

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.191526

一种双拾取动态无线电能传输系统控制方法研究

李冲, 周坤卓, 石章海

(西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要: 为提高动态无线电能传输系统的控制速度并保证移动供电时的电压稳定性和高效率, 提出了一种基于双拾取耦合结构的互感估计控制方法。通过建立系统电压和输出功率的数学模型, 分析了最优控制占空比与互感以及每个拾取电路等效串联电阻的关系, 给出了一种通过直接计算占空比的闭环控制方法。在与发射端无通信连接的情况下, 该控制方法能够提高拾取端电路的控制速度, 且可以同时实现恒压输出与效率优化。实验结果表明, 采用该控制方法的动态无线电能传输系统, 在移动时负载侧输出电压能够保持恒定, 输出电压的波动率为 $\pm 0.988\%$, 系统最高效率达93.18%, 实验证明了所给出控制方法的有效性。

关键词: 动态无线电能传输; 双拾取线圈; 互感估计

Research on a control method based on double pick-up in a DWPT system

LI Chong, ZHOU Kunzhuo, SHI Zhanghai

(School of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: In order to improve the control speed of a Dynamic Wireless Power Transfer (DWPT) system and ensure voltage stability and high efficiency of the system during dynamic charging, a control method is proposed based on estimation of mutual inductance of a double pick-up coupling structure. By building the mathematical model of output voltage and power, the relationship between the optimal duty cycle and parameters including mutual inductance and equivalent series resistance of each pickup circuit is revealed. A closed-loop control method by directly calculating the duty cycle is presented. In the case of no communication connection with the transmitting side, the proposed control method can improve the control speed of the pick-up circuit and realize constant output voltage and efficiency optimization simultaneously. The experimental results show that with the proposed control method, the output voltage at the load side is constant during load moving. The output voltage fluctuation is within $\pm 0.988\%$, and the maximum efficiency of the system is 93.18%. The experimental results have verified the validity of the proposed control method.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51607150).

Key words: dynamic wireless power transfer (DWPT); double pick-up coils; mutual inductance estimation

0 引言

无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)系统利用磁场耦合方式来实现电能的非接触传输^[1-2], 以其电能传输适应性强、便捷灵活、安全美观等优点有效克服了传统接触供电方式存在的机械磨损及漏电^[3-4]等问题, 目前已广泛应用于电动汽车充电、医疗电子设备充电以及消费电子设备^[5]等领域。

电动汽车充电^[6-8]目前主要采用静态 WPT 技术, 其利用容量有限的储能电池供电, 因而存在充

电时间长、续航短和电池组笨重^[9-10]等问题, 未能有效地解决电池容量有限带来的诸多问题, 严重制约了电动汽车的普及。而动态无线电能传输(Dynamic Wireless Power Transfer, DWPT)技术^[11-12]利用铺设的发射线圈轨道对电动汽车进行动态供电, 使得停靠充电时间和次数减少, 并且提高了其续航里程的同时减轻了汽车重量和制造成本^[13-14]。

在 DWPT 系统中, 原边发射轨道通常由多个线圈组合^[15], 其线圈结构主要分为单极型和双极型。与单极型相比, 双极型即 DD 型轨道线圈结构漏磁更少且磁场更加集中^[16-17]。另外, 双拾取 DWPT 系统较单拾取具有较低的电力电子设备应力和较高的

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51607150)

传输效率^[18]。然而双拾取 DWPT 系统如何在拾取快速移动时仍能保持恒定的输出特性和最优效率是关键问题所在。针对该问题，文献[19]采用传统 PI 闭环控制方法，分别将功率和效率优化的控制加入发射线圈侧，在双发射结构的基础上实现了负载侧输出稳定电压和功率，并且通过改变两发射电流实现系统效率最优的目标，但该方法控制较复杂并且原副边之间还需要建立复杂通信。文献[20]提出一种为两个拾取动态分配功率的控制方法，从而使两个独立的负载获得恒定的总功率，恒功率的 DWPT 系统在实际中应用较少，更多的应用场合需要恒压输出，该方法没有实现负载侧恒压输出，且没有考虑系统效率的优化。

为了提高拾取侧输出电压控制的响应速度同时优化双拾取 DWPT 系统效率，本文提出了一种基于双拾取耦合结构互感估计的控制方法，能够实现在与发射端无通信连接的情况下，保证拾取线圈移动过程中的输出电压恒定同时优化效率。针对 LCC-S 补偿拓扑结构，建立了最优效率下的系统功率输出数学模型，分析了最优效率点与互感以及每个拾取电路等效负载电阻的关系。通过一种互感估计方法，提出了一种双拾取电路控制方法。最后通过实验验证了该动态参数获取控制方法的有效性。

1 线圈结构

1.1 DD 线圈和 BP 线圈结构

目前，在 WPT 系统中常见的发射线圈和拾取线圈的结构为单极型和双极型线圈，如图 1 所示。其中单极型线圈称为 Q 线圈，图 1(a)为其绕制方式。双极型线圈称为 DD 线圈，由两个大小相等绕线方向相反的 Q 线圈连线组成，图 1(b)为其绕制方式。BP 线圈是由两个分开的单极型 Q 线圈通过重叠一部分来实现，根据其重叠距离的不同，可实现两个线圈之间同名端相同即互感为正、同名端相反即互感为负及互感为零的三种状态，图 1(c)为其绕制方式。

