

电动汽车LCL复合型无线充电研究

黄悦华, 谌桥, 程江洲, 郭思涵, 聂玮瑶, 阮曾成

(三峡大学 电气与新能源学院, 湖北 宜昌 443002)

摘要: 为了满足电动汽车电池的充电需求,从改进线圈结构出发,提出了原边采用LCL结构,副边采用新型复合型结构的两线圈结构,对该结构进行磁耦合谐振时的理论分析。副边结构中存在3个可变补偿电容,通过改变磁能再生开关MERS的导通角 α 对可变补偿电容的电容值进行调整匹配,可得到电动汽车最大功率(MP)充电、恒流(CC)充电、恒压(CV)充电的3种充电模式,同时能使系统稳定工作于耦合谐振状态。搭建了系统模型,分析了在MP,CC,CV 3种方式下的3个可变补偿电容的状态,并对可变补偿电容结构进行进一步分析。搭建了Simulink模型与实验平台,结果表明通过改变3个可变补偿电容MERS的导通角,即可得到电动汽车CC,CV,MP的充电状态。该新型结构对电动汽车磁耦合谐振式充电有着重要影响。

关键词: 电动汽车无线充电;LCL复合型结构;磁耦合谐振;MP,CC,CV模式;可变补偿电容

中图分类号: TM727 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21915

Research on LCL-compound Wireless Charging of Electric Vehicle

HUANG Yuehua, CHEN Qiao, CHENG Jiangzhou, GUO Sihan, NIE Weiyao, RUAN Zengcheng

(College of Electrical and New Energy, China Three Gorges University, Yichang 443002, Hubei, China)

Abstract: In order to satisfy the charging demands of electric vehicle (EV) batteries, starting from the improvement of the coil structure, a two-coil structure with an LCL structure on the primary side and a new composite structure on the secondary side was proposed, meanwhile a theoretical analysis of the structure at magnetic coupling resonance was performed. There were three variable compensation capacitors in the secondary side, and their value could be adjusted, matched by changing the conduction angle α of magnetic energy recovery switch (MERS) to obtain maximum power (MP), constant current (CC), and constant voltage (CV) charging modes, while the system was enabled to work stably in the coupled resonance state. The system model was built, and the status of the three variable compensation capacitors in MP, CC, and CV modes were analyzed, at the same time the structures of them were further analyzed. The Simulink model and experimental platform were built. The results show that by changing the conduction angles of the three variable compensation capacitors MERS, the charging state of the EV in CC, CV and MP modes can be obtained. This new structure has an important impact on EV magnetic coupling resonance charging.

Key words: electric vehicle (EV) wireless charging; LCL-composite structure; magnetic coupling resonance; maximum power (MP), constant current (CC), constant voltage (CV) mode; variable compensation capacitance

在全球环境与能源问题的双重打击下,电动汽车的出现与迅速发展是解决这一问题的有效途径,国内外电动汽车的产量与销量也直追传统燃油汽车。无线充电早期风靡于智能手机,近些年,为了满足大量电动汽车充电需求,无线充电于电动汽车方面的研究也进行地如火如荼^[1-5]。电动汽车可以通过换电站电池更换,有线、无线

充电进行电能的补给。电池更换需要建设大量换电站,且换电站需存储各种类型、品牌的电池,建造与运维成本较高;由于有线充电需要经常拔插插头,与插座存在物理磨损,易造成磨损部分老化,产生电火花,严重时甚至漏电,引起触电火灾等事故,并且恶劣环境下安全系数非常低^[6];因此,与电池更换和有线充电相比,无线充电方式

基金项目: 湖北省科技计划项目技术创新专项(2016AAA040)

作者简介: 黄悦华(1972—),男,博士,教授,Email:hyh@ctgu.edu.cn

采用非接触式充电,安全系数高,建设成本较电池更换低,是未来电动汽车电能补给的重要组成部分与趋势^[7]。

电动汽车的核心部位为其动力来源—电池,目前通常采用Li(锂)电池。对Li电池充电时,首先为恒流模式,此时电流为恒定值,电池端电压缓慢升高,当达到额定值时,切换为恒压模式,期间充电电流不断下降至电池满电,充电结束,即广为人知的“CC-CV”模式。现实生活中,常常会因为车主或其他因素导致发射端与接收端线圈未完美对应,易导致耦合系数降低,影响充电效率。文献[8]采用相应控制方法来稳定输出电压,但是其控制方法与策略异常繁琐,消耗大量时间。

