

串联阻抗的双向无线充电系统的效率优化设计

万青

(湖北省电力装备有限公司,湖北 武汉 430035)

摘要:基于智能灯杆的汽车双向无线充电能有效解决充电桩占地面积大、需要维护的问题,提高系统传输的效率在双向无线充电中具有重要的意义。然而,在反向放电的过程中,由于直流电网自身的阻尼系数较小,最优匹配阻抗无法获取,导致系统难以实现最优效率的传输。采用旁路串联LED照明设备的方式,通过调节接通的占空比和逆变器的相位角,不仅实现了最优阻抗的调节,也实现了对LED照明灯光强度的调节。首先建立了数学模型,分析了效率优化的条件,然后设计了一个双闭环的控制系统。实验结果表明,所提方法能明显提升反向放电的效率。

关键词:双向无线充电;智能灯杆;串联阻抗;闭环控制

中图分类号:TM28 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqed20941

Efficiency Optimization Design of Bi-directional Wireless Charging System Based on Series Impedance

WAN Qing

(Hubei Electric Power Equipment Co., Ltd., Wuhan 430035, Hubei, China)

Abstract: The problem of large area and maintenance of charging pile can be solved effectively by automobile bidirectional wireless charging based on intelligent lamp pole, and it is of great significance to improve the efficiency of system transmission in double-way wireless charging. However, in the process of reverse discharge, due to the small damping coefficient of the DC power network, the optimal matching impedance can not be obtained, so it is difficult to achieve the optimal efficiency of the transmission. The bypass series LED lighting equipment was used. By adjusting the duty cycle and the phase angle of the inverter, not only the optimal impedance was adjusted, but also the light intensity of LED lighting was adjusted. Firstly, the mathematical model was established to analyze the conditions of efficiency optimization, and then a double closed-loop control system was designed. The experimental results show that the method proposed can obviously improve the efficiency of reverse discharge.

Key words: bidirectional wireless charging; intelligent lamp pole; series impedance; closed loop control

智能灯杆具有多重的功能,在城市智能化中起到了重要的作用^[1-4]。利用智能灯杆的占地面积小,集成功能多的优势,将现有充电桩的功能集成在智能灯杆系统中具有重要的意义。现有的电动汽车的充电技术是基于插拔式的方案,具有操作不方便,容易受到天气的影响等不利的因素^[5-7],双向无线电能传输技术(bidirectional wireless power transfer, BWPT)使得电动汽车能接入电网中实现能量的双向无线电能传输受到广泛的关注^[8-10]。作为两个新兴技术的结合的相关报

道甚少。在正向的电能传输(grid to vehicle, G2V)中,电池的负载电阻的变化范围较大,通过原边和副边的相位控制能够实现高效的电动汽车能量的输送。然而,在反向的电能传输(vehicle to grid, V2G)的过程中,由于直流电网的阻尼系数较小,阻抗调节的范围有限^[11-14]。本文在智能灯杆的基础上结合双向无线充电技术,提出了一种利用照明LED调节直流网侧的方案,以到达高效的反向充电的目的。通过调节LED接入的时间,同时也实现了灯光的调节,能大幅度减少能源的

浪费。

1 双向无线充电系统的工作原理

一个典型的双向无线充电系统如图1所示。其中, U_{DC1} , U_{DC2} 分别为直流电网和汽车蓄电池上的电压。 $S_1 \sim S_4$ 构成直流电网侧的功率变换器, $S_5 \sim S_8$ 构成汽车侧的功率变换器。为了实现双向的能量传输, 两侧的功率变换器根据能量传输的方向分别工作在逆变状态和整流的状态。 L_p 和 L_s 为能量传输线圈的自感参数, 它们的寄生电阻值为 R_p 和 R_s , 耦合电感值 M 满足: $M = L_s L_p$ 。 C_p 和 C_s 用于补偿低耦合系数下线圈产生的无功功率, I_p 和 I_s 为原副边的电流。

