

基于变结构补偿网络的 WPT 恒流/恒压充电系统

王德玉, 秘锡鸿, 傅超伟, 胡挺, 赵清林

(燕山大学电气工程学院, 河北 秦皇岛 066004)

摘要: 针对电动汽车充电无线电能传输(WPT)系统的网络补偿技术,研究了一种LCC-LCC/S型变结构补偿网络。通过开关控制,能够将松耦合变压器的原/副边补偿网络由恒流源-恒流源特性,切换为恒流源-恒压源特性,从而实现变化负载工况下的恒流或恒压输出,用以满足动力电池的充电需求。针对变结构切换过程中硬开关能量冲击导致的高电压应力问题,本文提出了根据电流极性切换开关的控制策略,进一步优化了开关切换时序,实现模式切换的平滑过渡。最后搭建一个1 kW等级的实验样机,输入为400 V稳压源、输出为模拟电池假负载;利用定宽定频控制实现了10 A恒流输出及105 V恒压输出,在负载变化扰动下的稳态输出波动较小,且实现了逆变器的零电压开通。通过模式切换暂态冲击实验验证了本文所提方案的合理性。

关键词: 电动汽车充电; WPT; LCC-LCC/S变结构补偿网络; 恒流-恒压; 控制策略

DOI: 10.12067/ATEEE2105063

文章编号: 1003-3076(2022)04-0009-07

中图分类号: TM724

1 引言

随着国家十四五规划的提出,新能源汽车将迎来长足的发展^[1-4]。无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)技术应用于电动车辆充电不仅可以避免传统接触式充电因用电设备反复插拔摩擦造成的磨损、电火花以及输电线路老化带来的安全隐患^[5],还可以和自动驾驶技术相结合,进一步提高汽车系统的智能化以及自动化程度。目前,动力电池的性能是限制电动车辆推广的重要因素。电池的充电需求包括充电方式、充电结束电压、充电电流等。由于电池在充电过程中电压变化范围较大,电池等效电阻不断增大,因此宜采用先恒流再恒压的充电方式^[6-8],并尽量减少电流、电压波动。目前关于WPT系统恒流/恒压输出的研究大致分为两类:第一类采用闭环控制,通过改变直流母线电压^[9]、逆变器移相角^[10]或补偿电感值^[11]来实现输出电流或电压恒定。这类方法都需要辅以实时的无线通信环节,根据误差信息和控制算法来调节被控量,增加了控制复杂程度。并且由于存在时延及通信可靠性问题,不适用于高频工作的WPT系统^[12];第二类是

利用补偿网络的自身特性,通过改变补偿网络的结构或参数、调整工作频率点来实现系统的恒流或恒压输出。文献[13]采用双边LCC拓扑,通过在较窄的频率变化范围内调频,实现了恒流/恒压输出,但该方法未能在充电的全过程中维持零相位角(Zero Phase Angle, ZPA)状态,导致系统在恒压充电过程中无功损耗较多。文献[14]提出两种混合拓扑(S/P-S和S/P-P)用于电池恒流/恒压充电,但都需辅以三组切换开关来改变拓扑结构,提高了成本和控制复杂性。文献[15,16]分别改进了发射端补偿网络的参数或结构,达到优化系统输出特性的目的,但都需要配备无线通信环节。为了避免对实时通信的依赖,文献[17]提出一种接收端变结构的F-F/T复合拓扑网络,来满足电池恒流/恒压充电需求,然而该方法所用无源元件和辅助开关数量较多。文献[18]通过在接收端调整补偿参数来减少辅助开关的数量,但由于未能实现ZPA特性,系统无功损耗降低了整体效率。上述变结构控制,通常是利用辅助开关完成补偿结构或参数的改变,需要特别注意模式硬切换引起的能量冲击可能会造成功率器件的烧毁。文献[15-18]均未给出这一方面的进一步说

收稿日期: 2021-05-28

基金项目: 河北省教育厅高等学校科技计划重点项目(ZD2021101)

作者简介: 王德玉(1979-),男,黑龙江籍,副教授,博士,研究方向为无线电能传输及电力电子功率变换;秘锡鸿(1997-),男,河北籍,硕士研究生,研究方向为无线电能传输。