文献[9]将MERS(magnetic energy recovery switch)使用于原边补偿结构,当耦合系数降低时以此使系统保证最大功率输出。文献[10-11]分

别采用S-S与LCL-LCL拓扑结构,将额外的补偿电容和开关加入到原边网络,实现了CC与CV的随意切换,但需要发射端与接收端有良好的信息交换,高频磁场空间中易造成无线通信不稳定,且难以维持磁耦合谐振状态。

基于上述文献所存在的问题,文章建立LCL复合型新型结构,对副边线圈中的3个可变补偿电容的MERS的导通角进行控制,实现了在保证系统磁耦合谐振^[12]的状态下,切换负载时系统也能稳定工作于CC,CV,MP 3种工作状态。相对于传统的无线充电系统,其优势在于电能传输更加稳定、高效,充电状态切换平滑,对于目前电动汽车无线充电发展有着重要推动作用。

1 系统特性分析

LCL复合型无线电能传输系统(radio energy transmission system, RETS)模型^[13-15]如图1所示。

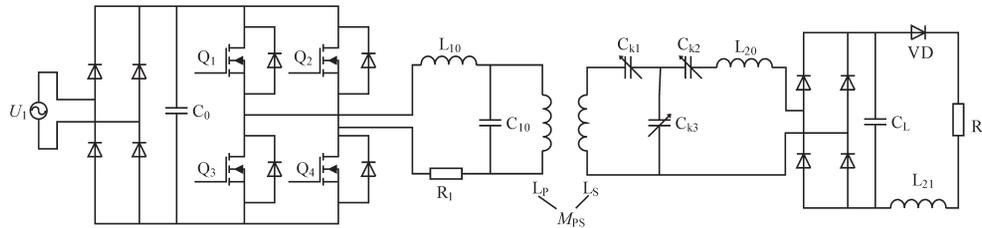


图1 LCL复合型无线电能传输系统模型

Fig.1 Model of LCL-composite wireless power transmission system

图1中 U_1 为交流电压源; $Q_1\sim Q_4$ 构成电压型逆变器; L_{10}, C_{10} 分别为发射端补偿电感、补偿电容; L_p, L_s 分别为原、副边线圈电感; M_{ps} 为线圈互感系数; L_{20} 为接收端补偿电感; C_{k1}, C_{k2}, C_{k3} 为接收端3个可变补偿电容; R_L 为电池负载等效电阻。文中副边结构使用了3个可变补偿电容,为了便于理论分析,将系统简化为图2,其中 U_2 为高频交流电。

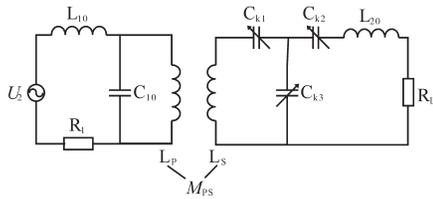


图2 LCL复合型简化电路

Fig.2 LCL-composite simplified circuit

1.1 原边电路谐振分析

对于原边线圈,考虑到LCL型拓扑能使发射线圈的电流呈现出恒流源特性^[16],所以选择LCL结构。根据经典电路理论:

$$j\omega L_{10} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega C_{10}} + j\omega L_p} = 0 \quad (1)$$

式中: ω 为角频率。

可以取 $L_{10}=L_p$,所以得到原边电路磁耦合谐振的条件为

$$\begin{cases} L_{10} = L_p \\ \omega^2 L_p C_{10} = 2 \end{cases} \quad (2)$$

1.2 副边电路谐振分析

从图2可以看到副边电路的结构相对复杂,同理可得:

$$\begin{cases} j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{k1}} + \frac{1}{j\omega C_{k3}} = 0 \\ j\omega L_{20} + \frac{1}{j\omega C_{k2}} + \frac{1}{j\omega C_{k3}} + R_L = R_x \end{cases} \quad (3)$$

式中: R_x 为纯电阻。

由于 C_{k1}, C_{k2}, C_{k3} 为可变电容,所以副边线圈磁耦合谐振的条件为

$$\begin{cases} \frac{1}{C_{k1}} + \frac{1}{C_{k3}} = \omega^2 L_s \\ \frac{1}{C_{k2}} + \frac{1}{C_{k3}} = \omega^2 L_{20} \end{cases} \quad (4)$$