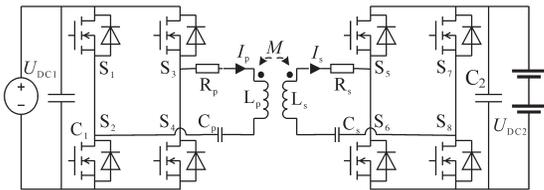


图1 双向无线充电的机构示意图

Fig.1 The structure of bidirectional wireless charging system

设定原边的桥臂之间的移相角为 φ_p , 副边的桥臂之间的相位角为 φ_s , 原边和副边桥臂上电压的基波分量的相位角为 φ_{ps} 。为了简化电路的分析, 图1中的电路可以被简化为只含有基波分量的耦合电感的等效电路模型, 如图2所示。双侧变换器桥臂上基波分量的有效值 U_p , U_s 和两侧的直流电压 U_{DC1} , U_{DC2} 之间的关系为

$$U_p = (2\sqrt{2}) / \pi U_{DC1} \sin(\frac{\varphi_p}{2}) \quad (1)$$

$$U_s = (2\sqrt{2}) / \pi U_{DC2} \sin(\frac{\varphi_s}{2}) \quad (2)$$

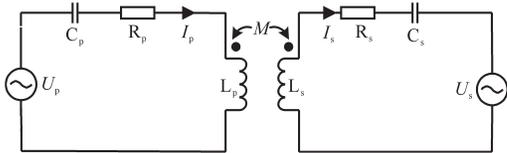


图2 双向无线充电等效电路图

Fig.2 The equivalent structure of bidirectional wireless charging system

根据基尔霍夫电压定理(KVL), 可以得到如下矩阵:

$$\begin{bmatrix} Z_p & -j\omega M \\ -j\omega M & Z_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ I_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_p \\ U_s \end{bmatrix} \quad (3)$$

其中

$$Z_p = j\omega L_p + 1/j\omega C_p + R_p$$

$$Z_s = j\omega L_s + 1/j\omega C_s + R_s$$

当两边都处在谐振的状态时, 上面原边和副边阻抗的表达式可以简化为

$$\begin{cases} Z_p = R_p \\ Z_s = R_s \end{cases} \quad (4)$$

此时解出 I_p 和 I_s , 得到:

$$\begin{cases} I_p = \frac{R_s U_p - j\omega M U_s}{R_p R_s + (\omega M)^2} \\ I_s = \frac{R_p U_s - j\omega M U_p}{R_p R_s + (\omega M)^2} \end{cases} \quad (5)$$

直流电网侧和电动汽车侧传输的有功功率为

$$P_p = R_e (U_p I_p^*) = \frac{R_s U_p^2 + \omega M U_p U_s \sin \varphi_{ps}}{R_p R_s + (\omega M)^2} \quad (6)$$

$$P_s = R_e (U_s I_s^*) = \frac{R_p U_s^2 - \omega M U_p U_s \sin \varphi_{ps}}{R_p R_s + (\omega M)^2} \quad (7)$$

式中: I_p^* , I_s^* 分别为双侧电流的共轭值。

联立式(1)、式(2)、式(6)及式(7), 并将系统传输的功率进行归一化之后, 得到:

$$P_{out} = \frac{8}{\omega M \pi^2} U_{DC1} U_{DC2} \sin \frac{\varphi_p}{2} \sin \frac{\varphi_s}{2} \sin \varphi_{ps} \quad (8)$$

从式(8)可以得出, 在双侧的电压恒定的条件下, 系统传输的功率受 φ_p , φ_s , φ_{ps} 三个相位角的影响。为了维持双侧最大功率的传输, 双侧之间的相位角一般设定在 $+\pi/2$ 和 $-\pi/2$, 其中前者表示直流电网向电动汽车充电, 后者表示电动汽车向电网放电。

