{\text{pb}} + j M U_p / (\omega_0 L_1 L_2) \\ I_{\text{pb}} = (k_1 U_p + k_2 U_s) / Z_{\text{pb}} \end{cases} \quad (8)$$

其中, $k_1 = \omega_0^2 M_{\text{pb1}} C_1$; $k_2 = \omega_0^2 M_{\text{pb2}} C_2$; $Z_{\text{pb}} = R_{\text{pb}} + j \omega_0 L_{\text{pb}}$ 。

因此,可得探测电阻 R_{pb} 上的电压如式(9)所示。

$$U_{\text{pb}} = \frac{-R_{\text{pb}}}{|Z_{\text{pb}}|} \angle [-\alpha (k_1 U_p \angle \theta + k_2 U_s \angle 0^\circ)] \quad (9)$$

其中, α 为探测线圈阻抗角, $\alpha = \arctan(\omega_0 L_{\text{pb}} / R_{\text{pb}})$ 。考虑到 R_{pb} 、 Z_{pb} 以及 α 已知,可以定义 $B = k_1 U_p \angle \theta + k_2 U_s \angle 0^\circ$ 为电压 U_{pb} 的特征相量,将其写成“幅值-相角”形式,如式(10)所示。

$$B = B \angle \delta \quad (10)$$

其中,幅值 B 和相角 δ 分别如式(11)和式(12)所示。

$$B = \sqrt{(k_1 U_p \cos \theta + k_2 U_s)^2 + (k_1 U_p \sin \theta)^2} \quad (11)$$

$$\delta = \arctan \frac{k_1 U_p \sin \theta}{k_1 U_p \cos \theta + k_2 U_s} \quad (12)$$

由于探测线圈与次级侧线圈同轴安装,不妨假

设次级侧变换器出口电压 U_s 是已知的,那么可将式 (11) 和式 (12) 进一步分别转化成式 (13) 和式 (14)。

$$B' = B / (k_2 U_s) = \sqrt{(k_3 \sigma \cos \theta + 1)^2 + (k_3 \sigma \sin \theta)^2} \quad (13)$$

$$\delta' = \arctan \frac{k_3 \sigma \sin \theta}{k \sigma \cos \theta + 1} \quad (14)$$

其中, $k_3 = k_1 / k_2$ 。

将基于式 (13) 和 (14) 对关键参数进行监测。

令 $A = (-k_3 \tan^2 \delta + \sqrt{k_3^2 \tan^4 \delta + 4k_3^2 \tan^2 \delta B'^2}) / (2k_3^2)$, 可得相角及电压比的表达式分别如式 (15) 和式 (16) 所示。

$$\theta = \arctan \frac{A k_3 \tan \delta}{A - k_3 \tan \delta} \quad (15)$$

$$\sigma = \frac{A}{\sin \left(\arctan \frac{A k_3 \tan \delta}{A - k_3 \tan \delta} \right)} \quad (16)$$

图 7 为 δ 与 σ 及 θ 的关系图。其中,图 7(a) 为 δ 与 σ 及 θ 的三维关系图;为了便于分析,给出了典型 θ 值下 δ 与 σ 的关系曲线及典型 σ 值下 δ 与 θ 的关系曲线,分别如图 7(b) 和 (c) 所示。从图 7(b) 中可以看出,当 θ 为某一个确定值时, δ 与 σ 始终为单调关系,即随着 σ 的减小, δ 的值也在变小;从图 7(c) 中可以看出,无论 σ 为何值,总是存在一个使得 δ 为最大的 θ , 并且该 θ 随着 σ 的增大而愈发增大且偏离 90° 愈远。

