

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2312990

锂电池充电用可切换串联混合拓扑 WPT 系统

于天琦 李建贵 王琛 丁一硕 程钰莹

(武汉理工大学机电工程学院 武汉 430070)

摘要: 为了兼顾充电效率与使用寿命,锂电池通常采用先恒流后恒压的充电模式。引入了一种用于锂电池充电的可切换串联混合拓扑 WPT 系统。系统无需次级侧的实时反馈与复杂的控制策略即可从恒流模式切换至恒压模式。首先,基于 T 模型对混合拓扑进行了理论分析,推导出混合拓扑 WPT 系统在恒定频率与零相角的条件下输出与负载无关的恒定电流和恒定电压。其次,在电力电子仿真软件中搭建了模型,分析了恒压模式下两种拓扑的工作特性及系统效率特性。最后,搭建了一个充电电流为 3.5 A,充电电压为 65 V 的 WPT 实验平台。实验结果表明:在广泛的负载范围内,恒流模式下,电流波动小于 5.9%;恒压模式下,电压波动小于 8%。

关键词: 无线电能传输;可切换混合拓扑;恒流输出;恒压输出

中图分类号: TM724 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4

Switchable series hybrid topology WPT system for charging lithium-ion batteries

Yu Tianqi Li Jianguai Wang Chen Ding Yishuo Cheng Yuying

(School of Mechanical and Electronic Engineering, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China)

Abstract: To balance the charging efficiency and service life, lithium-ion batteries usually require constant current followed by constant voltage charging mode. A switchable series hybrid topology WPT system for charging lithium-ion batteries has been introduced in this paper. The system can be switched from constant current mode to constant voltage mode without real-time feedback from secondary sides and complex control strategies. Firstly, based on the T model, a theoretical analysis of the hybrid topology has been carried out, which deduced that the hybrid topology WPT system outputs load-independent constant current and constant voltage at constant frequency and zero phase angle. Secondly, a model has been built in the power electronics simulation software to analyze the operating characteristics of the two topologies in constant voltage mode and system efficiency. Finally, a WPT experimental platform with a charging current of 3.5 A and a charging voltage of 65 V has been built. The experimental results showed that the current fluctuation is less than 5.9% in constant current mode and the voltage fluctuation is less than 8% in constant voltage mode over a wide range of loads.

Keywords: wireless power transfer; switchable hybrid topology; constant current; constant voltage

0 引言

常见动力电池中,锂电池各方面性能均衡,是较为理想的动力电源^[1]。为了兼顾电池的充电效率与使用寿命,充电过程通常始于恒流(constant current, CC)模式,止于恒压(constant voltage, CV)模式^[2-3]。与有线充电相比,无线电能传输(wireless power transfer, WPT)技术在安全性、灵活性、普适性等方面具有突出优势^[4-6],在植入式医疗^[7]、水下设备^[8]、电动汽车锂电池充电等领域具有巨大潜力^[9]。目前,基于 WPT 技术获取恒流或恒压输出的方法包括有源调节和无源调节。有源调节包含移相调压、变频控制、和

DC/DC 变换器。

西南交通大学提出的基于串联-串联-串联(series-series-series, S-S-S)拓扑的三线圈 WPT 系统,在两种不同工作频率和零相角(zero phase angle, ZPA)下实现 CC 和 CV 输出^[10]。由于频率分裂现象的存在,系统在变负载的情况下可能会出现不稳定性情况,系统能效受到影响。哈尔滨工业大学采用移相控制在串串(series-series, SS)和串并(series-parallel, SP)两种拓扑下均实现了 CC 和 CV 输出^[11],但方法增加了逆变器的损耗且不容易实现 ZPA。针对移相调压调节范围不足与变频控制能效波动等问题,引入 DC/DC 变换器,既能获得稳定的输出电压,又能避免相