2 弱阻尼直流电网下方向放电效率的提升

图3为可工作在旁路模式下的串联LED的电路图, 设汽车电池的等效的负载为 R_{bat} , 直流电网上的等效电阻为 R_{grid} 。

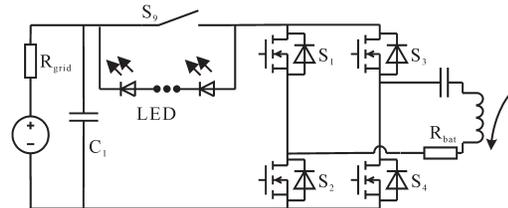


图3 可工作在旁路模式下的串联LED的电路图

Fig.3 Circuit diagram of series LED which can work in bypass mode

一般来说, 直流电网的内阻设计很小, 用于接纳更多的负载, 因此, $R_{grid} \ll R_{bat}$, 这就造成了正向充电和反向放电的阻抗特性是不同的, 进而它们传输的效率也是不同的。在正向充电过程中最优效率的优化已经有多种实现方法, 其中阻抗匹

配是实现最大效率的最有效的跟踪方法。本节使用阻抗匹配的方法研究在直流电网弱阻抗下的效率优化问题。

当直流电网侧的功率变换器工作在整流模式,且两个内桥臂之间存在移相角时,从补偿网络看进去的等效阻抗表示为

$$R_{grid,e} = (4/\pi^2)R_{grid}(1 - \cos\varphi_p) \quad (9)$$

其中, $\varphi_p \in [0, \pi]$, $R_{grid,e}$ 存在最大值为 $(4/\pi^2) \cdot R_{grid}$ 。由于直流电网的内阻一般在 $M\Omega$ 级别,即使等效电阻在最大值也无法满足阻抗匹配的要求。为了增大等效阻抗,需要在直流电网和功率变换器之间额外增加一个电阻。然而,额外的电阻会消耗电能,也会造成系统传输效率的下降。智能灯杆的LED在工作的时候可等效为一个阻性的负载。因此,为了满足最大效率的跟踪方式需要引入一个串联的等效阻抗。本文通过使用旁路开关的模式将LED串联来实现最大效率的跟踪,具体电路的实现形式如图3所示。当旁路开关断开之后,直流侧的等效电阻为

$$R_{e,p} = R_{grid} + R_{LED} \quad (10)$$

旁路开关可工作断续的模式,设定开关的占空比为 D ,那么调节之后LED的等效电阻 $R_{LED,e}$ 表示为

$$R_{LED,e} = (1 - D)R_{LED} \quad (11)$$

为了评估系统传输的效率,将输出功率和输入功率相比,得到效率的表达式为

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{\omega^2 M^2 R_e}{\omega^2 M^2 (R_p + R_e) + R_s (R_p + R_e)^2} \quad (12)$$

从式(12)得到效率最大点,就是在其相对于等效电阻 R_e 为0的点,即 $d\eta/dR_e = 0$ 。此时对应的阻抗称为最优阻抗,其表达式为

$$R_{e,opt} = \sqrt{\frac{R_p(\omega^2 M^2 + R_p R_s)}{R_s}} \quad (13)$$

为了维持最优的传输效率,通过控制 D 和相位角 φ_p ,满足下式:

$$\frac{4}{\pi^2} [(1 - D)R_{LED} + R_{grid}](1 - \cos\varphi_p) = R_{e,opt} \quad (14)$$

移相角和占空比对系统传输效率的影响如图4所示。直流电网侧功率变换器的角度设定的范围是 $0 \sim \pi$,占空比 D 的调节的范围是 $0 \sim 1$ 。在 D 和 φ_p 这两个自由度的调节下,反向放电存在多个最优效率点。但是LED亮度和反向放电电流呈正比,这样就限制阻抗的自由度,使其在可行

