

LCC 型无线恒流 / 恒压充电系统的控制

Control of LCC wireless constant current and constant voltage charging system

王允建*, 孙 萍, 范小倩, 李丙欣

WANG Yun-jian*, SUN Ping, FAN Xiao-qian, LI Bing-xin

(河南理工大学 电气工程与自动化学院, 焦作 454003)

摘 要: 为了满足电动汽车动力锂电池的充电需求, 提出了一种恒流 / 恒压切换控制, 通过调整逆变级的移相角实现该控制策略。为了适应负载的变化, 提高控制性能, 将整流级之前的电路用戴维南等效与降阶处理, 简化控制模型, 通过最小二乘法辨识整流级的输入电压和电流基波, 确定等效负载。使用该等效电路与简化模型, 分别设计了恒流输出和恒压输出时的 PI 控制器, 实现电动汽车动力锂电池“先恒流后恒压”的充电需求, 最后在 MATLAB/Simulink 中搭建了仿真模型, 验证了理论分析和控制方法的正确性和可行性。

关键词: 无线电能传输; 双 LCC 补偿网络; 恒流 / 恒压充电

中图分类号: TM921

文献标志码: A

文章编号: 1009-0134(2023)06-0067-04

0 引言

据公安部统计, 截止到2021年3月, 我国新能源汽车的保有量达到551万辆, 作为新能源汽车的主力, 电动汽车越来越多。影响电动汽车的推广与应用的关键问题之一是电动汽车的充电设施不完善。电动汽车电池充电方法包括接触式充电与无线充电^[1], 与接触式充电相比, 无线电能传输 (Wireless Power Transfer, WPT) 实现了电气与机械设备的隔离, 方便安全可靠地为电池充电, 弥补了传统传输方法的不足^[2-5]。

目前电动汽车的动力电池以锂电池为主。锂电池的充电应符合其充电特性, 根据锂电池的充电曲线, 可采用恒流恒压两段式充电模式。亏电时电池的荷电状态较小, 采用恒流充电, 可防止充电电流过大而损坏电池或缩减电池寿命; 当充电达到指定阈值时, 转换为恒压充电, 在该模式下, 电压保持恒定, 充电电流缓慢下降到零直至充电结束, 以防止过充而损坏电池或缩减电池寿命^[5]。实现恒流/恒压充电的关键因素是合理的电路拓扑结构和合理的控制手段。

对于电动汽车无线充电系统的研究, 学术界与工业界主要集中在移相控制、变频控制、补偿拓扑以及增设DC-DC变换器等方面^[6-12]。文献[6]提出了一种基于有源整流器的双移相控制策略, 可以保证恒流输出或恒压输出。但是, 该策略必须有稳定的双边通信, 且当负载电阻值变化较大时, 该方法的可行性不高。文献[7]提出了采用初级侧控制器和负载识别方法来调整WPT系统的充电电压与电流, 避免了双侧通信, 但实现复杂且效率偏低。文献[8~10]分析了WPT中常用的补偿结构LC、LCL、和LCC的特性, 分析指出双

边LCC拓扑与双边LC拓扑相比, 具有更好的功率转换效率, 其恒流特性使其闭环控制更容易实现, 与LCL拓扑相比, 增加串联补偿电容, 可以减小WPT系统的电感尺寸和成本, 并且有足够的自由度来设计谐振条件, 以实现恒流/恒压充电, 且同等条件下LCC结构的传输功率最大。文献[11]通过分析双边LCC补偿的频率特性的基础上, 提出切换网络结构的控制方式, 实现了不依赖于负载的恒流/恒压充电模式。但WPT系统的频率可调范围有限, 导致该方法不够灵活和通用。文献[12]增加DC-DC变换器级, 通过该级DC变换器实现恒流/恒压的充电控制, 灵活性更高。然而, 这种方法将增加系统的重量和体积, 由于DC-DC变换器本身的损耗, 整体效率将降低。

为了不增加系统的复杂度, 实现电动汽车的恒流/恒压充电, 且适应变化负载, 本文基于双边LCC网络, 提出了一种简单的恒流/恒压切换控制, 恒流充电时采用恒流闭环控制, 为达到快速响应的效果, 恒压充电时采用恒压闭环控制防止电池过充。最后通过仿真验证, 该控制策略可以满足电动汽车动力锂电池“先恒流后恒压”的充电需求, 具有良好的鲁棒性。