明,而文献[19]针对这一典型问题分别提出了软件和硬件保护措施,但软件保护措施需要无线通信环节且增加了停机工序。而硬件保护措施则需要额外的开关和泄能电阻,增加了系统成本。

综上所述,变结构控制在实现恒流/恒压输出特性的同时,应尽量减少辅助开关的数量和切换暂态冲击引起的电应力,并最大程度降低系统无功损耗,这是目前该项技术面临的挑战。本文在双边LCC补偿网络基础上,研究一种接收端网络变结构拓扑,通过附加一个补偿电容和两组双向开关,实现不同补偿结构配置,从而在改变系统输出特性的同时,减少无功损耗。该工作简化了系统结构和控制难度,使系统摆脱了对通信的依赖。所设计的切换开关控制策略能够避免暂态冲击,提高了系统运行可靠性,对推动WPT用于电动车辆动力电池的充电具有积极意义。

2 WPT变结构补偿原理分析

图1为本文提出的WPT系统LCC-LCC/S变结构补偿网络原理图。其中, U_{in} 为输入直流源; u_o 和 i_o 分别为动力电池等效负载电阻 R_o 端电压和电流; C_o 为输出滤波电容; u_{AB} 为 $Q_1 \sim Q_4$ 逆变桥产生的高频方波电压; i_p 和 i_s 分别为发射和接收线圈电流; $VD_1 \sim VD_4$ 构成整流电路,其输入电压为 u_{ab} ; i_{L1} 和 i_{L2} 分别为发射端串联补偿电感 L_1 和接收端串联补偿电感 L_2 的电流; i_{C2} 为接收端并联补偿电容 C_2 的电流; L_p 为发射线圈自感; L_s 为接收线圈自感; M 为松耦合变压器的互感; C_1 和 C_p 分别为发射端并联和串联补偿电容; C_{s1} 和 C_{s2} 分别为接收端串联补偿电容。

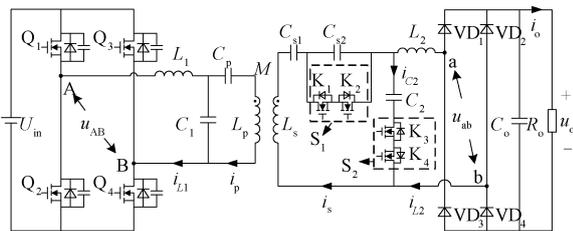


图1 LCC-LCC/S型变结构补偿WPT系统

Fig.1 LCC-LCC/S configurable compensation based WPT system

在图1所示的补偿网络中,由 L_1 、 C_1 和 C_p 构成了发射端的“LCC”补偿结构。在接收端,作为模式切换控制开关, S_1 由MOS管 K_1 、 K_2 反向串联构成, S_2 由MOS管 K_3 、 K_4 反向串联构成。当 S_1 、 S_2 均闭合时,由 L_2 、 C_2 和 C_{s1} 构成“LCC”,此时的发射-接收补偿网络可等效为LCC-LCC结构。当 S_1 、 S_2 均断开

时, L_2 、 C_{s1} 、 C_{s2} 形成串联(S)结构,使补偿网络变为LCC-S结构。通过控制开关 S_1 、 S_2 的通断,可使WPT实现恒流输出与恒压输出模式的切换。

2.1 LCC-LCC补偿网络原理分析

LCC-LCC补偿网络等效电路如图2所示,其中, R 为负载 R_o 的交流等效值; \dot{U}_{AB} 为逆变器输出电压的基波分量; \dot{i}_{L1} 为发射端串联补偿电感的交流电流; \dot{i}_p 为发射线圈的交流电流; \dot{i}_s 为接收线圈的交流电流; \dot{i}_{L2} 为接收端串联补偿电感的交流电流; \dot{U}_{ab} 为交流负载 R 的交流电压。