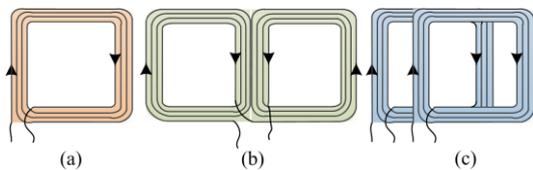


图 1 DD 和 BP 线圈绕制图

Fig. 1 Winding method of DD and BP coil topologies

本文副边拾取线圈采用 BP 线圈，在研究系统恒压输出和效率最优情况下，使副边两个拾取线圈之间解耦，即要设计副边线圈在满足自身自感大小

和原边线圈之间互感大小的条件下，选择合适的尺寸和匝数，在两个线圈达到某个固定的重叠距离时，使副边两个拾取线圈之间互感为零。

通常在两个 Q 线圈绕线方向一致时，随着两个线圈之间重叠距离的变化，互感存在一个过零点，图 2 所示即为两线圈之间互感为零的状态。在图 2(a)中穿入每个线圈的磁通量等于穿出的磁通量，即互感为零的状态；图 2(b)为两线圈之间偏移距离发生变化时互感的变化曲线。

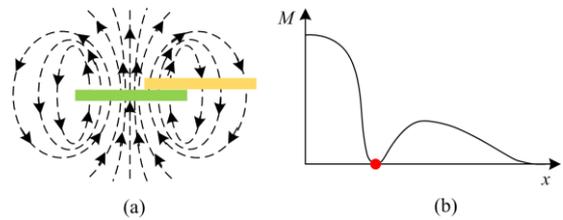


图 2 BP 线圈磁场分布和互感变化图

Fig. 2 BP coil magnetic field distribution and mutual inductance change

1.2 系统耦合结构

电磁耦合结构是 WPT 系统最重要的功率传输环节之一，它决定了整个系统的功率传输特性和效率特性。相对于静态 WPT 系统而言，DWPT 系统在耦合结构方面存在较大的互感波动，从而导致系统输出电压和功率的波动^[21-22]，进而影响系统整体传输效率。因此，优化 DWPT 系统的线圈布局和耦合结构对于解决系统输出不稳定的问题具有重要意义。

考虑到系统副边两个拾取要实现相互解耦，且在实现相同功能的基础上减少耗材成本，本文在 DDQ 结构和 BP 结构中选择 BP 线圈结构^[23]。原边单发射轨道采用 DD 型线圈，其相比单极型线圈具有漏磁少、耦合互感更大的优势^[24]。系统耦合结构模型如图 3 所示，其中发射线圈与两个拾取线圈 1

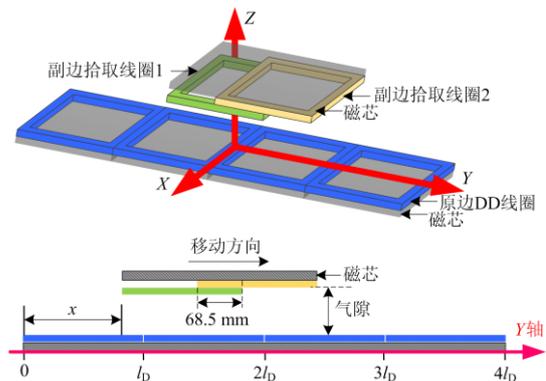


图 3 系统耦合结构图

Fig. 3 Coupling structure of system

和 2 之间的互感分别为 M_1 和 M_2 , 两个拾取线圈之间的互感实测为 $0.32 \mu\text{H}$, 互感接近零即可看作两拾取解耦, 在确定了线圈尺寸和匝数情况下, 两个拾取线圈之间的解耦叠加长度实测为 68.5 mm , 耦合机构参数见表 1。

表 1 耦合结构参数

Table 1 Coupling structure parameters

参数	取值
单个 Q 型线圈边长 l_p/cm	20
原副边线圈利兹线直径 d/mm	2.8
发射线圈匝数 $N_T/\text{匝}$	13
副边拾取线圈 1 匝数 $N_1/\text{匝}$	13
副边拾取线圈 2 匝数 $N_2/\text{匝}$	13
原副边线圈气隙间距 gap/mm	60
副边线圈位移范围 x/cm	[0,40]

根据电磁有限元仿真和实际测量得到系统互感变化曲线如图 4 所示, 选取的实际位移量为拾取线圈沿 Y 轴方向移动 $0\sim 40 \text{ cm}(0\sim 2l_p \text{ cm})$ 。