1 系统分析与建模

1.1 系统分析

双LCC补偿网络的电动汽车充电系统如图1所示, 其工作过程为直流电源经全桥逆变产生高频交流电, 在磁感应耦合作用下, 发射和接收线圈发生谐振将电能传递到接收端, 再经过整流滤波传递到电动汽车电池中。图1中, U_{dc} 为直流输入电压源; U_{AB} 和 U_{ab} 分别为逆变电路的输出电

收稿日期: 2021-08-06

作者简介: 王允建 (1973-), 男, 山东巨野人, 副教授, 博士, 研究方向为非线性系统自适应控制。

压、整流电路的输入电压； L_p 、 L_s 分别为发射、接收线圈电感，其内阻分别 r_p 、 r_s ； M 为线圈互感； C_p 和 C_s 分别为补偿发射与接收线圈的电感； L_1 、 C_1 和 L_2 、 C_2 分别为原副两端补偿元件； r_1 、 r_2 分别为原副边补偿电感的内阻； S_1 - S_4 为逆变器的开关管； D_1 - D_4 为整流二极管； L_o 为直流滤波电感， C_o 为滤波电容。

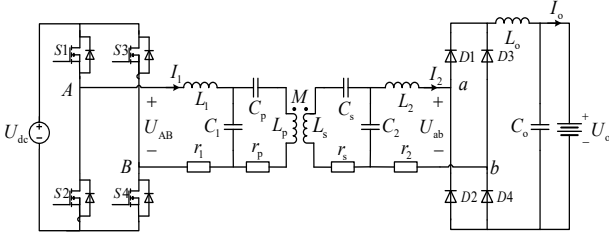


图1 双LCC型WPT电路拓扑图

系统的谐振频率为 f_0 ，当系统参数满足式(1)时，具有恒流输出特性：

$$\begin{aligned}\omega_0 = 2\pi f_0 &= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{C_p(L_p - L_1)}} = \frac{1}{\sqrt{C_s(L_s - L_2)}}\end{aligned}\quad (1)$$

当系统参数满足式(2)时，具有恒压输出特性：

$$\begin{aligned}\omega_0 = 2\pi f_0 &= \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{L_2 C_2}} \\ &= \frac{1}{\sqrt{C_p(L_p - L_1)}} = \frac{1}{\sqrt{C_s(L_s - L_2)}}\end{aligned}\quad (2)$$

在本文中，WPT系统配置为恒流模式，其参数满足式(1)，通过控制手段实现电池的恒流/恒压充电，发射级和接收级通过无线通讯方式进行信息交换。

1.2 系统模型

当逆变器工作频率为 ω_0 时，WPT系统具有较高的传输功率和传输效率。因LCC补偿网络的谐振作用，功率传送主要由基波完成，因此可基于基波分析法分析和控制系统的性能。

1.2.1 整流前端网络的等效

逆变器采用移相控制，H桥逆变器的输出是幅值为 U_{dc} 的方波电压，其基波分量的幅值 U_{Bf} 为：

$$U_{Bf} = \frac{\pi U_{dc}}{4} \cos \frac{\theta}{2} \quad (3)$$

式中 θ 为滞后壁的移相量。则 U_{AB} 的基波电压为：

$$U_{AB1} = \frac{\pi U_{dc}}{4} \cos \frac{\theta}{2} \cos \omega_0 t \quad (4)$$

在基波分析条件下，双LCC补偿网络可用复阻抗描述：

$$\begin{cases} Z_1 = r_1 + sL_1 \\ Z_2 = 1/(sC_1) \\ Z_3 = r_p + s(L_p - M) + 1/(sC_p) \\ Z_4 = sM \\ Z_5 = r_s + s(L_s - M) + 1/(sC_s) \\ Z_6 = 1/(sC_2) \\ Z_7 = r_2 + sL_2 \end{cases} \quad (5)$$

于是， U_{ab} 电压之前的电路可用戴维宁等效，如图2所示。

$$U_{oc}(s) = \delta U_{AB1}(s) \quad (6)$$

$$Z_{eq} = [(Z_1 \parallel Z_2 + Z_3) \parallel Z_4 + Z_5] \parallel Z_6 + Z_7 \quad (7)$$