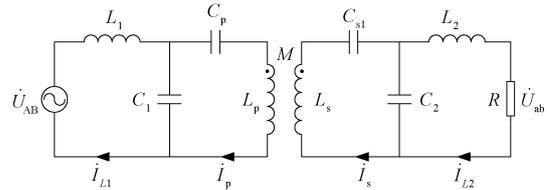


图2 LCC-LCC补偿网络等效电路

Fig.2 LCC-LCC equivalent compensation network

逆变器采用 180° 控制方式,并将其工作频率 f 对应的角频率 $\omega = 2\pi f$ 设定在LCC-LCC网络的固有谐振角频率 ω_s 处,即 $\omega = \omega_s$, ω_s 为:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{(L_p - L_1) C_p}} = \frac{1}{\sqrt{(L_s - L_2) C_{s1}}} \quad (1)$$

工作在谐振状态下的接收端输入阻抗 Z_s 可表示为:

$$Z_s = j\omega_s L_s + \frac{1}{j\omega_s C_{s1}} + \left[\frac{1}{j\omega_s C_2} \parallel (j\omega_s L_2 + R) \right] = \frac{\omega_s^2 L_2^2}{R} \quad (2)$$

将接收端折算到发射端的反射阻抗用 Z_r 表示,可得:

$$Z_r = \frac{\omega_s^2 M^2}{Z_s} = \frac{M^2 R}{L_2^2} \quad (3)$$

发射端在谐振频率点处的输入阻抗 Z_{in} 可表示为:

$$Z_{in} = j\omega_s L_1 + \left[\frac{1}{j\omega_s C_1} \parallel \left(j\omega_s L_p + \frac{1}{j\omega_s C_p} + Z_r \right) \right] = \frac{\omega_s^2 L_1^2}{Z_r} = \frac{\omega_s^2 L_1^2 L_2^2}{M^2 R} \quad (4)$$

由式(4)可以看出,该结构下的发射端阻抗呈纯阻性,此时的输入侧保持ZPA特性。发射线圈电流 \dot{i}_p 为:

$$\dot{I}_p = \frac{\dot{U}_{AB}}{j\omega_s L_1} \quad (5)$$

接收端串联补偿电感 L_2 电流 i_{L2} 为:

$$\dot{I}_{L2} = \frac{M\dot{U}_{AB}}{j\omega_s L_1 L_2} \quad (6)$$

假设 \dot{U}_{AB} 与 M 保持不变, 则 \dot{I}_p 、 \dot{I}_{L2} 均与负载无关, 系统呈现恒流源输出特性; 恒定的 \dot{I}_p 使发射端能量传送不受负载变化影响。同时, Z_{in} 呈阻性, 有利于无功环流的减小。

2.2 LCC-S 型补偿网络原理分析

断开 S_1 、 S_2 构成的 LCC-S 补偿网络如图 3 所示。假设接收端补偿网络满足: $[1/(j\omega_s C_{s1})] + [1/(j\omega_s C_{s2})] + j\omega_s L_2 = 1/(j\omega_s C_s)$, 配置 C_s 参数, 使其满足式(7)所示:

$$\omega_s = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (7)$$

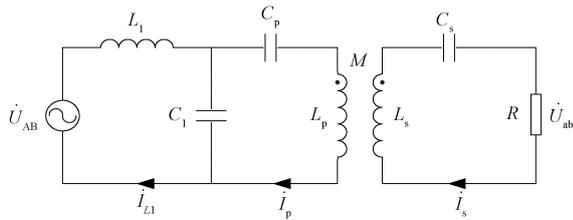


图 3 LCC-S 型补偿网络等效电路

Fig.3 LCC-S equivalent compensation network

则接收端的输入阻抗 Z_s 为:

$$Z_s = j\omega_s L_s + \frac{1}{j\omega_s C_s} + R = R \quad (8)$$

将接收端折算到发射端的反射阻抗用 Z_r 表示为:

$$Z_r = \frac{\omega_s^2 M^2}{Z_s} = \frac{\omega_s^2 M^2}{R} \quad (9)$$

发射端的输入阻抗 Z_{in} 为:

$$Z_{in} = \frac{L_1^2 R}{M^2} \quad (10)$$

与 LCC-LCC 补偿网络相同, LCC-S 补偿网络输入阻抗为阻性, 保持了逆变器的 ZPA 特性。

考虑到处于谐振状态的 LCC 网络具有恒流输出特性, 因此发射端的线圈电流与式(5)相同, 将其代入, 得到接收线圈电流 \dot{I}_s 为:

$$\dot{I}_s = \frac{j\omega_s M \dot{I}_p}{Z_s} = \frac{M \dot{U}_{AB}}{L_1 R} \quad (11)$$