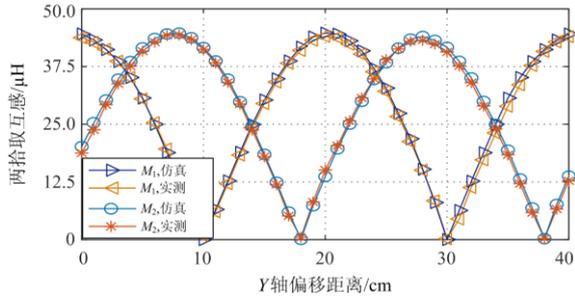


图 4 互感变化曲线

Fig. 4 Fluctuation curves of mutual inductances

为便于研究并考虑到边缘效应, 选取系统位移值 x 为 $17\sim 31 \text{ cm}$ 进行控制方法的验证。两个互感曲线可看作是在正弦余弦函数基础上平移得到, 则存在高低两个不同的互感值交点, 即系统的主从切换点, 其中在位移 24 cm 处两互感相等。

2 DWPT 系统电路结构

2.1 LCC-S 型 DWPT 系统电路拓扑的分析

本文所采用的单发射双拾取 DWPT 系统的电路拓扑结构如图 5 所示。选择 LCC 网络作为原边线圈的谐振补偿拓扑, 可以在发射线圈上得到不随负载变化的恒定电流, 该特性可以在副边拾取移动过程中为其提供稳定的磁场。原边 LCC 网络由谐振电感 L_p 和谐振电容 C_p 、 C_T 以及发射线圈 L_T 组成。副边两个拾取线圈均采用串联电容补偿构成谐振网络, 其中 C_{S1} 、 C_{S2} 分别为 L_{S1} 和 L_{S2} 的补偿电容。

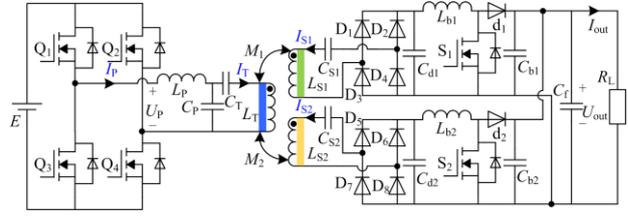


图 5 LCC-S 拓扑 WPT 系统电路图

Fig. 5 Circuit of LCC-S topology WPT system

高频全桥逆变器的交流输出电压和电流分别为 U_P 和 I_P , R_L 为负载电阻。为分析系统效率, 需考虑发射和拾取线圈的内阻, 其中, R_T 、 R_{S1} 和 R_{S2} 为原副边线圈的等效内阻, 由此建立系统的简化基波等效电路如图 6 所示。

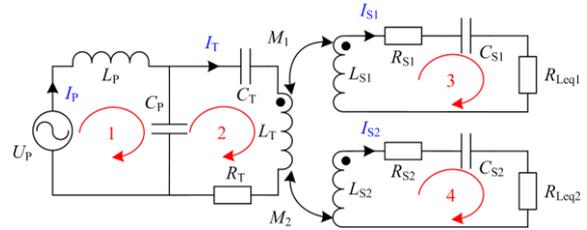


图 6 LCC-S 拓扑 WPT 系统简化电路图

Fig. 6 Simplified circuit of LCC-S topology WPT system

当系统整体保持谐振时, 谐振角频率为 ω , 电路中电感和电容参数配置满足式(1)。

$$\begin{cases} L_p = \frac{1}{\omega^2 C_p}, & L_T = \frac{1}{\omega^2 C_p} + \frac{1}{\omega^2 C_T} \\ L_{S1} = \frac{1}{\omega^2 C_{S1}}, & L_{S2} = \frac{1}{\omega^2 C_{S2}} \end{cases} \quad (1)$$

2.2 系统输出电压和输出功率分析

为简化起见, 该部分忽略原副边线圈的等效串联电阻。利用网孔电流法对解耦后的原副边电路列写 KVL 方程, 其中, 原副边网孔电流的有效值分别为 I_P 、 I_T 、 I_{S1} 和 I_{S2} , 于是可以得到

$$\begin{bmatrix} U_P \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_p & Z_{PT} & 0 & 0 \\ Z_{PT} & Z_T & Z_{M1} & Z_{M2} \\ 0 & Z_{M1} & Z_{S1} & 0 \\ 0 & Z_{M2} & 0 & Z_{S2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_P \\ I_T \\ I_{S1} \\ I_{S2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, 各个网孔的自阻抗和互阻抗分别为

$$\begin{cases} Z_p = j\omega L_p + 1/(j\omega C_p) \\ Z_T = j\omega L_T + 1/(j\omega C_p) + 1/(j\omega C_T) \\ Z_{S1} = j\omega L_{S1} + 1/(j\omega C_{S1}) + R_{Leq1} \\ Z_{S2} = j\omega L_{S2} + 1/(j\omega C_{S2}) + R_{Leq2} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} Z_{PT} = -1/(j\omega C_P) \\ Z_{M1} = -j\omega M_1, Z_{M2} = -j\omega M_2 \end{cases} \quad (4)$$

当原副边电路完全谐振时, 将式(1)、式(3)、式(4)代入式(2)中, 可得到各支路电流如式(5)。

$$\begin{cases} \dot{I}_P = \frac{U_P (R_{Leq1} M_2^2 + R_{Leq2} M_1^2)}{L_P^2 R_{Leq1} R_{Leq2}}, \dot{I}_T = -j \frac{U_P}{\omega L_P} \\ \dot{I}_{S1} = \frac{U_P M_1}{L_P R_{Leq1}} = \frac{\omega M_1}{R_{Leq1}} \dot{I}_T, \dot{I}_{S2} = \frac{U_P M_2}{L_P R_{Leq2}} = \frac{\omega M_2}{R_{Leq2}} \dot{I}_T \end{cases} \quad (5)$$