收稿日期:2023-03-04

关不足^[12]。但采用 DC/DC 增加了额外组件,降低了 WPT 系统的整体效率。无源调节,具有成本低,电路配置与控制策略简单等优势。东南大学使用了 3 个交流开关(AC switch, ACS),将 SS 拓扑和 PS 拓扑或 SP 拓扑和 PP 拓扑组合在一起,实现了 CC 和 CV 输出^[3]。韩国崇实大学提出的混合拓扑切换的 WPT 系统,通过一个辅助电容、两个 ACS 实现 CC 和 CV 模式的切换,仅需单个逆变器可以为至少 10 个电动自行车同时充电^[13]。此外,也有学者在线圈方面展开研究。西南交通大学提出的可变线圈结构包括两个 DD 线圈和一个位于初级侧的 Q 线圈。通过位于初级侧的两个附加开关来配置初级侧线圈结构,实现 WPT 系统输出与负载无关的电流或电压^[14]。

为解决有源调节控制策略复杂、能效特性差,以及现有无源调节拓扑冗余等问题,本文引入一种锂电池充电用可切换串联混合拓扑 WPT 系统。首先是系统模型和充电模式的切换的介绍;其次,对系统进行全面的理论分析,完成拓扑选型,明确系统输出特性;最后,搭建样机,验证引入策略的准确性和可行性。

1 模型的建立与模式的切换

为了契合锂电池的充电需求,本文引入了一种串联混合补偿拓扑。混合拓扑由 SS 补偿网络与 T 谐振电路串联组成,由 3 个 ACS 实现充电模式的切换,切换依据为锂电池实时充电电压。图 1 中, V_{in} 为直流电源; $Q_{1,2,3,4}$ 为全桥逆变器的 MOSFETs; L_p, L_s 为自感; C_p, C_s 为补偿电容; C_{T1}, C_{T2} 与 L_T 构成 T 谐振网络(CLC 型); L_{T1}, L_{T2} 与 C_T 构成另一种 T 谐振网络(LCL 型); $D_{1,2,3,4}$ 为全桥整流器的二极管; C_3 为滤波电容, R_{bat} 为负载等效内阻。

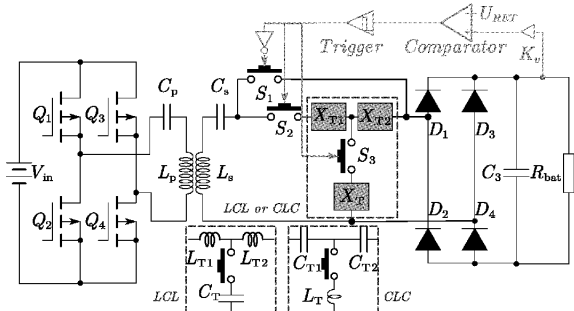


图 1 混合拓扑 WPT 系统

系统首先执行 CC 模式:开关 S_1 闭合,开关 S_2 和 S_3 断开。系统输出 CC,快速充电。充电过程中,锂电池阻抗不断增大,充电电压随之不断增大。当充电电压达到预设充电电压,系统切换至 CV 模式:开关 S_1 断开,开关 S_2 和 S_3 闭合。系统输出 CV,此时充电速度减缓,直至充满。控制电路部分, V_{bat} 为锂电池实时充电电压, U_{RET} 为预设的 CV 模式下的充电电压。WPT 系统工作在 CC 模式时($S_1=1, S_2=S_3=0$), $V_{bat} < U_{RET}$ 。随着 V_{bat} 的不断增大,当充电电压达到 U_{RET} 时,WPT 系统切换至 CV 模式($S_1=0, S_2=$

$S_3=1$)。

2 理论分析

2.1 系统的 CC 模式

T 模型法适用于级联补偿网络的建模与分析。本文将借助 T 模型法分析混合拓扑 WPT 系统。图 2 展示的是 SS 补偿网络的 T 型等效电路。设初、次级侧线圈匝数比为 1:n。逆变器输出电压为 \dot{U}_{in} ; L_{l1}, L_{l2} 分别为初、次级线圈的漏感, L_M 为磁化电感, M 为互感; C_p, C_s 为补偿电感; R_L 为负载内阻。T 模型与 M 模型的电路参数具有如下关系:

$$\begin{cases} M = nL_M \\ L_p = L_{l1} + L_M = L_{l1} + \frac{M}{n} \\ L_s = L_{l2} + n^2L_M = L_{l2} + nM \end{cases} \quad (1)$$