此时, 可求得交流负载 R 上电压 \dot{U}_{ab} 为:

$$\dot{U}_{ab} = \frac{M \dot{U}_{AB}}{L_1} \quad (12)$$

同样地, 假设 \dot{U}_{AB} 和 M 保持不变, 则 LCC-S 补偿模式下的输出电压不受负载阻抗变化影响, 系统呈恒压源特性; Z_{in} 呈纯阻性, 有利于减小无功, 同时也有利于实现功率管的零电压开通 (Zero Voltage Switch, ZVS)。

综上, LCC-LCC/S 型变结构补偿网络, 仅需定宽定频控制即可实现系统的恒流-恒压输出, 不依赖于反馈量, 避免了对无线通信的依赖。

2.3 模式切换控制策略

在 WPT 系统实现恒流-恒压模式切换的暂态过程中, 假设构成 S_1 的 K_1 、 K_2 和构成 S_2 的 K_3 、 K_4 分别采用相同的控制逻辑, 则直接关断 S_1 , 电流可以流过 C_{s2} 并联支路, 由于该电容对电压的钳位作用, S_1 基本不受冲击。不同的是, 若 S_2 采用硬关断, 将造成接收端电感 L_2 上的电流突变 (强行使 i_s 和 i_{L2} 变为同一相位), 产生的电压应力会威胁 S_2 工作安全。图 4 给出了在关断过程中, K_3 、 K_4 的驱动电压 u_{K3} 、 u_{K4} 及接收线圈电流 i_s 、电感 L_2 电流 i_{L2} 、电容 C_2 电流 i_{C2} 的仿真波形。

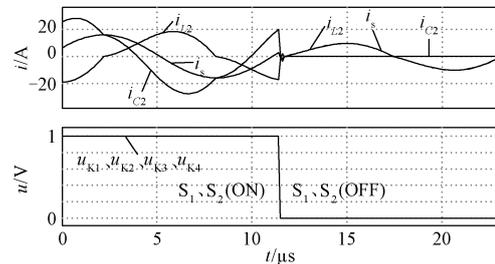


图 4 S_2 硬关断的暂态仿真波形

Fig.4 Simulated waveforms under hard switching of S_2

针对 S_2 关断问题, 本文设计了一种开关切换时序优化控制策略, 其仿真波形如图 5 所示。通过检测 S_2 上电流流向, 在谐振电流正向流经 S_2 ($i_{C2} > 0$) 的过程中关断 K_3 , K_4 体二极管导通, 使 S_2 变成单向可控开关; 再经过半个谐振周期的延迟, 当 S_2 电流谐振至反向 ($i_{C2} < 0$) 时, 已被 K_4 反向截止, 此刻关断 K_3 , 则 S_2 彻底关断, 迫使 C_2 退出网络, 使 i_s 同 i_{L2} 形成同一环路, 即可实现模式的平滑过渡。

3 实验

为了验证控制策略的正确性, 本文针对电动车辆用 96 V/100 A·h 大功率锂电池进行储能实验, 搭建 1 kW 实验平台, 利用功率电阻模拟蓄电池充电

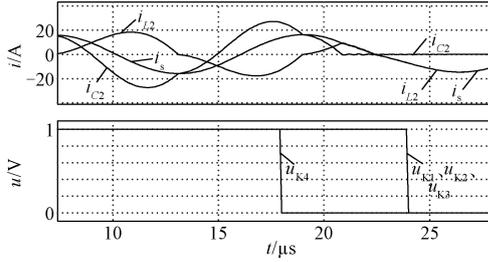


图5 时序切换仿真波形

Fig.5 Simulated waveforms under proposed switching order

任务。充电过程设定为:首先起动恒流充电;在电压达到阈值 105 V 后,通过模式切换转为恒压充电。其恒压阶段标称电压 96 V(实验中输出电压变化范围取为 38~107 V),恒流阶段快充电流容量 10 A。实验过程中,逆变器始终工作在 $f=85\text{ kHz}$ 的开环控制下,样机主要参数见表 1。