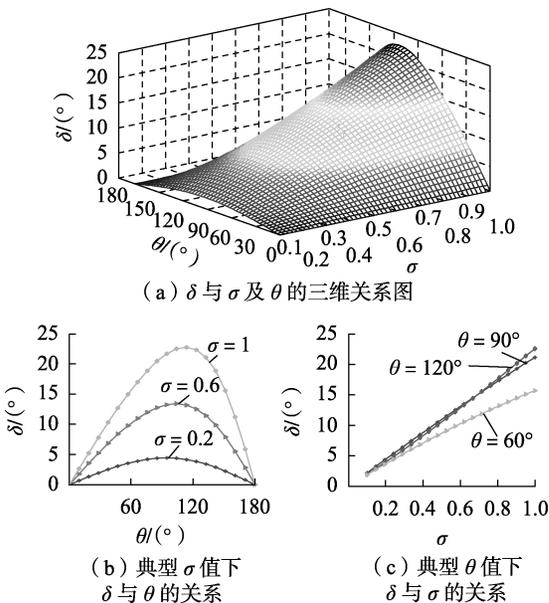


图 7 δ 与 σ 及 θ 的三维变化图以及典型值下的关系曲线
Fig.7 Three-dimensional variation diagram and relationship curves under typical values among δ, σ and θ

图 8 给出了 B' 与 σ 及 θ 的一组典型关系曲线。其中,图 8(a) 为 B' 与 σ 及 θ 的三维关系图;为了便

于分析,给出了典型 θ 值下 B' 与 σ 的关系曲线及典型 σ 值下 B' 与 θ 的关系曲线,分别如图 8(b) 和 (c) 所示。从图 8(b) 中可以看出, σ 与 B' 的关系受到 θ 的影响和制约,在某些 θ 值下,如 $60^\circ, 90^\circ, B'$ 随着 σ 的减小而减小,而在另一些 θ 值下,如 $120^\circ, B'$ 随着 σ 的减小而增大;从图 8(c) 中可以看出, B' 随着 θ 的增加而减小。因此,当已知某个时刻的 B' 和 δ 值时,可以唯一确定此时对应的 θ 值和 σ 值,即可以利用检测到的 B' 和 δ 值来实时监测 θ 值和 σ 值,从而展开控制以保证系统高效地运行。

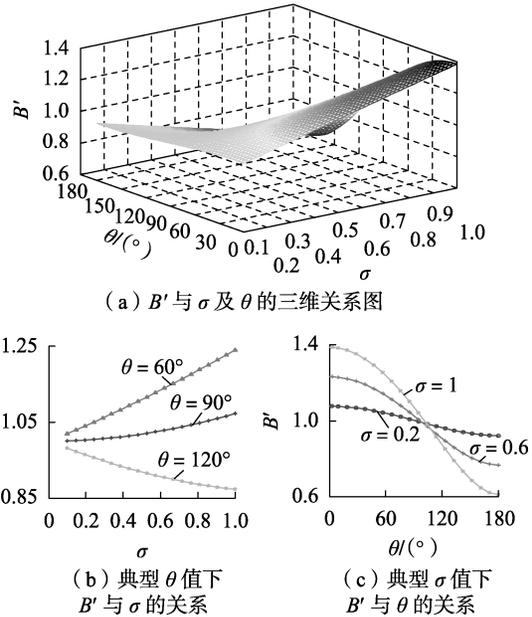


图 8 B' 与 σ 及 θ 的三维变化图以及典型值下的关系曲线
Fig.8 Three-dimensional variation diagram and relationship curves under typical values among B', σ and θ

1.3 探测线圈设计

本文提出的参数监测方法是基于探测线圈与初级侧、次级侧线圈之间的互感为纽带而展开的,因此,探测线圈与初级侧和次级侧线圈互感值大小的设计至关重要。换言之, $k_3 = k_1 / k_2$ 的值不能过小,一旦 k_3 值过小,在探测电阻 R_{pb} 上采集的参数就极易受到次级侧电压参数的影响,而初级侧电压参数则很难提取。 δ 及 B' 受 k_3 值影响的关系曲线分别如图 9、图 10 所示。从图 9、10 中可以看出,在相同的相角差 θ 情况下,较大的 k_3 带来了较大的 δ 值及 B' 值,在 k_3 值很小的条件下,一个较小的 θ 变化所