2 CC, CV, MP 状态特性分析

为了方便对3种状态的特性进行分析,将发射端电路等效为接收端的一个交流电源^[17-19],如图3所示,图3中 U_s 为发射端等效到接收端的交流电压源。

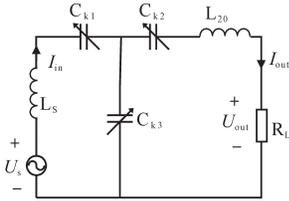


图3 副边线圈简化等效电路

Fig.3 Simplified equivalent circuit of secondary coil

2.1 恒流输出原理

为简化计算,令 β 为一个常数,使得:

$$L_s = \beta L_{20} \quad (5)$$

根据经典电路理论,由图3得:

$$\begin{aligned} U_s &= I_{in} (j\omega\beta L_{20} + \frac{1}{j\omega C_{k1}}) + (I_{in} - I_{out}) \frac{1}{j\omega C_{k3}} \\ &= I_{in} (j\omega\beta L_{20} + \frac{1}{j\omega C_{k1}} + \frac{1}{j\omega C_{k3}}) - I_{out} \frac{1}{j\omega C_{k3}} \end{aligned} \quad (6)$$

所以当 $j\omega\beta L_{20} + \frac{1}{j\omega C_{k1}} + \frac{1}{j\omega C_{k3}} = 0$ 时,有:

$$I_{out} = -j\omega C_{k3} U_s \quad (7)$$

由式(6)可知, I_{in} 的系数为0时, I_{out} 仅与 C_{k3} 和 U_s 有关,当 C_{k3} 为定值时,系统保持恒流输出。同时,系统需保证工作于磁耦合谐振状态,且其恒流条件也为耦合谐振条件,所以可以选择 $C_{k1} = C_{k3}$,故当 C_{k3} 电容值确定时,可以得到:

$$C_{k1} = C_{k3} = \frac{2}{\omega^2 \beta L_{20}} \quad (8)$$

$$C_{k2} = \frac{C_{k3}}{\omega^2 L_{20} C_{k3} - 1} = \frac{2}{\omega^2 L_{20} (2 - \beta)} \quad (9)$$

由式(7)~式(9)可计算出LCL复合型RETS恒流输出时3个可变补偿电容的电容值。

2.2 恒压输出原理

由图3,有:

$$I_{out} = \frac{U_{out}}{R_L} \quad (10)$$

代入式(6),可得:

$$I_{in} = \frac{U_s + \frac{U_{out}}{j\omega C_{k3} R_L}}{j\omega\beta L_{20} + \frac{1}{j\omega C_{k1}} + \frac{1}{j\omega C_{k3}}} \quad (11)$$

为了计算方便,令输入阻抗与输出阻抗分别为 Z_{in} 和 Z_{out} :

$$Z_{in} = j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_{k1}} \quad (12)$$

$$Z_{out} = j\omega L_{20} + \frac{1}{j\omega C_{k2}} \quad (13)$$

根据经典电路理论有:

$$U_s = I_{in} Z_{in} + I_{out} Z_{out} + U_{out} \quad (14)$$

$$U_s = \left[\frac{Z_{in}}{j\omega C_{k3} Z_{in} + 1} + Z_{out} \right] \frac{1}{R_L} + 1 \left[\frac{Z_{in}}{Z_{in} + \frac{1}{j\omega C_{k3}}} \right] U_{out} \quad (15)$$

所以当 $1/R_L$ 前面的系数为0时,负载 R_L 的电压 U_{out} 与自身无关。将式(12)、式(13)代入,可以得到在耦合谐振情况下的恒压输出的 C_{k1} , C_{k2} , C_{k3} 的电容值:

$$C_{k1} = \frac{\beta + 1}{\beta \omega^2 L_{20} (\beta + 1 - \beta L_{20})} \quad (16)$$

$$C_{k2} = \frac{\beta + 1}{\omega^2 L_{20} (\beta + 1 - \beta^2 L_{20})} \quad (17)$$

$$C_{k3} = \frac{\beta + 1}{\beta^2 \omega^2 L_{20}^2} \quad (18)$$

由式(16)~式(18)可计算出LCL复合型RETS恒压输出时3个可变补偿电容的电容值。

2.3 最大功率输出原理

在实际充电过程中,常常会因为车主或其他因素导致发射端与接收端线圈未完美对应,导致耦合系数降低,影响充电效率,系统无法维持最大功率输出。对存在于副边结构中的3个可变补偿电容的电容值进行切换匹配,不但能维持CC, CV模式,还可以实现维持最大功率输出模式^[20-21]。当发射与接收线圈中存在障碍物,此时耦合系数骤降,充电效率极低,此时系统会有相应提示,对障碍物进行清理,以恢复正常。