解中找到唯一的解。

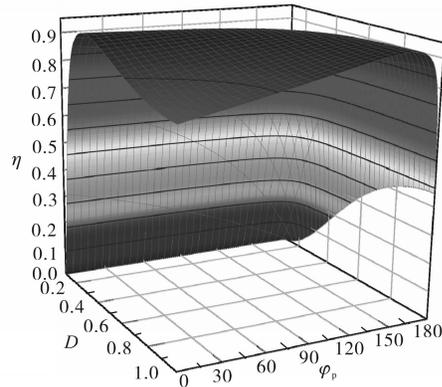


图4 移相角和占空比对系统传输效率的影响
Fig.4 Effect of phase angle and duty cycle on system transmission efficiency

3 阻抗和LED亮度的并行调节

在第2节中给出了最优效率跟踪理论的推导,得出有两个自由度的结论。在实际系统中,阻抗的调节过程主要受直流电网侧相位角的控制,而LED照明亮度的调节主要受到旁路开关 S_0 工作的占空比 D 的控制。为了对阻抗和LED的亮度进行双重的控制,在本节中设计一个双环的控制系统。两个环路之间是并行的关系,由于LED亮度调节过程是一个一阶的系统,而阻抗调节的过程则是一个高阶的系统,因此,LED亮度控制的节拍要比阻抗调节的快。

双闭环控制的框图如图5所示,一共存在两个PI调节的闭环控制系统,其中处在整流工作模式下的功率变换器的相位角主要是用来控制总体的等效串联阻抗;旁路开关则是用来控制LED照明的亮度。两个闭环的控制都需要采集直流母线上的电压和电流,被采集的电流用来实现LED的恒流控制;而被采集的电压和电流相除之后就得到了系统的等效电路的阻抗,然后和设定的最优电阻值进行比较,控制整流器的相位角,最终实现系统最优阻抗的匹配,也就实现了最大效率的跟踪。

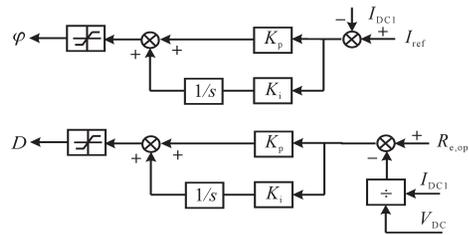


图5 双闭环控制框图
Fig.5 Block diagram of double closed loop control

4 实验结果

在理论分析的基础上,搭建了一个 380 W 的小功率实验样机,用于验证系统的工作特性。

实验参数如下:线圈自感 $L_p=L_s=50 \mu\text{H}$;线圈内阻 $R_p=R_s=0.2 \Omega$;补偿电容 $C_p=C_s=70 \text{ nF}$;直流电网电压 $V_{\text{DC1}}=48 \text{ V}$;电池电压 $V_{\text{DC2}}=48 \text{ V}$;直流电网内阻 $R_{\text{grid}}=0.1 \Omega$;LED 内阻 $R_{\text{LED}}=50 \Omega$;工作频率 $f=85 \text{ kHz}$;控制器型号为 STM32F407。一个串联内阻为 0.1Ω 的蓄电池用来模拟直流电网,另外一个串联内阻为 2Ω 的电阻被用作电动汽车的蓄电池。多个 LED 被串联,在额定功率时,其等效电阻为 50Ω 。系统工作的频率设定为 85 kHz ,符合现有的电能汽车无线充电推荐标准(SAEJ2954)。发射线圈和接收线圈使用对称结构,其直径为 17 cm 。为了增加它们之间的耦合系数,使用了六个铁氧体的磁条用来约束磁场的方向。功率控制板是将电压电流采集电路、驱动电路和全桥型功率变换器集成在一起,用来提高整个 PCB 的功率密度。双侧都有一个 STM32F407 的微控制器用来实现双闭环器的控制。

图 6 为直流电网向电动汽车充电时的波形图,其中 V_p, i_p 分别为直流电网侧桥臂上的电压和流过的电流; V_s, i_s 分别为电动汽车侧桥臂上的电压和流过的电流。