则易得到整流器输入侧电压 U_{R1} 、 U_{R2} , 设整流器输出电压有效值分别为 U_{RO1} 、 U_{RO2} , Boost 输出电压有效值分别为 U_{O1} 、 U_{O2} , 则易得

$$\begin{cases} U_{O1} = \frac{\pi M_1 I_T \omega}{2\sqrt{2}(1-D_1)} \\ U_{O2} = \frac{\pi M_2 I_T \omega}{2\sqrt{2}(1-D_2)} \end{cases} \quad (6)$$

式中, D_1 、 D_2 分别为两个 Boost 的占空比。假设副边两个交流等效电阻满足式(7), 即

$$\begin{cases} R_{Leq1} = R_{Leq0} \\ R_{Leq2} = \beta g R_{Leq0} \end{cases} \quad (7)$$

由此可得到系统的总输出功率为^[25]

$$P_{out} = \dot{I}_{S1} \dot{I}_{S1}^* R_{Leq1} + \dot{I}_{S2} \dot{I}_{S2}^* R_{Leq2} = \frac{I_T^2 \omega^2 (\beta g M_1^2 + M_2^2)}{\beta g R_{Leq0}} \quad (8)$$

式中, $(\cdot)^*$ 为取共轭运算。根据式(8)可以得到交流等效电阻 R_{Leq0} 关于系统总输出功率的关系式为

$$R_{Leq0} = \frac{I_T^2 \omega^2 (\beta g M_1^2 + M_2^2)}{\beta g P_{out}} \quad (9)$$

令 $\beta_m = R_{S2} / R_{S1}$, 当系统取得最优效率时, 式(9)中的 β 值应满足 $\beta = \beta_m$ ^[25]。

3 控制策略

3.1 动态参数获取方法

系统负载侧输出电压与互感 M_1 、 M_2 及占空比 D_1 、 D_2 有关, 而系统的效率与互感 M_1 、 M_2 及等效电阻比 β 有关。所以寻找交流等效电阻比 β 与占空比 D_1 、 D_2 之间的关系是动态参数获取控制的关键。

现假定电流 I_{S1} 、 I_{S2} 分别为 I_{R1} 、 I_{R2} , I_{RO1} 、 I_{RO2} 和 I_{O1} 、 I_{O2} 分别为整流器和 Boost 输出电流有效值, 由两个拾取的并联关系易得负载侧电流为

$$I_{out} = \frac{2\sqrt{2} I_T \omega (\beta M_1 + M_2 - \beta D_1 M_1 - D_2 M_2)}{\pi \beta R_{Leq0}} \quad (10)$$

直流侧负载电压、电流满足 $I_{out} = U_{out} / R_L$, 结

合式(10)可得 R_{Leq0} 关于等效电阻比 β 的关系式为

$$R_{Leq0} = \frac{2\sqrt{2} R_L I_T \omega (\beta M_1 (1-D_1) + M_2 (1-D_2))}{\pi \beta U_{out}} \quad (11)$$

系统输出总功率等于 U_{out}^2 / R_L , 结合式(9)可得到 R_{Leq0} 关于 β 的另一个关系式为

$$R_{Leq0} = \frac{I_T^2 \omega^2 R_L (\beta g M_1^2 + M_2^2)}{\beta U_{out}^2} \quad (12)$$

联立式(11)和式(12)得到 β 关于 D_1 、 D_2 的关系式为

$$\beta = \frac{M_2 \pi \omega I_T M_2 - 2\sqrt{2} U_{out} (1-D_2)}{M_1 2\sqrt{2} U_{out} (1-D_1) - \pi \omega I_T M_1} \quad (13)$$

假设当前和前一状态互感分别为 M'_1 、 M'_2 和 M_1 、 M_2 , 占空比分别为 D'_1 、 D'_2 和 D_1 、 D_2 。

首先研究使系统负载侧输出电压恒定的方法, 设当前和前一状态输出电压有效值分别为 U'_{out} 、 U_{out} , 则每个状态下保持电压恒定满足如下关系。

$$U_{out} = U'_{out} \quad (14)$$

另外, 根据式(6)可得到 D_1 、 D_2 关于输出电压和互感的关系式, 并结合式(14)可分别得到任意一个拾取控制输出电压恒定的当前状态占空比。

$$\begin{cases} D'_1 = 1 - \frac{M'_1}{M_1} (1-D_1) = 1 - \sqrt{2} \frac{\pi \omega M'_1 I_T}{4U_{O1}} \\ D'_2 = 1 - \frac{M'_2}{M_2} (1-D_2) = 1 - \sqrt{2} \frac{\pi \omega M'_2 I_T}{4U_{O2}} \end{cases} \quad (15)$$

为了在不同状态下更精确地估计互感, 需考虑原副边线圈的等效串联电阻。通过测量 Boost 的输入直流电压得到每个不同状态下对应的互感值。

$$\begin{cases} M_1 = \frac{2\sqrt{2}(R_{Leq1} + R_{S1})}{\pi R_{Leq1} \omega I_T} U_{RO1} \\ M_2 = \frac{2\sqrt{2}(R_{Leq2} + R_{S2})}{\pi R_{Leq2} \omega I_T} U_{RO2} \end{cases} \quad (16)$$