式中，

$$\begin{aligned}\delta &= \frac{[(Z_5 + Z_6) \parallel Z_4 + Z_3] \parallel Z_2}{[(Z_5 + Z_6) \parallel Z_4 + Z_3] \parallel Z_2 + Z_1} \\ &\times \frac{(Z_5 + Z_6) \parallel Z_4}{(Z_5 + Z_6) \parallel Z_4 + Z_3} \times \frac{Z_6}{Z_5 + Z_6}\end{aligned}\quad (8)$$

$U_{oc}(s)$ 是 U_{ab} 处开路电压的像函数， $U_{AB1}(s)$ 是(4)的像函数。

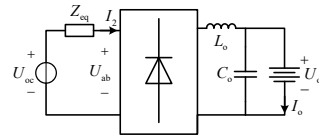


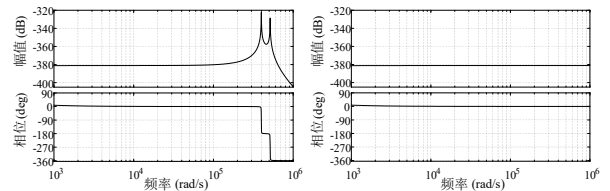
图2 双LCC戴维南等效电路图

1.2.2 系统的简化

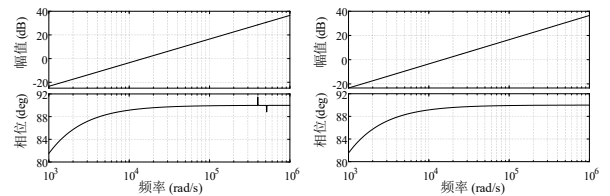
如果直接采用上述模型进行控制器设计和系统分析，则因系统阶次较高(7阶以上)难以进行。下面将对等效内阻和 δ 做降阶处理以简化，使得降阶前后的系统在工作频率附近(79kHz)的特性基本相同。根据给定的系统参数(如表1所示)，可得简化后的参数描述为式(8)和式(9)。降阶前后 Z_{eq} 和 δ 的伯德图如图3所示，降阶前后的性能基本相同。

$$\delta = \frac{8.7398 \times 10^{-20} s^2}{s^2 + 149.2646s + 273.368} \quad (9)$$

$$Z_{eq} = \frac{0.018s + 0.033}{s^2 + 1.803s} + 6.7 \times 10^{-5}s + 0.01 \quad (10)$$



(a) 系数 δ 降阶前后伯德图对比



(b) 等效电阻 Z_{eq} 降阶前后伯德图对比

图3 系数 δ 和 Z_{eq} 降阶前后伯德图对比

根据电路理论,若得到无源桥整流电路的等效阻抗,则可求得整流输入侧的输入电压 U_{ab} 或输入电流 i_2 ,进一步可知蓄电池的充电电流和电压。而整流输入侧电压 U_{ab} 或电流 i_2 与蓄电池的状态有关,即无源桥整流电路的等效阻抗是时变的,且为慢时变过程。所以可采用辨识的方法确定整流电路的阻抗。

1.2.3 整流级等效阻抗的确定

对于整流输入电流 i_2 可写为:

$$I_2(t) = I_{m1a} \cos(\omega_0 t) + I_{m1b} \sin(\omega_0 t) + \dots + I_{mna} \cos(n\omega_0 t) + I_{mnb} \sin(n\omega_0 t) \quad (11)$$

采用带遗忘因子的最小二乘法算法可辨识出电流 i_2 基波分量,记为:

$$I_{21}(t) = I_{m1a} \cos(\omega_0 t) + I_{m1b} \sin(\omega_0 t) = I_{m1} \cos(\omega_0 t + \varphi_{i1}) \quad (12)$$

同理可辨识出电压 U_{ab} 的基波分量,记为:

$$U_{ab1}(t) = U_{m1} \cos(\omega_0 t + \varphi_{u1}) \quad (13)$$

则等效阻抗可以表示为:

$$Z_{ab} = \frac{U_{m1}}{I_{m1}} \cos(\omega_0 t + \phi_{u1} - \phi_{i1}) = R_{ab} + j\omega_0 X_{ab} \quad (14)$$