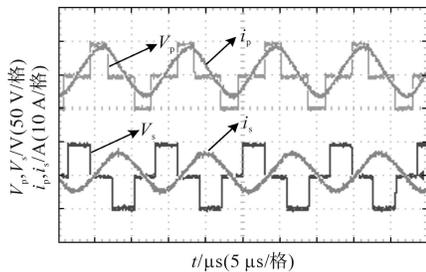


图 6 直流电网向电动汽车充电的波形
Fig.6 Waveforms of DC grid charging electric vehicle

根据双侧电压和电流的相位关系可以得出,直流侧的功率变换器工作在逆变模式,而电动汽车侧的功率变换器工作在整流模式。同侧桥臂上的电压和电流处在同相或反相的状态,两侧之间的相位差为 $\pi/2$ 。当将两个桥臂之间的相位差改为 $-\pi/2$,就得到了如图 7 所示的电动汽车反向放电的波形。两侧功率变换器的工作模式自动发生了互换。图 8 为在直流电网的电压突变的情况下 LED 亮度控制的测试的波形。在 $190 \mu\text{s}$ 电压暂降的时间内直流电网侧的谐振电流几乎维

持不变。实验结果表明所设计的阻抗和 LED 亮度调节的双闭环系统能在几个开关周期之内对直流电网的突变做出响应。

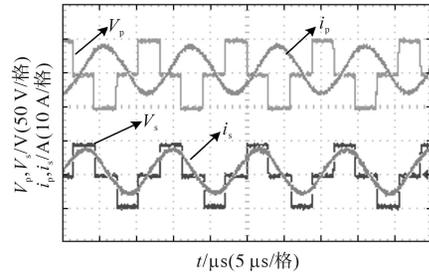


图 7 电动汽车向直流电网放电的波形

Fig.7 Waveforms of electric vehicle discharging to DC grid

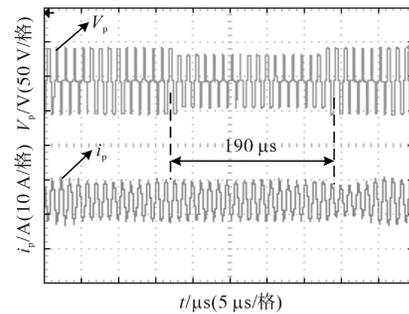


图 8 直流电网电压暂降下的控制的响应

Fig.8 Response of controller during DC grid voltage drop

为了验证串联 LED 的方法能提高系统传输效率的有效性,在 $150 \sim 380 \text{ W}$ 的功率范围内分别测试了反向放电的状态下有串联和无串联 LED 的两种模式下的系统效率。图 9 为串联和非串联 LED 条件下系统传输的效率对比。从图 9 中可以得出,由于阻抗控制环路的作用,在有串联 LED 情况下的系统传输效率维持在 0.86 以上,而在无串联模式下系统传输效率始终较低,且在轻载的情况下尤为明显。

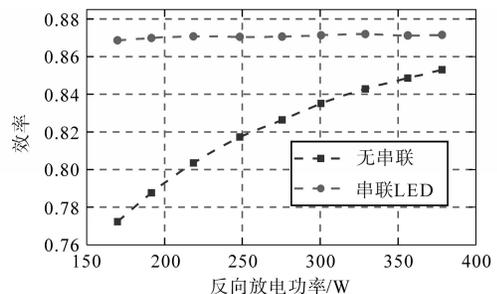


图 9 串联和非串联 LED 条件下系统传输的效率对比
Fig.9 Comparison of system transmission efficiency under series and non-series LED conditions

5 结论

本文针对双向无线电能传输系统在反向放

电过程中存在的最优阻抗难以匹配的问题,进行优化设计。所提方法不仅增加了电网侧阻抗的范围,也使得 LED 照明的亮度可控。理论分析证明了所提方法的可行性,并通过实验验证了在增加串联阻抗后,系统传输的效率得到了明显地提升。