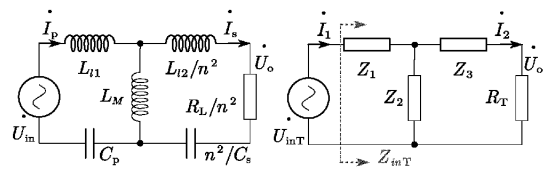


图 2 SS 补偿网络和 T 谐振电路等效电路

基于对称线圈,即线圈匝数比为 1:1,由基尔霍夫定律(KVL),可以得到下式:

$$\begin{cases} \dot{U}_{in} = \frac{1}{j\omega C_p} \dot{I}_p + (j\omega L_p - j\omega L_M) \dot{I}_p + j\omega L_M (\dot{I}_p - \dot{I}_s) \\ \dot{U}_o = -\frac{1}{j\omega C_s} \dot{I}_s - (j\omega L_s - j\omega L_M) \dot{I}_s + j\omega L_M (\dot{I}_p - \dot{I}_s) \\ \dot{U}_o = -R_L \dot{I}_s \end{cases} \quad (2)$$

系统处于完全谐振时,即 $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}}$,输出电流与电压增益为:

$$\begin{cases} G_{UI} = \left| \frac{\dot{I}_s}{\dot{U}_{in}} \right| = \frac{1}{\omega M} \\ G_{IU} = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_p} \right| = \omega M \end{cases} \quad (3)$$

其中, G_{UI} 表示输出电流与输入电压的比值。由式(3)可知,当互感不变,输入为恒定电压源时,输出电流与负载无关。当输入为恒定电流源时,输出电压与负载无关。此外,SS 补偿网络输入阻抗为:

$$Z_{in} = \frac{\dot{U}_{in}}{\dot{I}_p} = \frac{\omega^2 M^2}{R_L} \quad (4)$$

由式(4)可以获知 SS 补偿网络可以实现 ZPA。

2.2 系统的 CV 模式

典型 T 谐振电路如图 2 所示, $\dot{U}_{in}, \dot{I}_1, \dot{Z}_{in}$ 为输入量;

\dot{U}_o, \dot{I}_2 为输出量, R_T 为负载。

根据 KVL, 可以得到下式:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{in} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_1 + Z_2 & -Z_2 \\ -Z_2 & R_T + Z_2 + Z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \end{bmatrix} \quad (5)$$

解得输出为:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{U}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{R_T + Z_2 + Z_3}{(Z_1 + Z_2)R_T + Z_1Z_2 + Z_1Z_3 + Z_2Z_3} \\ \frac{Z_2}{(Z_1 + Z_2)R_T + Z_1Z_2 + Z_1Z_3 + Z_2Z_3} \\ \frac{Z_2R_T}{(Z_1 + Z_2)R_T + Z_1Z_2 + Z_1Z_3 + Z_2Z_3} \end{bmatrix} \dot{U}_{inT} \quad (6)$$

若电流源作为输入时, 输出为:

$$\begin{bmatrix} \dot{U}_{inT} \\ \dot{I}_2 \\ \dot{U}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(Z_1 + Z_2)R_T + Z_1Z_2 + Z_1Z_3 + Z_2Z_3}{R_T + Z_2 + Z_3} \\ \frac{Z_2}{R_T + Z_2 + Z_3} \\ \frac{Z_2R_T}{R_T + Z_2 + Z_3} \end{bmatrix} \dot{I}_1 \quad (7)$$