将估计所得互感代入式(15)中, 即可得到保持输出电压恒定的最佳占空比的估计值。

在确定了保持恒压的占空比后, 另一个拾取则负责控制效率最优。通过令式(13)中的 β 为 β_m , 得到系统当前状态下占空比 D'_1 、 D'_2 之间的关系。

$$\frac{R_{S2}}{R_{S1}} = \frac{M'_2 \pi \omega I_T M'_2 - 2\sqrt{2} U'_{out} (1-D'_2)}{M'_1 2\sqrt{2} U'_{out} (1-D'_1) - \pi \omega I_T M'_1} \quad (17)$$

通过实时测量的输出电压值, 结合式(15)中估计出的占空比, 即可得控制效率最优的当前状态占空比。

3.2 控制方法

由于两个拾取传输到负载侧电压有效值大小与 M_1 、 M_2 大小有关, 因此, 将与发射线圈具有较大互感的拾取称为主拾取, 另一个拾取称为从拾取。

图 7 所示为互感估计控制方法框图, 其与传统 PI 闭环控制方法的区别主要在于控制器对被测量和被控量的处理方法。如①所示处理方法即传统 PI 控制, 将实时测量值和给定值的偏差通过线性组合的方式来获得控制量, 进而对被控对象进行控制, 实际中通过对 PI 控制器参数进行调整实现控制目标, 但从开始产生偏差到 PI 控制结束往往需循环控制多次, 即暂态过程较长。而②所示处理方法即互感估计控制, 对实时读入的数据只需运算一次即能实现控制目标, 在控制速度上有相对优势。

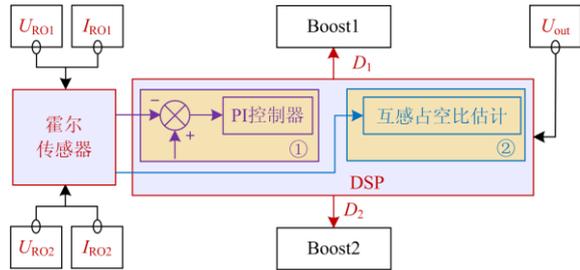


图 7 互感估计控制框图

Fig. 7 Control block of the mutual inductance estimation

通过互感估计得到的当前状态下的互感若满足 $M'_1 > M'_2$, 则拾取 1 为主拾取且由 D'_1 控制系统输出电压恒定, 则根据式(15)可得当前状态下主拾取控制恒压的占空比为

$$D'_1 = 1 - \frac{\sqrt{2\pi\omega M'_1 I_T}}{4U_{O1}} \quad (18)$$

进而利用当前状态下系统的输出电压满足 $U'_{out} = U'_{O1}$, 代入式(17)并且将 D'_1 的估计值代入可得当前状态下从拾取的控制占空比为

$$D'_2 = 1 + \frac{\sqrt{2\pi\omega I_T} \left(R_{S2} (M'_1)^2 (U'_{O1} - U_{O1}) - R_{S1} (M'_2)^2 U_{O1} \right)}{4R_{S1} U_{O1} U'_{O1} M'_2} \quad (19)$$

当互感估计得到的当前状态下的互感满足 $M'_1 < M'_2$, 则拾取 2 为主拾取且由 D'_2 控制系统输出电压恒定, 根据式(15)可得当前状态下主拾取控制恒压的占空比为

$$D'_2 = 1 - \frac{\sqrt{2\pi\omega M'_2 I_T}}{4U_{O2}} \quad (20)$$

同理, 利用 $U'_{out} = U'_{O2}$ 代入式(17), 并且将 D'_2 的

估计值代入得当前状态下从拾取的控制占空比为

$$D'_1 = 1 + \frac{\sqrt{2\pi\omega I_T} \left(R_{S1} (M'_2)^2 (U'_{O2} - U_{O2}) - R_{S2} (M'_1)^2 U_{O2} \right)}{4R_{S2} U_{O2} U'_{O2} M'_1} \quad (21)$$

因此系统的控制流程如图 8 所示。

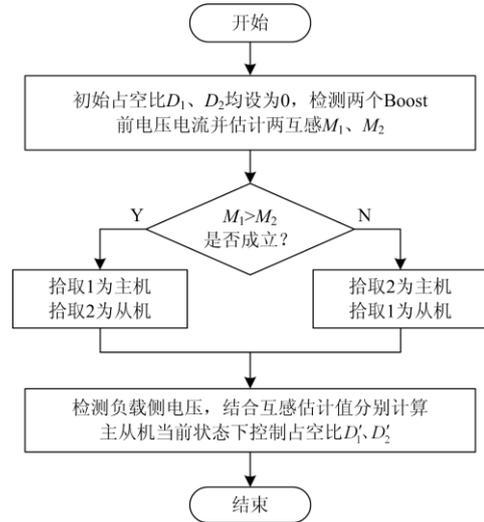


图 8 系统控制流程图

Fig. 8 Flow chart of control

由于所提出的动态参数获取的控制方法与耦合机构互感有直接关系, 在第 1 节互感曲线中选取位移距离 x 的取值为 17~31 cm, 设定系统输出恒压为 98 V, 两个拾取恒压后上下波动 0.4 V, 参考表 2 中实测的电路参数, 根据式(18)一式(21)可分别绘制出控制系统恒压和效率最优的占空比曲线, 如图 9 所示。图中 D_{11} 、 D_{22} 分别表示当前状态下控制电压恒定和效率最优的占空比。