系统最大传输功率条件为

$$Z_{eq} = Z_L^* \quad (19)$$

式中: Z_{eq} 为等效阻抗; Z_L^* 为负载阻抗的共轭值。所以当互感线圈的互感系数 M_{ps} 发生变化时,为了维持磁耦合谐振状态,同时使系统实现恒定最

大功率的条件为

$$C_{k3} = \frac{2AM_{PS} + B}{2CM_{PS} + 3DM_{PS}^2} \quad (20)$$

$$C_{k1} = \frac{C_{k3}}{\omega^2 \beta L_{20} C_{k3} - 1} \quad (21)$$

$$C_{k2} = \frac{C_{k3}}{\omega^2 L_{20} C_{k3} - 1} \quad (22)$$

其中

$$\begin{cases} A = 1 - \omega^2 L_{10} C_{10} \\ B = L_p + L_{10} - \omega^2 L_{10} C_{10} L_p \\ C = \omega^2 (\omega^2 L_{10} C_{10} L_p - L_{10} - L_p) \\ D = \omega^2 (\omega^2 L_{10} C_{10} - 1) \end{cases} \quad (23)$$

式(20)~式(22)表示了在其他网络参数保持不变的情况下,系统维持在最大功率输出时接收端3个可变补偿电容随 M_{PS} 变化的电容值。

3 可变补偿电容分析

为了满足上述3种充电状态的切换,对副边结构中3个可变补偿电容采用MERS^[22]控制,以此实现3个电容的动态调节。

3.1 MERS 原理

全桥式MERS的电路如图4所示。

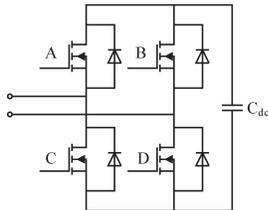


图4 MERS 电路
Fig.4 MERS circuit

由图4电路可知,若想实现MERS调节动态电容,只有导通MERS中的A, B, C, D其中一个MOSFET或者对角开关(A—D, B—C)导通,否则 C_{dc} 会被短路。根据不同的开关组合状态,MERS电路的工作状态也不同,详见表1。其中√代表导通,×代表关断^[23]。

表1 MERS 工作状态

Tab.1 MERS working status

| A | B | C | D | 工作状态 |
|---|---|---|---|--------|
| √ | × | × | √ | 正向充电 |
| × | √ | √ | × | 反向放电 |
| × | × | × | √ | 单管反向旁路 |
| × | √ | √ | × | 反向充电 |
| √ | × | × | √ | 正向放电 |
| × | √ | × | × | 单管正向旁路 |

MERS电压输出波形如图5所示。将MERS运用于系统副边结构,任意一组双开关(如A—D)导通, C_{dc} 进入充电模式;当 C_{dc} 两端电压为峰值时,即 C_{dc} 两端电压不会继续上升的时候,接着进行反向放电;放电结束后MERS则为单管反向旁路状态(只有一个MOSFET导通且与 C_{dc} 正向串联),此时 C_{dc} 上无电流;B—C导通,紧接着进入反向充电模式,直到 C_{dc} 两端电压为峰值;然后进行正向放电,MERS在放电结束后进入单管正向旁路状态,此刻 C_{dc} 上无电流。该过程即为MERS一个充放电周期,控制4个MOSFET的导通时刻,便能控制充放电过程,最终能达到MERS等效电容连续可控的效果。

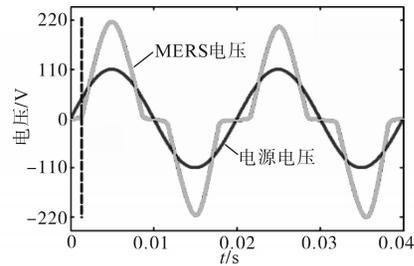


图5 MERS 电路工作图

Fig.5 Working diagram of MERS circuit

3.2 MERS 数学模型

采用移相控制调节MERS中MOSFET的开关导通时刻(时间周期转换为角度周期,即为 α)来改变 C_{dc} 两端电压,从而实现等效电容的可调节性。由图5分析可知,在 $\alpha=0^\circ$ (图5中时间为0)时,MERS的电压波形为标准正弦波;当 $\alpha \neq 0^\circ$ 时,在一个充放电周期中,MERS会有两次单管导通状态,该阶段 C_{dc} 不会有电流通过。