分析式(6)和(7)可知, 如果 $Z_1 = -Z_2$, T 谐振电路可以实现恒压输入至恒流输出, 恒流输入至恒压输出的转变。输入为恒流源时, T 谐振电路的输出电压为:

$$\dot{U}_o = Z_2 \dot{I}_1 \quad (8)$$

当 $Z_1 = Z_3 = -Z_2$ 时, T 谐振电路的输入阻抗为:

$$Z_{inT} = \frac{Z_2^2}{R_L} \quad (9)$$

由式(9)可以获知 T 谐振电路可以实现 ZPA。

2.3 考虑电感内阻的恒流恒压输出

以上分析可知, 理想状态下, SS 补偿网络可以输出 CC, SS 补偿网络与 T 谐振电路串联组成的混合拓扑(S-S-CLC 或 S-S-LCL, 以下简称 CLC 或 LCL)可以输出 CV。实际上, 电感存在内阻, 影响系统输出。

1) 考虑电感内阻的 CC 输出

考虑电感内阻的 SS 补偿网络等效电路如图 3 所示, 解得考虑电感内阻的 CC:

$$\dot{I}_{R_o} = \frac{j\dot{U}_{in}\omega M}{RR_L + R^2 + \omega^2 M^2} \quad (10)$$

与式(2)比较, $\dot{I}_{R_o} = \lambda_{cc} \dot{I}_o$, 其中,

$$\lambda_{cc} = \frac{\omega^2 M^2}{RR_L + R^2 + \omega^2 M^2} \quad (11)$$

可知 $d\lambda_{cc}/dR_L < 0, \lambda_{cc} < 1$ 。为了定量分析电感内阻对输出的影响, 令 \dot{I}_{R_o}/\dot{I}_o , 进行归一化处理。图 4 展示了电感内阻对输出电流的影响, 考虑电感内阻的输出电流 \dot{I}_{R_o} 随负载 R_L 的增大而减小。电感内阻愈大, 曲线愈倾斜, 意味着

\dot{I}_{R_o} 减小的速率愈快。

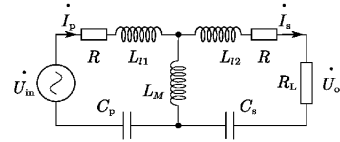


图 3 CC 模式下考虑内阻的等效电路

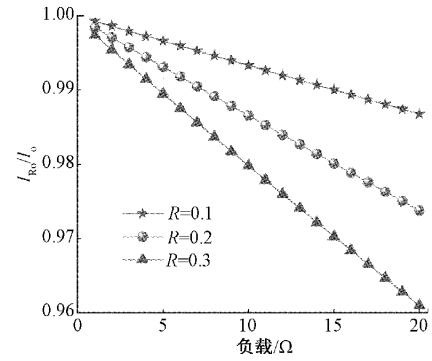


图 4 电感内阻对输出电流的影响

2) 考虑电感内阻的 CV 输出

图 5 为考虑电感内阻的 CLC 型补偿网络等效电路。

考虑电感内阻的输出电压为:

$$\dot{U}_{R_o} = \frac{j\omega M \dot{U}_{in} R_L (j\omega L_T + R_d)}{R(R_d + R_L)(R_d + R) - R(j\omega L_T + R_d)^2 + \omega^2 M^2 (R_d + R_L)} \quad (12)$$

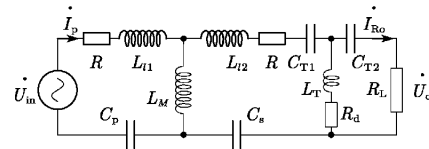


图 5 CV 模式下考虑内阻的等效电路

与式(7)比较, $\dot{U}_{R_o} = \lambda_{cv} \dot{U}_o$, $d\lambda_{cv}/dR_L > 0, \lambda_{cv} < 1$ 。令 \dot{U}_{R_o}/\dot{U}_o , 进行归一化处理。电感内阻对输出电压的影响如图 6 所示, 考虑电感内阻的输出电压 \dot{U}_{R_o} 随着负载 R_L 的增大而增大, 且增大速率逐渐减缓。此外, 电感内阻使电压曲线整体下移, 在实际充电中表现为电感内阻越大, 系统越晚切换至 CV 模式。LCL 型补偿网络考虑电感内阻的输出电压特性与 CLC 型相似。综上, 在精准预设系统充电电流与电压时, 需要考虑电感内阻的影响。