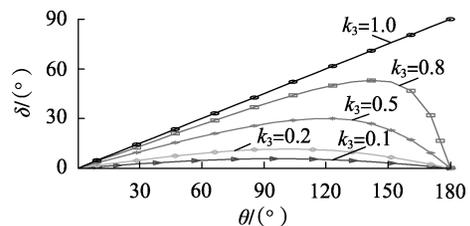
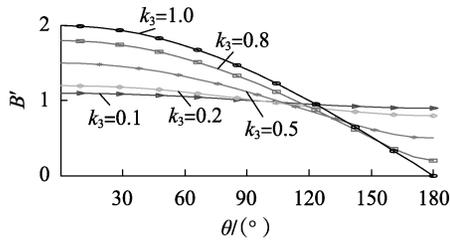


图 9 典型 k_3 值下 δ 与 θ 的关系曲线
Fig.9 Relationship between δ and θ under typical values of k_3

图 10 典型 k_3 值下 B' 与 θ 的关系曲线Fig.10 Relationship between B' and θ under typical values of k_3

引起的 δ 及 B' 的变化幅度也很小,这必然会增加参数监测的难度。因此,为了参数监测的简便及可靠,在设计的过程中要着重考虑 k_3 值的影响,使 k_3 值尽量大。

实际应用中,探测线圈与次级侧线圈同轴安装在车载端,因此探测线圈与初级侧线圈之间的距离 d_1 要大于其与次级侧线圈之间的距离 d_2 。为了解决由于安装位置所带来的不可避免的初级侧线圈与探测线圈间互感 M_{pb1} 与次级侧线圈与探测线圈间互感 M_{pb2} 的极不平衡问题,需对上述对等拓扑结构进行改进。在满足传输距离要求的前提下,为了在一定程度上提高 k_3 值,设计了具有相同半径但匝数不同的初级侧线圈和次级侧线圈。式(17)、式(18)分别为计算单匝圆形线圈自感和线圈间互感的纽曼公式,图 11 给出了 2 个单匝圆形线圈相对位置示意图,用以辅助互感计算。

$$L_{\text{single}} = L_e + L_i = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\gamma \times \int_0^{2\pi} \frac{R(R-r) \cos \phi d\phi}{\sqrt{R^2 + (R-r)^2 - 2R(R-r) \cos \phi}} + \frac{\mu_0}{8\pi} 2\pi R \quad (17)$$

其中, μ_0 为真空磁导率; R 为线圈外半径; r 为线圈内半径; 由于线圈为空心,故存在外自感 L_e 与内自感 L_i 。

$$M_{\text{single}} = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\gamma \int_0^{2\pi} \frac{r_1 r_2 \cos \phi d\phi}{|r_2 - r_1|} \quad (18)$$

其中, r_1, r_2 为电流元位置。

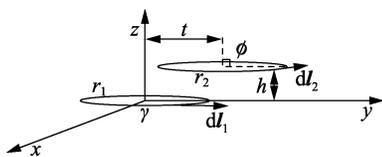


图 11 两单匝线圈相对位置图

Fig.11 Relative position of two single-turn coils

相应地,多匝线圈的自感 L_{coil} 及线圈间的互感 M_{coil} ,可分别用式(19)、式(20)计算。

$$L_{\text{coil}} = N^2 L_{\text{single}} \quad (19)$$

$$M_{\text{coil}} = N_1 N_2 M_{\text{single}} \quad (20)$$

其中, N 为某线圈的匝数; N_1 和 N_2 为存在互感的 2 个线圈的匝数。

根据式(19)、(20)可得 k_3 如下:

$$k_3 = \frac{k_1}{k_2} = \frac{\omega_0^2 M_{pb1} C_1}{\omega_0^2 M_{pb2} C_2} = \frac{N_p N_{pb} M_{\text{single}} \frac{1}{N_p^2 L_{\text{single}}}}{N_s N_{pb} M_{\text{single}} \frac{1}{N_s^2 L_{\text{single}}}} = \frac{N_s}{N_p} \quad (21)$$