表 1 主要实验参数

Tab.1 Key experimental parameters

参数	数值	参数	数值
U_{in}/V	400	C_p/nF	330
f/kHz	85	C_{s1}/nF	90
$L_p/\mu H$	48	C_{s2}/nF	115
$L_l/\mu H$	55	C_1/nF	94
$L_1/\mu H$	37.2	C_2/nF	230
$L_2/\mu H$	15.24	R_o/Ω	3.5~35

图 6~图 9 给出了恒流充电模式下的开关 Q_2 驱动电压 u_{gs} 、漏源电压 u_{ds} 、补偿网络输入电流 i_{l1} 、发射线圈电流 i_p 、接收线圈电流 i_s 、接收端桥臂中点电压 u_{ab} 、整流桥输入电流 i_{l2} 的波形。当负载 R_o 在 $3.5\sim 10\ \Omega$ 范围内变化时,充电电流在 $10.9\sim 10.5\text{ A}$ 范围内基本保持恒定。由于方波中含有基波外的谐波,逆变电流滞后 u_{AB} 电压,有利于逆变器实现 ZVS。

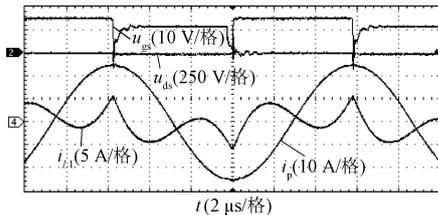


图 6 恒流模式下的发射端主要实验波形 ($R_o = 3.5\ \Omega$)

Fig.6 Key experimental waveforms of transmitter-side in constant current output mode with $R_o = 3.5\ \Omega$

图 10 和图 11 所示为基于 LCC-S 补偿的恒压模式下逆变器输出电压 u_{AB} 、补偿网络输入电流 i_{l1} 、整流桥中点电压 u_{ab} 、接收线圈电流 i_s 的波形。图 10 中负载 $R_o = 10\ \Omega$, 输出电压为 104.3 V; 图 11 中负

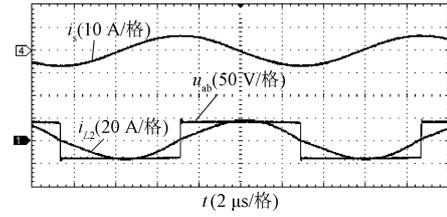


图 7 恒流模式下的接收端主要实验波形 ($R_o = 3.5\ \Omega$)

Fig.7 Key experimental waveforms of receiver-side in constant current output mode with $R_o = 3.5\ \Omega$

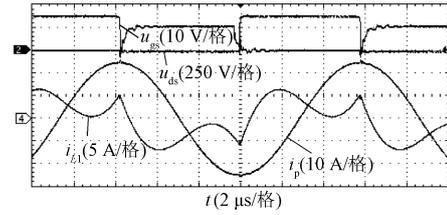


图 8 恒流模式下的发射端主要实验波形 ($R_o = 10\ \Omega$)

Fig.8 Key experimental waveforms of transmitter-side in constant current output mode with $R_o = 10\ \Omega$

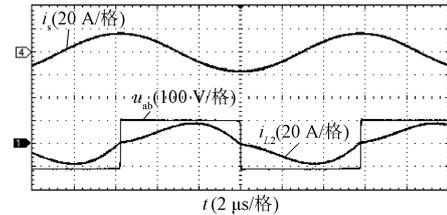


图 9 恒流模式下的接收端主要实验波形 ($R_o = 10\ \Omega$)

Fig.9 Key experimental waveforms of receiver-side in constant current output mode with $R_o = 10\ \Omega$

载电阻 $R_o = 34.2\ \Omega$, 输出电压增大到 107.2 V, 基本可认定在该阶段内的电压在负载扰动作用下能够保持恒定。同样地, 逆变器实现了 ZVS。

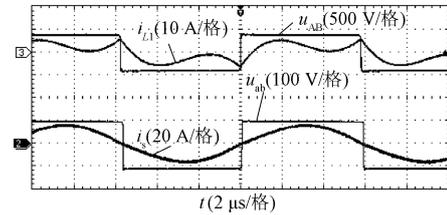


图 10 恒压模式下的主要实验波形 ($R_o = 10\ \Omega$)