2.4 拓扑损耗模型

WPT 系统损耗主要发生在逆变器、整流器和补偿网络 3 个部分。众多学者已经做了大量关于逆变器和整流器损耗的研究, 本文只研究提出的混合拓扑。由于 SS 补偿网络包含在 CV 模式下的拓扑中, 所以只进行 CV 模式下的功耗分析。图 7 为系统 CV 模式下 WPT 系统等效电路。图

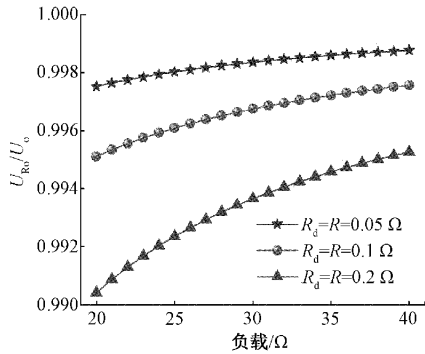


图 6 电感内阻对输出电压的影响

中, $Z_p, Z_s, Z_M, Z_1, Z_2, Z_3$ 分别代表拓扑各部分无源元器件及其寄生电阻。 T_1 为耦合机构与 SS 补偿拓扑的传输矩阵, T_2 为两种 T 谐振电路的传输矩阵。 T 为级联后整个补偿网络的传输矩阵。

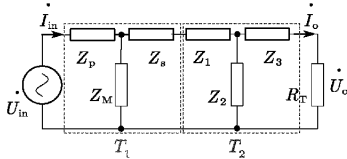


图 7 考虑寄生电阻的混合拓扑等效电路

基于二端口网络法,混合拓扑传输矩阵如式(13)所示。

$$\begin{cases} T_1 = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_p}{Z_M} & Z_p + Z_s + \frac{Z_p Z_s}{Z_M} \\ \frac{1}{Z_M} & 1 + \frac{Z_s}{Z_M} \end{bmatrix} \\ T_2 = \begin{bmatrix} 1 + \frac{Z_1}{Z_2} & Z_1 + Z_3 + \frac{Z_1 Z_3}{Z_2} \\ \frac{1}{Z_2} & 1 + \frac{Z_3}{Z_2} \end{bmatrix} \\ T = T_1 T_2 = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \end{cases} \quad (13)$$

式中: A, B, C, D 为系统传输矩阵的 4 个参数。系统的输入与输出的关系为:

$$\begin{bmatrix} U_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = T \begin{bmatrix} U_o \\ -I_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_o \\ -I_o \end{bmatrix} \quad (14)$$

由式(14)可以解得该补偿电路的传输效率 η 的表达式,由于该表达式过于冗长,本文并未在此列出。

3 仿真分析

本章基于对称线圈,在电力电子仿真软件中搭建了仿真模型,验证理论推导过程。图 8 展示了负载为 21Ω ,线圈出现偏移时,系统的传输特性曲线。二者曲线变化趋势相似,在传输功率方面,CLC 型与 LCL 型相差无几;在传输效率方面,CLC 型高于 LCL 型,差距在 $2\% \sim 3\%$ 。两种拓扑能量传输性能相近,各有优劣。但在无源元器件使用方面,前者由两个电容、一个电感组成。后者则需要两个电

感、一个电容。在性能相近的前提下,考虑到特定数值的电容与电感的设计与生产的难易程度,系统集成化等因素,显然,CLC 型更具优势。因此,本文选用 CLC 型为系统补偿拓扑,进行下一步研究。