因此,在实际应用中,可通过适当增加次级侧线圈匝数的方式来增加 k_3 值的大小,从而使本文所提监测方法能够有效工作。

2 仿真及实验验证

前文从理论层面分析了利用探测线圈监测相角差 θ 和电压比 σ 的可行性。为了进一步验证分析和设计结果的正确性,本文设计了相关的实验进行验证,基于 MATLAB/Simulink 平台搭建了仿真平台,同时也设计了相关的硬件平台。系统参数配置如下: $L_1 = 39 \mu\text{H}$, $L_2 = 69 \mu\text{H}$, $L_{pb} = 1.9 \mu\text{H}$, $R_{pb} = 200 \Omega$, $M_{12} = 4.8 \mu\text{H}$, $M_{pb1} = 0.65 \mu\text{H}$, $M_{pb2} = 0.94 \mu\text{H}$, $k_3 = 0.3866$, $d_1 = 12.5 \text{ cm}$, $d_2 = 10 \text{ cm}$ 。

2.1 初级侧电源的相角监测结果分析

当系统正常工作时,假设为蓄电池充电,即能量从初级侧传输到次级侧,也即 U_p 超前于 U_s 的相位为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。为了验证本文所提监测方法对相角差 θ 实时监测的正确性和可行性,通过不断地改变系统在运行过程中 U_p 的相位大小,观察 U_{pb} 幅值和相角的变化情况,结果如图 12 所示。系统正常工作于 $\theta = 90^\circ$,当 $t = 16 \text{ ms}$ 时, θ 突变为 72° ,此时,探测电阻电压幅值和相角均经过短暂的振荡达到新的稳定值,振荡时间约为 5 ms ; 同样地,在 $t = 32 \text{ ms}$ 时将 θ 改变为 108° ,振荡时间约为 7 ms ; 在 $t = 48 \text{ ms}$ 时将 θ 改变为 126° 以及在 $t = 64 \text{ ms}$ 时将 θ 再次改变为 90° 时,探测电阻电压幅值和相角均能够迅速跟随其变化。实验结果充分验证了探测装置对 θ 的变化具有动态快速跟随特性。

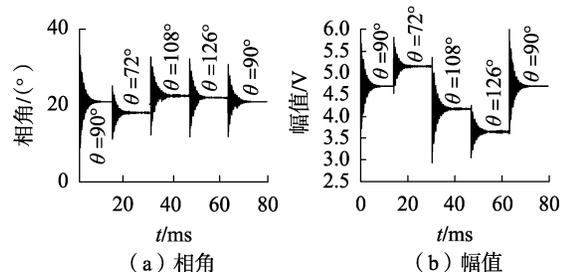


图 12 电压相角和幅值的动态变化曲线

Fig.12 Dynamic variation curves of voltage phase angle and amplitude

U_{pb} 幅值和相角随 θ 的变化关系曲线如图 13 所示。从图 13 可以看出,仿真和实验结果与计算所得结果基本吻合,即当 θ 在较大范围内变动时,探测线

圈能对其实现准确监测。

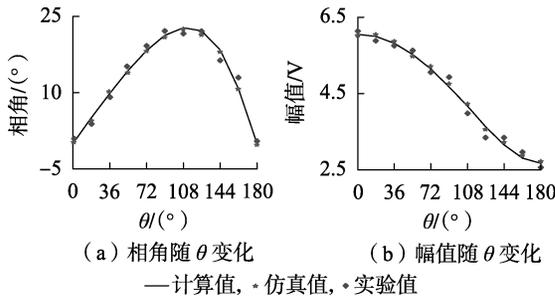


图 13 电压相角和幅值随 θ 变化关系曲线

Fig.13 Variation curves of voltage phase angle and amplitude vs. θ

2.2 初级侧电源的幅值监测结果分析

采用类似的方法验证所提监测方法对 σ 实时监测的正确性和可行性。 U_{pb} 幅值和相角的动态变化曲线如图 14 所示。系统初始正常工作于 $\sigma=1$, 在 $t=20\text{ ms}$ 时, σ 突变为 0.75, 此时, 探测电阻电压幅值、相角均经过短暂的振荡达到新的稳定值。在 $t=40\text{ ms}$ 时 σ 突变为 0.25, 在 $t=60\text{ ms}$ 时 σ 突变为 0.5, 以及在 $t=80\text{ ms}$ 时 σ 再次突变为 1, 在此过程中探测电阻的电压幅值和相角均能够迅速跟随其变化, 验证了探测装置对初级电压变化的动态快速跟随特性。