参考文献

[1] 李文鹏,李龙,王聚,等.上海市杨浦区智能微枢纽的设计及建设方案[J].照明工程学报,2017(5):125-127,165.
 [2] 刘睿莹,陈如清,朱荷蕾.面向智慧城市建设的LED路灯智能控制系统设计[J].嘉兴学院学报,2018,30(6):71-77.
 [3] 金山城,田茂,段沛,等.基于STM32的智慧路灯控制系统设计与实现[J].计算机测量与控制,2018(6):102-106,111.
 [4] 郭小帆,马天男,王超,等.计及电动汽车充电桩接入的配电网网架规划优化研究[J].智慧电力,2019,47(6):64-70.
 [5] 夏晨阳,赵书泽,杨颖,等.电动汽车无线充电系统研究综述[J].广东电力,2018,31(11):10-21.
 [6] 刘水,蔡文,周奇,等.基于无线通信技术的电动汽车智能充

电管理系统[J].电测与仪表,2018,55(S1):95-98.
 [7] 万成江,邱晓燕,邱高,等.基于GPRS无线通讯的电动汽车与智能配电网的互动研究[J].电力系统及其自动化学报,2017(6):59-64.
 [8] 刘方,陈凯楠,蒋焱,等.双向无线电能传输系统效率化控制策略研究[J].电工技术学报,2019,34(5):5-15.
 [9] 陈凯楠,赵争鸣,刘方,等.电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析[J].电力系统自动化,2017(2):66-72.
 [10] 余岳,汪红霞.基于WPT的电动汽车双向充电器主电路拓扑结构研究[J].电子测试,2018(8):16-17.
 [11] 刘闯,郭赢,葛树坤,等.基于双LCL谐振补偿的电动汽车无线充电系统特性分析与实验验证[J].电工技术学报,2015,30(15):127-135.
 [12] 何耀,周瑞娟,刘新天,等.基于V2G无线充电双向直流变压器的补偿研究[J].电力电子技术,2018,52(11):5-7,25.
 [13] 刘郑,孙志峰,蒋燕,等.微网下基于V2G的电动汽车并网研究[J].计算机与数字工程,2019,47(7):1713-1718.
 [14] 陈凯炎,牛玉刚.基于V2G技术的电动汽车实时调度策略[J].电力系统保护与控制,2019,47(14):1-9.

收稿日期:2019-09-30

修改稿日期:2019-12-09

(上接第17页)

南理工大学,2017.
 [3] Ditze S. Steady-state analysis of the bidirectional CLLLC resonant converter in time domain[C]//2014 IEEE 36th International Telecommunications Energy Conference (INTELEC), Vancouver, BC, 2014:1-9.
 [4] 胡海兵,王万宝,孙文进,等.LLC谐振变换器效率优化设计[J].中国电机工程学报,2013,33(18):48-56.
 [5] Bing L, Wenduo L, Yan L, et al. Optimal design methodology for LLC resonant converter[C]//Twenty-first Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2006:6.
 [6] De Simone S, Adragna C, Spini C, et al. Design-oriented steady-state analysis of LLC resonant converters based on FHA[C]//International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM), 2006:200-207.
 [7] 吕正,颜湘武.直流纳电网中用于高频隔离的CLLC型双向

直流变压器的模态分析与优化设计[J].中国电机工程学报,2016,36(21):5918-5929,6036.
 [8] Lai J, Zhang L, Zahid Z, et al. A high-efficiency 3.3 kW bidirectional on-board charger[C]//2015 IEEE 2nd International Future Energy Electronics Conference (IFEEC), Taipei, 2015:1-5.
 [9] Jee Hoon J, Joong Gi K. Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter[C]//European Conference on Power Electronics and Applications, 2007:1-10.
 [10] Chang H, Liang T, Yang W. Design and implementation of bidirectional DC-DC CLLLC resonant converter[C]//2018 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Portland, OR, 2018:2712-2719.

收稿日期:2019-07-10

修改稿日期:2019-09-02