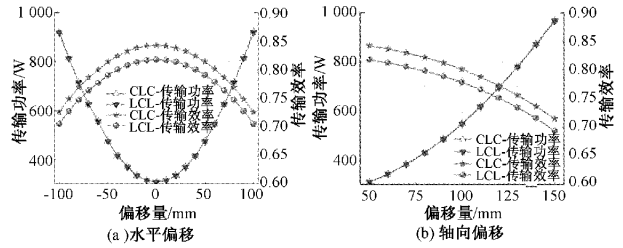


图 8 CV 模式下混合拓扑的偏移特性

前文分析可知,电感内阻影响系统输出,其影响如图 9 所示,其中 R 为耦合线圈内阻, R_d 为 T 型电路补偿电感内阻。可知,仿真结果与理论分析结果相吻合。此外, R 对输出电压的影响大于 R_d 的影响。在耦合器和谐振频率相同的前提下,对 SS 拓扑和 CLC 拓扑效率特性进行了分析,结果如图 10 所示。负载值较小时,随着负载的增大,SS 拓扑与 CLC 拓扑效率迅速增大并趋于平缓;负载值较大的时,随着负载的增大,CLC 拓扑效率保持稳定,SS 拓扑效率则逐渐降低。当混合拓扑 WPT 系统切换充电模式时,系统效率曲线由 SS 拓扑效率曲线切换至 CLC 拓扑效率曲线,系统传输效率下降,随着负载的增大,传输效率缓慢攀升并保持稳定。

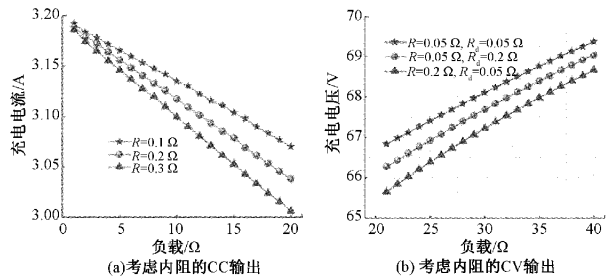


图 9 考虑电感内阻的系统输出

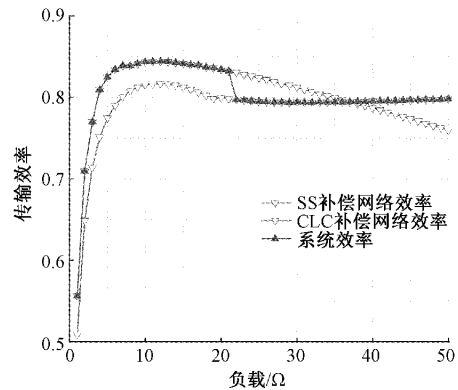


图 10 效率特性对比

4 实验验证

搭建了图 11 所示的实验平台以验证本文引入的混合

拓扑 WPT 系统的可行性与准确性。线圈采用线径为 0.04 mm 的多股利兹线绕制以降低集肤效应和内阻对实验结果的影响。线圈为 300 mm×300 mm 的矩形线圈,匝数均为 10 匝。相关参数如表 1。

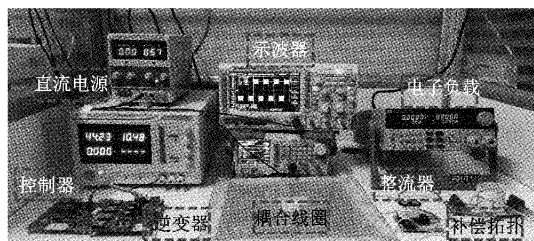


图 11 实验装置

表 1 实验样机参数

参数	数值
f/kHz	85
DC power source/V	48
$L_p/\mu\text{H}$	67.75
$L_s/\mu\text{H}$	67.42
$L_t/\mu\text{H}$	32.95
C_p/nF	51.74
C_s/nF	52.00
C_{t1}/nF	106.37
C_{t2}/nF	106.55