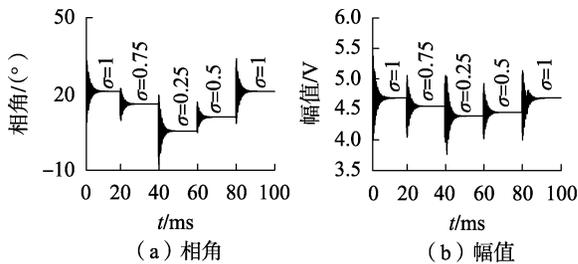


图 14 电压相角和幅值的动态变化曲线

Fig.14 Dynamic variation curves of voltage phase angle and amplitude

U_{pb} 幅值和相角随 σ 的变化关系曲线如图 15 所示。从图 15 可以看出, 仿真结果和实验结果均与理论计算所得结果相吻合, 即当 σ 在较大范围内变动时, 探测装置均能对其实现准确监测, 验证了本文所提利用探测电阻电压幅值和相角来监测 σ 变化的方

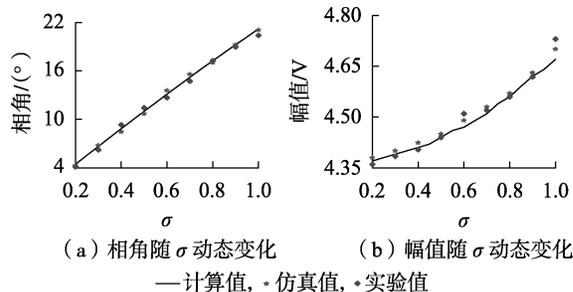


图 15 电压相角和幅值随 σ 变化关系曲线

Fig.15 Variation curves of voltage phase angle and amplitude vs. σ

法是可行的。

3 结论

本文对影响系统能量传输方向的相角差 θ 和影响传输效率的电压比 σ 展开了分析: 验证了通过控制初级侧和次级侧出口电压相量的相位差, 可以实现无线电能传输系统能量的双向流动; 同时, 系统工作于正、反向传输状态时拥有不同的最优电压比; 在此基础上, 提出在次级侧与主功率线圈同轴安装探测线圈的方法对上述两参数进行实时监测, 给出了参数获取的方法, 并设计了仿真与实验验证了所提方法的可行性, 旨在为 BD-WPT 系统应用于 V2G 环境下的监测控制提供研究思路, 对优化能量双向无线馈动系统的控制策略、合理配置负荷具有一定的借鉴作用。

参考文献:

[1] 刘晓飞,张千帆,崔淑梅. 电动汽车 V2G 技术综述[J]. 电工技术学报,2012,27(2):121-127.
LIU Xiaofei,ZHANG Qianfan,CUI Shumei. Review of electric vehicle V2G technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012,27(2):121-127.

[2] 吴凯,程启明,李明,等. 具有 V2G 功能的电动汽车快速充放电方法[J]. 电力自动化设备,2014,34(2):30-34.
WU Kai,CHENG Qiming,LI Ming,et al. Fast charging and discharging method for electric vehicle with V2G function [J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(2):30-34.

[3] MOHAMED A A S,BERZOY A,MOHAMMED O A. Experimental validation of comprehensive steady-state analytical model of bidirectional WPT system in EVs applications[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology,2017,66(7):5584-5594.

[4] 王明深,于汀,穆云飞,等. 考虑用户参与度的电动汽车能效电厂模型[J]. 电力自动化设备,2017,37(11):201-210.
WANG Mingshen,YU Ting,MU Yunfei,et al. Model of E-EPP considering participation factor of EV users[J]. Electric Power Automation Equipment,2017,37(11):201-210.

[5] LEE J,HAN B. A bidirectional wireless power transfer EV charger using self-resonant PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2015,30(4):1784-1787.