Fig.10 Key experimental waveforms in constant voltage output mode with $R_o = 10\ \Omega$

图 12、图 13 和图 14 所示为负载阻抗 $R_o = 10\ \Omega$ 时, 系统从恒流切换到恒压阶段过程中, 双向开关的驱动电压 u_{k3} 与 u_{k4} 、 S_2 导通电流 i_{c2} 、发射线圈电流 i_p 、接收线圈电流 i_s 、输出电压 u_o 、输出电流 i_o 的波

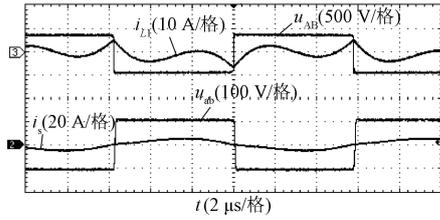


图 11 恒压模式下的主要实验波形 ($R_o = 34.2 \Omega$)

Fig.11 Key experimental waveforms in constant voltage output mode with $R_o = 34.2 \Omega$

形。由图 14 可见, 切换过程中, 开关动作所引起的电池电压振荡较小, 验证了本文提出开关时序控制策略的可行性, 表明 WPT 系统可以从恒流模式平滑切换到恒压模式。

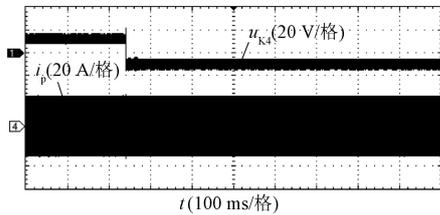


图 12 模式切换暂态过程中 i_p 和 u_{K4} 波形

Fig.12 Experimental waveforms of i_p and u_{K4} during mode switching transient process

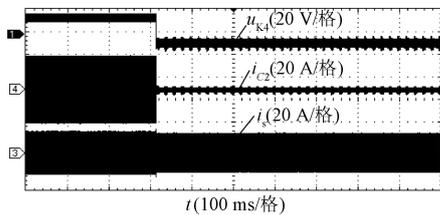


图 13 模式切换暂态过程中 i_s 、 i_{C2} 和 u_{K4} 波形

Fig.13 Experimental waveforms of i_s , i_{C2} and u_{K4} during mode switching transient process

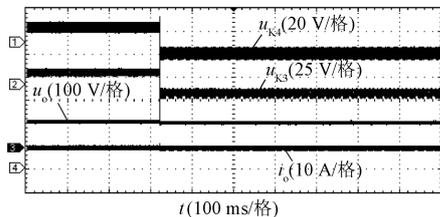


图 14 模式切换暂态过程中的 u_o 、 i_o 、 u_{K3} 和 u_{K4} 波形

Fig.14 Experimental waveforms of u_o , i_o , u_{K3} and u_{K4} during mode switching transient process

图 15 为开环控制条件下, 变化 R_o 对系统输出电流、电压的影响曲线。考虑到有源器件管压降和线圈涡流损耗的变化, 实验中输出电压、电流与理论

设定存在一定偏差。恒流阶段, 随着充电电压的升高, 输出功率逐渐增大, 并最终在到达 u_o 的阈值 105 V 时提供额定 1.1 kW, 测得的稳态电流波动率小于 3.7%; 进入恒压阶段, 负载从最大功率 1 086 W 降至 336 W, 相应的稳态电压变化率小于 2.7%。

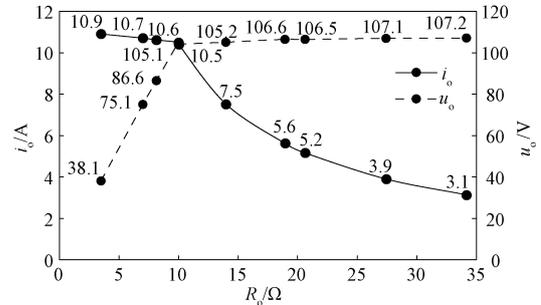


图 15 负载变化对输出电流和输出电压的影响

Fig.15 System output current and voltage curve under different loads

图 16 为负载扰动对系统效率的影响曲线。恒流阶段下系统最高效率 η 为 87%; 在恒压阶段, 随着 R_o 的增加, 输出功率逐渐降低。因此, 在额定 1.1 kW 条件下, 输出电压为 105 V 时, 对应有系统效率最高值 89.6%。考虑到恒压阶段的双向开关 S_1 、 S_2 均处于关断状态, 无导通损耗, 因此该阶段的效率相比恒流阶段有所提高。