实验中借助电子负载模拟充电过程中的锂电池内阻的变化。图 12 为实测充电曲线,与文献[3]中的典型锂电池充电曲线吻合良好。CC 模式下,电流从 3.423 A 衰减至 3.221 A,电流波动范围小于 5.9%。当负载内阻达到 21 Ω 时,负载电压达到预设充电电压,系统切换至 CV 模式。CV 模式下,充电电压从 65 V 升高至 70.2 V,电压波动小于 8%。图 13 展示了混合拓扑 WPT 系统的功率与效率曲线。充电起始阶段,随着负载的增大,充电功率与之近乎呈线性正相关,而充电效率则迅速攀升,稳定在 87.11%~88.05% 区间内。随着充电的进行,到达模式切换点,此时充电功率达到 202.59 W,为整个充电过程中的最大值。随后,充电功率随着负载的增大而逐渐降低。而充电效率在切换点附近经历短暂的波动,随后逐渐攀升并稳定在 87.79%~88.11% 区间内,曲线与图 10 展示的仿真结果吻合。为了避免偶然性,验证系统的可靠性与有效性,重复五次实验,绘制系统充电曲线误差带图,如图 14 所示。由图可知,系统平均充电电流、电压曲线与典型充电曲线吻合良好。充电电流、电压数据集中,CC 模式下,充电电流最大标准差仅为 0.018;CV 模式下,充电电压最大标准差仅为 0.612。

实验中,分别测量了 CC 与 CV 模式下各部分的输入与输出,计算得到各部分损耗,详情如表 2。表中, P_{Inverter} 为逆

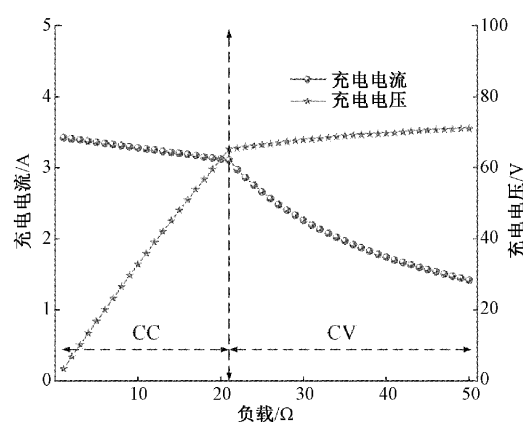


图 12 系统实测充电曲线

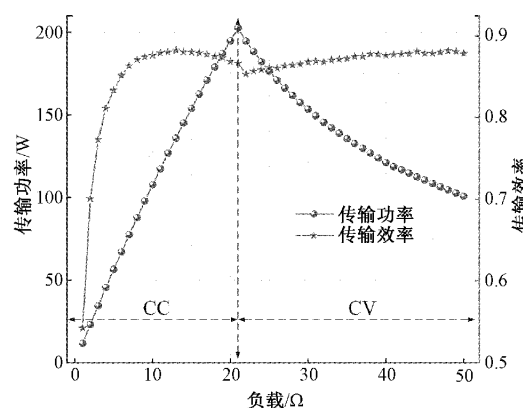


图 13 系统实测功率与效率曲线

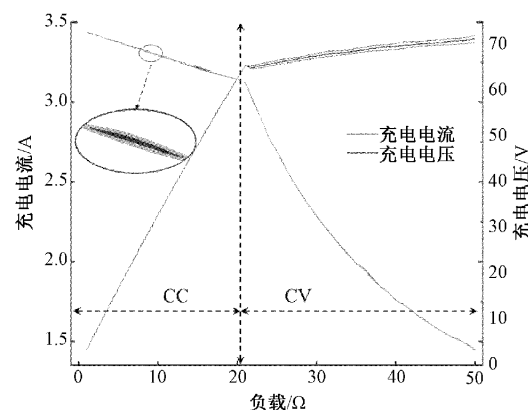


图 14 实测充电曲线误差带图

变器损耗, P_{topology} 为混合补偿拓扑与耦合机构损耗, $P_{\text{rectifier}}$ 为整流器损耗, P_{load} 为负载消耗功, P_{other} 为部分线损、辐射损耗以及实验误差部分。CC 模式下,随着负载的增大,由于初级侧电流的增大,逆变器损耗、混合补偿拓扑、耦合机构损耗以及线损等均有小幅提升。CV 模式下,无源元器件数量多于 CC 模式,电路复杂,所以拓扑损耗与线损占比相对较大。为使 WPT 系统更加高效,合理选择线圈材质、结构,降低系统元器件寄生电阻至关重要。