根据互感曲线和理论计算得到, 在位移距离为 17~19 cm、29~31 cm 处保持系统效率最优的占空比为零, 即从机被切除。

表 2 LCC-S 拓扑电路参数

Table 2 Circuit parameters of LCC-S topology

参数	取值
系统逆变频率 f/kHz	85
直流输入电压 E/V	160
负载侧输出电压 U_{out}/V	98
实测原边发射线圈电流 I_T/A	3.56
拾取 1 恒压值 U_{O1}/V	98.4
拾取 2 恒压值 U_{O2}/V	97.6
拾取 1 线圈等效串联电阻 R_{S1}/Ω	0.089
拾取 2 线圈等效串联电阻 R_{S2}/Ω	0.096

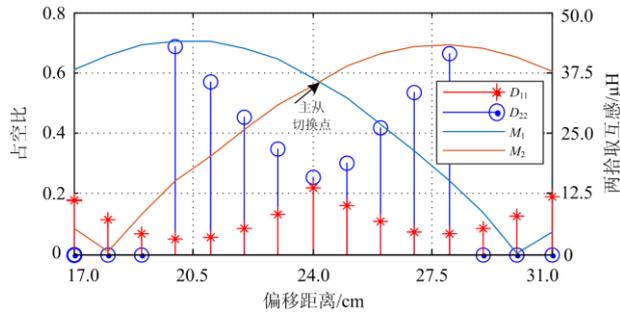


图 9 不同状态下占空比

Fig. 9 Duty cycle in different states

4 实验验证

通过采用表 2、表 3 提供的电路参数，结合图 5 所示的结构图搭建实验平台，图 10 为系统的实验装置。原副边控制芯片采用 TMS320F28335 数字信号处理器。系统功率和效率通过功率分析仪 HIOKI PW6001 进行测量，用示波器 Agilent DSO-X 3034A 对实验波形进行记录。

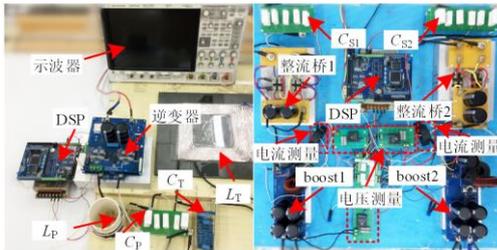


图 10 实验装置图

Fig. 10 Experimental setup

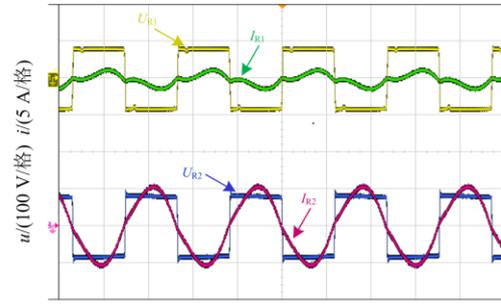
表 3 系统实验电路参数

Table 3 Configuration of DWPT system

参数	取值
Boost 开关频率 f_s /kHz	10
原边谐振电感 L_p /μH	69.62
原边谐振电容 C_p /nF	50.54
原边补偿电容 C_T /nF	11.39
原边发射线圈电感 L_T /μH	376
原边发射线圈等效串联电阻 R_T /Ω	0.386
副边拾取 1 线圈电感 L_{S1} /μH	81.2
副边拾取 1 谐振补偿电容 C_{S1} /nF	43.47
副边拾取 2 线圈电感 L_{S2} /μH	86.3
副边拾取 2 谐振补偿电容 C_{S2} /nF	40.03

改变拾取移动位置，记录整流器输入电压 U_{R1} 、 U_{R2} 和输入电流 I_{R1} 、 I_{R2} 的稳态波形，如图 11(a)所示。系统的位移量 x 为 26 cm，根据所提出的控制方法，整流器输入电流随电压变化以控制输出，并且其相位也对应发生变化。

设定电子负载的大小分别为 20 Ω、25 Ω、30 Ω，当副边拾取在位移距离 17~31 cm 时记录不同负载下的效率最高位置读数，如图 11(b)~图 11(d)所示。从上述分析可知，通过调节副边两个交流等效电阻可改变系统整体效率，因此在相同位移范围内， $R_L=25\ \Omega$ 时效率最高位置处的读数最大， $R_L=30\ \Omega$ 时的最高效率最小。