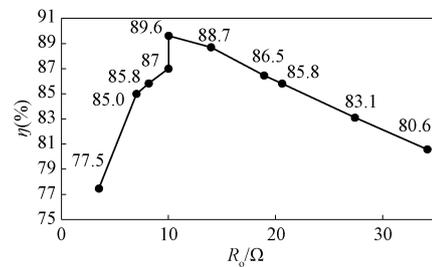


图 16 不同负载下系统效率曲线

Fig.16 System efficiency curve under different loads

4 结论

本文针对电动车辆动力电池充电用 WPT 系统的一种 LCC-LCC/S 型变结构补偿网络及其模式切换策略进行了分析与设计, 通过优化开关切换时序, 避免了能量冲击对器件工作可靠性的影响。建立了一台功率等级为 1 kW 的实验样机, 通过实验验证可得: 在负载大范围变化的恒流充电阶段, 系统输出电流波动仅为 3.67%, 最高传输效率为 87%; 在恒压充电阶段, 输出电压波动仅为 2.7%, 最高能量传输效率为 89.6%。整个过程中电阻的变化范围为

3.5~35 Ω ,利用开环控制基本实现了恒流-恒压输出,与理论分析相吻合。此外,在双向开关切换过程中,系统的暂态振荡小,无明显冲击。本系统只考虑了恒流到恒压模式的切换,后续工作还将研究恒流、恒压两种模式的自由切换。

参考文献 (References):

- [1] Zhao Q L, Liu W, Wang D Y, et al. Hybrid full-bridge converter with wide output voltage for high-power applications [J]. IET Power Electronics, 2020, 13 (3): 592-601.
- [2] Liu W, Zhao Q L, Wang D Y, et al. Secondary-side phase-shifted full-bridge converter with reset winding [J]. IET Power Electronics, 2020, 13 (11): 2252-2259.
- [3] 杨雅晴, 张立炎, 龙容, 等 (Yang Yaqing, Zhang Liyan, Long Rong, et al.). 电动汽车动态无线充电系统集成线圈设计与实验研究 (Design and experimental study on integrated coils of electric vehicle dynamic wireless charging system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (2): 73-80.
- [4] Wang D Y, Fu C W, Zhao Q L, et al. A PSO-based optimization design of W-type non-contact transformer for stable power transfer in DWPT system [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2022, 58 (1): 1211-1221.
- [5] 姜龙斌, 史黎明, 范满义, 等 (Jiang Longbin, Shi Liming, Fan Manyi, et al.). 感应电能传输系统耦合机构输出功率的分析和控制 (Analysis and control of output power of coupling mechanism of inductive power transfer system) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2020, 39 (5): 1-9.
- [6] 侯春, 朱旺, 水恒琪, 等 (Hou Chun, Zhu Wang, Shui Hengqi, et al.). 基于LCL-LC/LCL混合补偿的多电动汽车恒流恒压无线充电系统特性分析 (Characteristic analysis of constant current and voltage wireless charging system for multi-electric vehicles based on LCL-LC/LCL hybrid compensation) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (11): 58-68.
- [7] 李乔, 李明轩, 杨斌, 等 (Li Qiao, Li Mingxuan, Yang Bin, et al.). 基于副边可变电容的IPT恒流恒压充电系统研究 (Secondary-side variable capacitor-based IPT system for constant current and constant voltage charging) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (19): 5741-5749.
- [8] Buja G, Bertoluzzo M, Mude K N. Design and experimentation of WPT charger for electric city car [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62 (12): 7436-7447.
- [9] Li H C, Li J, Wang K P, et al. A maximum efficiency point tracking control scheme for wireless power transfer systems using magnetic resonant coupling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (7): 3998-4008.
- [10] Song K, Li Z J, Jiang J H, et al. Constant current/voltage charging operation for series-series and series-parallel compensated wireless power transfer systems employing primary-side controller [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (9): 8065-8080.
- [11] Zhang Z, Zhu F, Xu D H, et al. An integrated inductive power transfer system design with a variable inductor for misalignment tolerance and battery charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35 (11): 11544-11556.
- [12] 廖志娟, 周磊, 吴镇, 等 (Liao Zhijuan, Zhou Lei, Wu Zhen, et al.). 变结构LC-CLCL拓扑恒压恒流型电场耦合电能传输系统 (An electric-field coupled power transfer system with constant voltage and constant current output based on changeable LC-CLCL resonant circuit) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2021, 41 (17): 6039-6049.
- [13] 陆江华, 朱国荣, 黎文静, 等 (Lu Jianghua, Zhu Guorong, Li Wenjing, et al.). 感应耦合能量传输系统中双边LCC谐振腔恒流和恒压模式的研究 (Constant current and constant voltage outputs for double-sided LCC resonant tank in inductively coupled power transfer system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2019, 39 (9): 2768-2777.
- [14] Qu X H, Han H D, Wong S C, et al. Hybrid IPT topologies with constant current or constant voltage output for battery charging applications [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (11): 6329-6337.
- [15] 麦瑞坤, 陈阳, 刘野然 (Mai Ruikun, Chen Yang, Liu Yeran). 基于变补偿参数的IPT恒流恒压电池充电研究 (Compensation capacitor alteration based IPT battery charging application with constant current and constant voltage control) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2016, 36 (21): 5816-5821.
- [16] 谭平安, 廖佳威, 谭廷玉, 等 (Tan Ping'an, Liao Jiawei, Tan Tingyu, et al.). 基于发射侧T/F变结构补偿网络的恒压/恒流无线充电系统 (Constant voltage/constant current wireless charging system based on T/F variable structure compensation network of transmitter-