表 2 系统各部分损耗

模式	负载阻值/ Ω	$P_{\text{load}}/\%$	$P_{\text{Inverter}}/\%$	$P_{\text{topology}}/\%$	$P_{\text{rectifier}}/\%$	$P_{\text{other}}/\%$
CC	10	88.00	2.45	3.28	0.84	5.43
	20	86.14	4.60	4.39	0.44	4.41
CV	10	86.82	1.32	4.74	0.16	6.96
	20	87.60	1.09	4.10	0.95	6.25

5 结 论

本文引入了一种用于锂电池充电的可切换串联混合拓扑 WPT 系统。混合拓扑由 SS 补偿网络和 T 谐振电路串联组成,通过 3 个 ACS 切换充电模式,在广泛的负载范围内输出与负载无关的 CC 与 CV。基于对称线圈,在电力电子仿真软件中对比分析了 CV 模式下两种拓扑的工作特性,并最终选取 CLC 型拓扑进行后续研究。搭建了一个充电电流为 3.5 A,充电电压为 65 V 的 WPT 实验平台。实验结果表明:CC 模式下,电流波动小于 5.9%;CV 模式下,电压波动小于 8%。

参考文献

- [1] ZHANG K, MA Y, YAN Z, et al. Eddy current loss and detuning effect of seawater on wireless power transfer[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 909-917.
- [2] LI Y, XU Q, LIN T, et al. Analysis and design of load-independent output current or output voltage of a three-coil wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 364-375.
- [3] QU X, HAN H, 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.
- [4] 朱焕杰,张波.家用电器无线电能传输技术发展及现状[J]. 电源学报, 2020, 18(6): 168-178.
- [5] CAI C, WANG J, WANG L, et al. Improved coplanar couplers based WPT systems for adaptive energy harvesting on power towers[J]. IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, 2021, 63(3): 922-934.
- [6] DAI Z Y, WANG J H, JIN L, et al. A full-freedom wireless power transfer for spheroid joints[J]. IEEE Access, 2019, 7: 18675-18684.
- [7] 辛文辉,曹忠鲁,辛亚娟,等.植入式医学装置电场耦合式电能传输新方法[J]. 仪器仪表学报, 2015, 36(8): 1816-1821.
- [8] 缪远杰,刘宁,王海涛,等.水下无线电能传输系统建模与分析[J]. 国外电子测量技术, 2021, 40(8): 13-17.
- [9] 程靖宜,武小兰,白志峰.基于耦合系数估计的电动汽车无线电能传输最大效率跟踪[J]. 电子测量与仪器学报, 2020, 34(3): 180-186.
- [10] LI Y, XU Q, LIN T, et al. Analysis and design of load-independent output current or output voltage of a three-coil wireless power transfer system[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2018, 4(2): 364-375.
- [11] SONG K, LI Z, JIANG J, 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.
- [12] 付琳琳.基于后级 DC/DC 的 MCR-WPT 系统的建模与恒压控制[J]. 电子测量技术, 2020, 43(21): 58-64.
- [13] HA-VAN N, SEO C. Analytical and experimental investigations of omnidirectional wireless power transfer using a cubic transmitter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1358-1366.
- [14] LI Y, HU J, CHEN F, et al. A new-variable-coil-structure-based IPT system with load-independent constant output current or voltage for charging electric bicycles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8226-8230.

作者简介

于天琦,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输。

E-mail: 1797637666@qq.com

李建贵(通信作者),教授,主要研究方向为新型电机及控制、电动汽车驱动及控制、无线电能传输、新型磁性材料、可再生能源发电等。

E-mail: jianguilu@whut.edu.cn

王琛,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输。

E-mail: 1104593662@qq.com

丁一硕,硕士研究生,主要研究方向为无线电能传输。

E-mail: 2786339926@qq.com

程钰莹,硕士研究生,主要研究方向为永磁同步电机设计。

E-mail: 2409375826@qq.com