(a) $x = 26\ \text{cm}$

U_{d01}	159.877 V	U_{d01}	159.907 V	U_{d01}	159.925 V
I_{d01}	3.25388 A	I_{d01}	2.62843 A	I_{d01}	2.25736 A
P_1	0.52022 kW	P_1	0.42030 kW	P_1	0.36100 kW
U_{d02}	98.747 V	U_{d02}	99.185 V	U_{d02}	100.593 V
I_{d02}	4.90664 A	I_{d02}	3.94856 A	I_{d02}	3.33983 A
P_2	484.518 W	P_2	391.636 W	P_2	335.964 W
η_1	93.138 %	η_1	93.180 %	η_1	93.064 %
L_{opt1}	0.03570 kW	L_{opt1}	0.02867 kW	L_{opt1}	0.02504 kW

(b) $R_L = 20\ \Omega$

(c) $R_L = 25\ \Omega$

(d) $R_L = 30\ \Omega$

图 11 示波器波形与功率分析仪示数

Fig. 11 Oscilloscope waveform and power analyzer indication

改变负载电阻大小做对比实验，电子负载的大小分别设定为 20 Ω、25 Ω、30 Ω，在三个不同负载电阻下分别对负载电压、输出功率数据进行采集，采集的 Y 轴位移范围 x 为 17~31 cm，采集点步长取 1 cm，系统负载电压和输出功率随位移变化的曲线如图 12 所示，可以看出在改变负载电阻大小和拾取移动的过程中，负载侧输出电压的瞬态响应基本都维持在 98 V 左右。

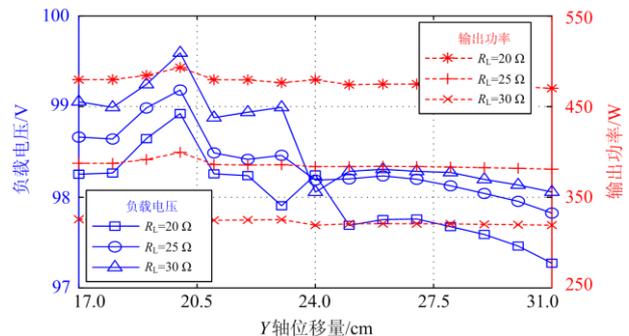


图 12 负载电压和输出功率变化曲线图

Fig. 12 Curves of load voltage and output power

$R_L=20\ \Omega$ 时, 负载电压变化范围为[97.273 V, 98.924 V], 平均值为 97.996 V, 上下波动率分别为 0.947% 和 0.738%。 $R_L=25\ \Omega$ 时, 负载电压变化范围为[97.826 V, 99.183 V], 平均值为 98.375 V, 上下波动率分别为 0.821% 和 0.558%。 $R_L=30\ \Omega$ 时, 负载电压变化范围为[98.057 V, 99.593 V], 平均值为 98.619 V, 上下波动率分别为 0.988% 和 0.57%。

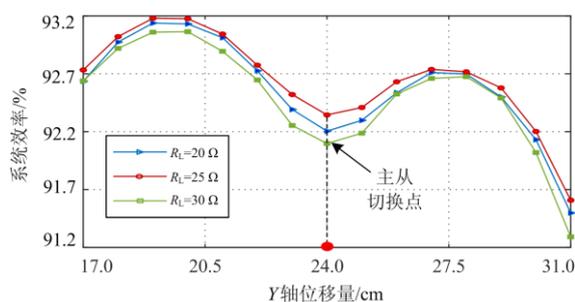


图 13 系统总体效率对比曲线

Fig. 13 Comparison curves of system overall efficiency

控制负载电压恒定在 98 V 的同时, 通过改变负载电阻的大小来对比交流等效电阻不同时的系统效率, 以验证所提出方法的优化效果, 测得的效率曲线如图 13 所示。其中位移 x 为 17~19 cm、29~31 cm 处从机被切除。

5 结论

本文是基于 LCC-S 拓扑的双拾取 DWPT 系统, 在传统闭环控制的基础上, 将系统中实时采集的变量用于动态参数估计, 提出了一种能够提高系统控制速度并保证电压稳定和系统效率的控制方法。通过理论分析与实验验证, 得到了以下结论。

1) 所提出的控制方法相比于传统闭环控制方法, 能在一定程度上提高系统控制速度, 并且负载电压的瞬态响应在拾取的快速移动下仍能保持在 98 V 左右。

2) 引入副边两拾取与原边之间两个互感的估计方法, 通过建立交流等效电阻比 β 与两个控制占空比 D_1 、 D_2 的关系来实现控制负载电压和系统效率占空比的估计, 该互感估计的控制方法不需要在原副边之间建立复杂的通信连接。

3) 通过本文提出的控制方法, 使系统具有良好的动态恒压输出效果, 平均输出电压 98 V, 波动率控制在 $\pm 0.988\%$ 以内。此外, 在控制负载电压恒定的同时, 系统整体效率在不同位置处不能一直保持最优, 在主从切换点附近系统效率较低, 因此本文对系统效率也采用所提出的控制方法, 测得的系统整体效率最高达 93.18%。