[6] WEERASINGHE S,MADAWALA U,THRIMAWITHANA D. A matrix converter based bidirectional contactless grid interface[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2017,32(3):1755-1766.

[7] VOGLITSIS D,TSENGENES G,BAUER P. Inductive power transfer system with improved characteristics[C]//Transportation Electrification Conference and Expo. Dearborn,MI,USA;IEEE,2014:1-8.

[8] 李砚玲,孙跃,戴欣,等. LCL 型双向感应电能传输系统建模及控制[J]. 重庆大学学报,2012,35(10):117-123.
LI Yanling,SUN Yue,DAI Xin,et al. Modeling and control of an LCL bi-directional inductive power transfer system[J]. Journal of Chongqing University,2012,35(10):117-123.

[9] SWAIN A K,DEVARAKONDA S,MADAWALA U K. Modeling, sensitivity analysis,and controller synthesis of multipickup bidirectional inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics,2014,10(2):1372-1380.

[10] SWAIN A K,DEVARAKONDA S,MADAWALA U K. Modelling of multi-pick-up bi-directional inductive power transfer systems[C]//IEEE Third International Conference on Sustainable Energy Tech-

nologies. Kathmandu, Nepal; IEEE, 2012; 30-35.

- [11] THRIMAWITHANA D J, MADAWALA U K, NEATH M. A P&Q based synchronization technique for bi-directional IPT pick-ups[C]// IEEE Ninth International Conference on Power Electronics and Drive Systems. Singapore: IEEE, 2011; 40-45.

作者简介:

朱望诚(1988—),男,海南海口人,助理工程师,主要从事继保自动化、配网自动化技术方面的工作(**E-mail**:



朱望诚

362084812@qq.com);

谢振超(1988—),男,海南海口人,助理工程师,主要从事配网自动化技术方面的工作(**E-mail**: 18907683283@163.com);

万信书(1990—),男,海南儋州人,助理工程师,从事电力系统继电保护及其自动化方面的工作(**E-mail**: wanxinshu@126.com)。

Key parameter monitoring technique for electric vehicle V2G system based on wireless power transfer technology

ZHU Wangcheng, XIE Zhenchao, WAN Xinshu

(Electric Power Research Institute of Hainan Power Grid Co., Ltd., Haikou 570125, China)

Abstract: The application of wireless power transfer technology in the field of electric vehicle V2G (Vehicle to Grid) has important theoretical and practical values. The principle of the bi-directional wireless power transfer system is analyzed, based on which, the phase angle difference affecting the power transfer direction and the voltage ratio affecting the transfer efficiency are discussed. The above two parameters are monitored real-timely by installing probe coils on the secondary side coaxially with the primary coil, and the method of obtaining the parameters is given. Simulation and experiment are designed to verify the feasibility of the proposed method.

Key words: bi-directional wireless power transfer; electric vehicles; V2G; parameter monitoring

(上接第7页 continued from page 7)

Research on V2G model of EPVV and its optimal scheme accessing to distribution network

LÜ Yaotang¹, GUAN Lin², ZHAO Qi², ZHOU Baorong³

(1. China Southern Power Grid Power Dispatching and Control Center, Guangzhou 510623, China;

2. School of Electric Power, South China University of Technology, Guangzhou 510640, China;

3. China Southern Power Grid Scientific Research Institute, Guangzhou 510663, China)

Abstract: From the perspective of distribution network power flow analysis, the power model of V2G (Vehicle to Grid) driven by electricity price is established. To address the problem of selecting the feeder and connecting point of the EVPP (Electric Vehicle Plug-in Parking lot) load connected to the distribution network, the accessing planning model considering V2G behaviors is proposed with the objective of reducing the feeder power loss and intraday voltage fluctuation. The impacts of load type and photovoltaic penetration on planning scheme are analyzed with actual examples. Test results show that the V2G behavior of the electric vehicle has significant impacts on the operating benefits of distribution network, moreover, the V2G behavior of EVPP under inappropriate accessing schemes may negatively impact the operation of distribution networks.

Key words: distribution network planning; electric vehicles; V2G; electricity price; load; photovoltaic penetration