所以其复阻抗为 $Z_{ab} = R_{ab} + sX_{ab}$ 。

1.2.4 整流后直流系统

对于直流滤波电路的电压可以采用一阶惯性模型描述

$$U_o + \tau_1 \frac{dU_o}{dt} = \alpha U_{m1} \quad (15)$$

式中 τ_1 和 α 为模型参数,可在线辨识。

同理对于直流滤波电路的电流可描述为:

$$I_o + \tau_2 \frac{dI_o}{dt} = \beta I_{m1} \quad (16)$$

式中 τ_1 和 β 为模型参数。

于是系统的等效电压模型为:

$$\begin{cases} \dot{U}_{m1} = \frac{Z_{ab}(j\omega_0)\delta(j\omega_0)}{Z_{eq}(j\omega_0) + Z_{ab}(j\omega_0)} \frac{\pi U_{dc}}{4} \cos \frac{\theta}{2} \\ U_o = \frac{\alpha}{\tau_1 s + 1} U_{m1} \end{cases} \quad (17)$$

等效电流模型为:

$$\begin{cases} \dot{I}_{m1} = \frac{\delta(j\omega_0)}{Z_{eq}(j\omega_0) + Z_{ab}(j\omega_0)} \frac{\pi U_{dc}}{4} \cos \frac{\theta}{2} \\ I_o = \frac{\beta}{\tau_2 s + 1} I_{m1} \end{cases} \quad (18)$$

由此可知调节移相角 θ 可以调节输出电压或输出电流。

2 控制策略

2.1 恒流输出的控制

由式(18)得,以输出电流为变量的系统的方程为:

$$\frac{dI_o}{dt} = \frac{\beta}{\tau_2 s + 1} \frac{|\delta|}{\sqrt{2(R_{eq}R_{ab} + X_{eq}X_{ab})}} \frac{\pi U_{dc}}{4} \cos \frac{\theta}{2} \quad (19)$$

定义 $k_i = (\pi U_{dc} \beta |\delta|) / (4 \sqrt{2R_{eq}R_{ab} + 2X_{eq}X_{ab}})$, $u_i = \cos(\theta/2)$, u_i 为虚拟输入,则系统等效为:

$$I_o(s) = \frac{k_i}{\tau_2 s + 1} u_i, 0 \leq u_i \leq 1 \quad (20)$$

则可采用PI控制实现恒流充电

$$u_i = (k_{pi} + \frac{k_{fi}}{s})(I_{or} - I_o) \quad (21)$$

式中 I_{or} 为恒流充电时的充电电流的期望值,由电动汽车动力电池的充电特性确定。

整理后可得恒流输出控制系统结构框图如图4所示。在图5中, k_1 为系统增益系数, G_i 为逆变器的移相输入到直流输出电流的传递函数。

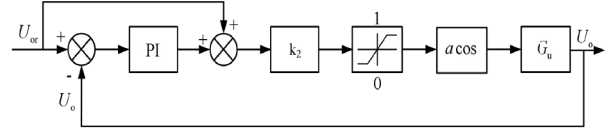


图4 WPT系统恒流闭环控制框图

2.2 恒压输出的控制

恒压输出时的关系为

$$\frac{dU_o}{dt} = \frac{\alpha}{\tau_1 s + 1} \frac{|Z_{ab}||\delta|}{\sqrt{2(R_{eq}R_{ab} + X_{eq}X_{ab})}} \frac{\pi U_{dc}}{4} \cos \frac{\theta}{2} \quad (22)$$

定义 $k_v = \alpha |\delta| |Z_{ab}| \pi U_{dc} / (4 \sqrt{2R_{eq}R_{ab} + 2X_{eq}X_{ab}})$, $u_v = \cos(\theta/2)$, 则恒压控制系统等效为:

$$U_o(s) = \frac{k_v}{\tau_1 s + 1} u_v, 0 \leq u_v \leq 1 \quad (23)$$

采用PI控制

$$u_v = (k_{pv} + \frac{k_{fv}}{s})(U_{or} - U_o) \quad (24)$$

整理后可得恒压输出控制系统结构框图如图5所示。 k_2 为系统增益系数, G_v 为逆变器的移相输入到直流输出电压的传递函数。

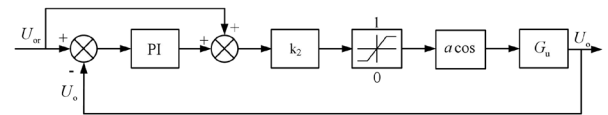


图5 WPT系统恒压闭环控制框图

3 仿真实验

为了验证本文理论分析与控制方法的正确性,在MATLAB/Simulink搭建基于双LCC拓扑结构的仿真模型,仿真电路参数如表1所示。

表1 WPT系统仿真参数

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|------------------|------|------------------|------|
| U_{dc}/V | 380 | $L_p、L_s/\mu H$ | 360 |
| f/kHz | 79 | $r_p、r_s/\Omega$ | 0.5 |
| $L_1、L_2/\mu H$ | 67 | $C_1、C_2/nF$ | 60.6 |
| $r_1、r_2/\Omega$ | 0.01 | $M/\mu H$ | 90 |
| $C_p、C_s/nF$ | 14 | - | - |

为了验证恒流恒压充电系统的充电性能。将恒流充电模式的充电电流设置为8A，恒压充电模式的充电电压设置为440V。在t=1s进行充电模式转换，由恒流转为恒压。

如图6所示。输出电流 I_o 在5ms后稳定为8A时基本保持不变，输出电压 U_o 在稳定后处于逐渐上升的状态，实现了对恒流充电的控制；当 $t \in [0.1, 0.2]$ 时，为恒压充电状态，输出电流 I_o 处于逐渐下降的状态，输出电压 U_o 大约经过了2ms后稳定为440V时基本保持不变，实现了对恒压充电的控制。

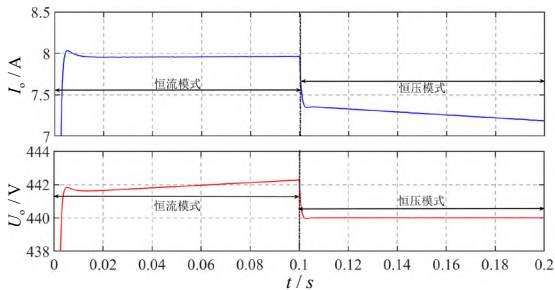


图6 蓄电池输出电压、电流波形

4 结语

本文基于双LCC补偿网络的无线电能传输系统，提出了一种切换控制策略，可以实现电动汽车锂电池恒流充电、恒压充电两种充电模式。首先，通过对无线充电系统进行数学建模及模型等效；然后，对系统恒流、恒压时的控制器进行设计，由PI控制的移相全桥逆变器实现LCC补偿的CC/CV充电；最后，搭建了Simulink仿真模型，仿真结果表明该控制策略可以实现电动汽车动力锂电池“先恒流后恒压”的充电需求。

参考文献:

[1] Li S, Mi C C. Wireless power transfer for electric vehicle applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015, 3(1):4-17.
[2] 黄学良, 谭林林, 陈中, 等. 无线电能传输技术研究与应用综述[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10):1-11.
[3] 赵争鸣, 刘方, 陈凯楠. 电动汽车无线充电技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20):30-40.
[4] 王允建, 王涛, 申耀华, 等. 三线圈无线输能主回路研究与仿真分析[J]. 制造业自动化, 2018, 40(6):55-59.
[5] Chen Y, Zhang H, Park S J, et al. A switching

hybrid LCC-S compensation topology for constant current/voltage EV wireless charging[J]. IEEE Access, 2019, 7:133924-133935.

[6] Li Y, Hu J, Chen F, et al. Dual-phase-shift control scheme with current-stress and efficiency optimization for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2018, 65(9):3110-3121.
[7] 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.
[8] 王付胜, 王文洋, 郭娟娟, 等. 基于双LCC谐振的无线电能传输系统设计[J]. 电力电子技术, 2020, 54(1):46-48.
[9] Li S, Li W, Deng J, et al. A double-sided LCC compensation network and its tuning method for wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6):2261-2273.
[10] Kim M, Joo D M, Lee B K. Design and control of inductive power transfer system for electric vehicles considering wide variation of output voltage and coupling coefficient[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018.
[11] Vu V B, Tran D H, Choi W. Implementation of the constant current and constant voltage charge of inductive power transfer systems with the double-sided LCC compensation topology for electric vehicle battery charge applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(9):7398-7410.
[12] Ahn D, Kim S, Moon J, et al. Wireless power transfer with automatic feedback control of load resistance transformation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11):7876-7886.