参考文献

- [1] 麦瑞坤, 马林森. 基于双拾取线圈的感应电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(19): 5192-5199.
MAI Ruikun, MA Linsen. Research on inductive power transfer systems with dual pick-up coils[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(19): 5192-5199.
- [2] AHN D, HONG S. Wireless power transmission with self-regulated output voltage for biomedical implant[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(5): 2225-2235.
- [3] ZHANG W, WONG S, K. TSE C, et al. Design for efficiency optimization and voltage controllability of series-series compensated inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(1): 191-200.
- [4] LI Y, MAI R, LU L, et al. Harmonic elimination and power regulation based five-level inverter for supplying IPT systems[C] // 2015 IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power (2015 WoW), June 5-6, 2015, Daejeon, South Korea: 1-4.
- [5] PATIL D, MCDONOUGH M K, MILLER J M, et al. Wireless power transfer for vehicular applications: overview and challenges[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(1): 30-37.
- [6] 张忠会, 胡国宝, 李瑞欣. 考虑电动汽车接入的分布式电源出力优化[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(6): 120-127.
ZHANG Zhonghui, HU Guobao, LI Ruixin. Optimization of distributed power supply considering electric vehicle access[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(6): 120-127.
- [7] 王鑫, 周步祥, 唐浩. 考虑用户因素的电动汽车有序充放电控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(4): 129-137.
WANG Xin, ZHOU Buxiang, TANG Hao. Orderly charge and discharge control strategy of electric vehicle considering user factors[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(4): 129-137.
- [8] 朱小鹏, 卫志农, 颜全椿, 等. 基于虚拟惯性自适应算法的电动汽车控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2019, 47(22): 134-141.
ZHU Xiaopeng, WEI Zhinong, YAN Quanchun, et al. Control strategy of electric vehicle based on virtual inertia adaptive algorithm[J]. Power System Protection

- and Control, 2019, 47(22): 134-141.
- [9] JEONG S Y, PARK J H, HONG G P, et al. Autotuning control system by variation of self-inductance for dynamic wireless EV charging with small air gap[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5165-5174.
- [10] LI H, LIU Y, ZHOU K, et al. Uniform power IPT system with three-phase transmitter and bipolar receiver for dynamic charging[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(3): 2013-2017.
- [11] AZAD A N, ECHOLS A, KULYUKIN V A, et al. Analysis, optimization, and demonstration of a vehicular detection system intended for dynamic wireless charging applications[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2019, 5(1): 147-161.
- [12] ZHANG Z, PANG H, LEE C H T, et al. Comparative analysis and optimization of dynamic charging coils for roadway-powered electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2017, 53(11).
- [13] PARK C, LEE S, Y. JEONG S, et al. Uniform power I-type inductive power transfer system with DQ-power supply rails for on-line electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6446-6455.
- [14] NAGENDRA G R, CHEN L, COVIC G A, et al. Detection of EVs on IPT highways[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2014, 2(3): 584-597.
- [15] COVIC G A, BOYS J T. Modern trends in inductive power transfer for transportation applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2013, 1(1): 28-41.
- [16] BUDHIA M, T. BOYS J, A. COVIC G, et al. Development of a single-sided flux magnetic coupler for electric vehicle IPT charging systems[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 318-328.
- [17] 赵争鸣, 张艺明, 陈凯楠. 磁耦合谐振式无线电能传输技术新进展[J]. 中国电机工程学报, 2013, 33(3): 1-13.
ZHAO Zhengming, ZHANG Yiming, CHEN Kainan. New progress of magnetically-coupled resonant wireless power transfer technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(3): 1-13.
- [18] LU F, ZHANG H, HOFMANN H, et al. A dynamic charging system with reduced output power pulsation for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6580-6590.
- [19] LIU Y, MAI R, LIU D, et al. Efficiency optimization for wireless dynamic charging system with overlapped DD coil arrays[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(4): 2832-2846.
- [20] HUANG Y, LIU C, ZHOU Y, et al. Power allocation for dynamic dual-pickup wireless charging system of electric vehicle[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2019, 55(7).
- [21] MILLER J M, JONES P T, LI J M, et al. ORNL experience and challenges facing dynamic wireless power charging of EV's[J]. IEEE Circuits and Systems Magazine, 2015, 15(2): 40-53.
- [22] KAMINENI A, NEATH M J, ZAHEER A, et al. Interoperable EV detection for dynamic wireless charging with existing hardware and free resonance[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2017, 3(2): 370-379.
- [23] KIM J, LEE B, LEE J, et al. Development of 1-MW inductive power transfer system for a high-speed train[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(10): 6242-6250.
- [24] 刘登伟, 周坤卓, 刘野然, 等. 基于双拾取结构的恒功率输出动态无线电能传输系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(13): 3899-3907.
LIU Dengwei, ZHOU Kunzhuo, LIU Yeran, et al. Research on constant output power based on double pick-up in dynamic wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(13): 3899-3907.
- [25] LIU Y, MAI R, LIU D, et al. Optimal load ratio control for dual-receiver dynamic wireless power transfer maintaining stable output voltage[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(10): 2669-2677.

收稿日期: 2019-12-11; 修回日期: 2020-02-08

作者简介:

李冲(1995—), 女, 硕士研究生, 研究方向为无线电能传输技术; E-mail: 1643398256@qq.com

周坤卓(1994—), 男, 硕士研究生, 研究方向为无线电能传输技术; E-mail: 1454106822@qq.com

石章海(1981—), 男, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为无线电能传输技术、直流开关变换器、并网逆变器。E-mail: shizhanghai@163.com

(编辑 许威)