- side) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2021, 36 (2): 248-257.
- [17] 苏玉刚, 谢诗云, 王智慧, 等 (Su Yugang, Xie Shiyun, Wang Zhihui, et al.). 基于 F-F/T 变结构谐振网络的恒压-恒流型电场耦合电能传输系统 (An electric-field coupled power transfer system with constant voltage and constant current output based on F-F/T changeable resonant circuit) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2019, 34 (6): 1127-1136.
- [18] 麦瑞坤, 陈阳, 张友源, 等 (Mai Ruikun, Chen Yang, Zhang Youyuan, et al.). 基于变次级补偿参数的感应式无线充电系统研究 (Study on secondary compensation capacitor alteration based IPT charging system) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2017, 37 (11): 3263-3269.
- [19] 孙跃, 张欢, 陶维, 等 (Sun Yue, Zhang Huan, Tao Wei, et al.). 基于变结构模式的宽负载恒压感应耦合电能传输系统 (Constant-voltage inductively coupled power transfer system with wide load range based on variable structure mode) [J]. 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2016, 40 (5): 109-114.

WPT charging system with constant current or constant voltage output based on configurable compensation network

WANG De-yu, BEI Xi-hong, FU Chao-wei, HU Ting, ZHAO Qing-lin
(School of Electrical and Engineering, Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: An *LCC-LCC/S* configurable compensation network based wireless power transfer (WPT) charging system for the electric vehicle battery is studied in this paper. The primary and secondary compensation network topology of loosely coupled transformer can be shifted from constant current-constant current (CC-CC) structure to constant current-constant voltage (CC-CV) structure by topologies switching according to battery management system to achieve CC or CV output characteristic under variable load. Furthermore, a current direction based control strategy is proposed, which can reduce the hard-switch voltage stresses on the bidirectional semiconductor switches. Specifically, the switching order in mode transition is optimized to suppress the transient voltage spikes. Finally, an 1 kW experimental prototype is built with a 400 V input and a battery-charging simulating resistor load. A CC output of 10 A and a CV output of 105 V are realized against time-variable load. The current or voltage fluctuation is tested to be small and the voltage spiker during the mode transition process is ignorable. The zero voltage switch of the inverter is realized. Experimental results verify the effectiveness and feasibility of the proposed solution.

Key words: electric vehicle charging; WPT; *LCC-LCC/S* configurable compensation network; constant current and constant voltage; control strategy