从上述可以得到MERS两端电压波形为图5所示。令 X_c 为MERS中 C_{dc} 的容抗, C 为等效电容值, $i(x)$ 为电流瞬时值, I 为电流有效值,其电压值计算为

$$\begin{aligned} U_{MERS}(x) &= \int_{\alpha}^x \frac{1}{\omega C} i(x) dx = \int_{\alpha}^x \frac{1}{\omega C} (\sqrt{2} I \cos x) dx \\ &= \sqrt{2} X_c I (\sin x - \sin \alpha) \end{aligned} \quad (24)$$

对式(24)进行傅里叶级数展开,取其基波项,整理得:

$$U_{MERS}(\theta) = \begin{cases} 0 & \theta \in [-\pi, -\pi + \alpha] \cup (-\alpha, \alpha) \cup (\pi - \alpha, \pi) \\ \sqrt{2} X_c I_0 (\sin \theta - \sin \alpha) & \theta \in [\alpha, \pi - \alpha] \\ -\sqrt{2} X_c I_0 (\sin \theta - \sin \alpha) & \theta \in [-\pi + \alpha, -\alpha] \end{cases} \quad (25)$$

式中: I_0 为基波电流的有效值; θ 为电压相位角。

由此MERS基波电压的有效值和等效电容 X_{MERS} 为

$$U_{MERS(1)} = \frac{2}{\pi} X_c I_0 \left[\frac{1}{2} \pi - \alpha - \frac{1}{2} \sin(2\alpha) \right] \quad (26)$$

$$X_{MERS} = \frac{2}{\pi} X_c \left[\frac{1}{2} \pi - \alpha - \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right] \quad (27)$$

得到MERS的等效电容随导通角 α 变化曲线如图6所示。

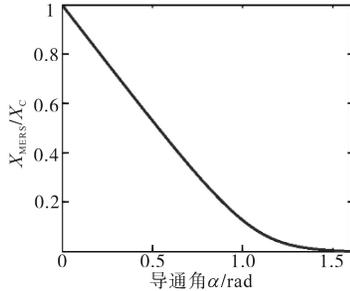


图6 MERS电容曲线图

Fig.6 MERS capacitance curve

通过式(26)和图6分析可得,相比于普通的电容,MERS通过控制MOSFET开关导通时刻,改变 C_{dc} 充放电状态,以此达到在单周期内得到一个“定值电容”。由式(27)可知,在 C_{dc} 电容值为一个定值的情况下,等效电容 X_{MERS} 和导通角 α 关系见图6,只要改变导通角 α ,便能实现电容值的调整,由此来实现CC,CV,MP3种工作状态。

4 仿真与实验验证

通过图5中MERS电压波形可知,当导通角 $\alpha \neq 0^\circ$ 时,系统输出波形会发生一定程度的畸变。为了验证MERS是否适用于电动汽车无线充电系统,将分析输出谐波。对MERS施加380V与220V的电压, α 与系统输出电流畸变率(THD)关系如图7所示。分析可知,随着 α 的增大,电流THD先增大至最大值后衰减至平稳,且明显380V较220V时电流THD更大。在端电压为220V时,系统电流THD不会超过7%。

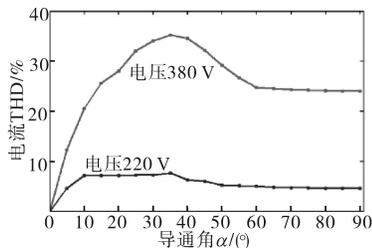


图7 电流畸变率变化图

Fig.7 Variation of current distortion rate

对电容峰值电压进行分析,电容峰值电压随 α 变化的关系如图8所示,显而易见,随着 α 的增大,电容峰值电压也在增大,但在 $\alpha < 40^\circ$ 时,其增

幅较小,当 $\alpha > 40^\circ$ 后,增幅较之前明显提高4倍以上。针对文章提出的系统,只要系统电压取220V,合理设置网络参数,便能实现在CC,CV,MP3种状态下将3个MERS导通角 α 控制在 40° (0.698 rad)以内,该种状态下,由MERS导致的输出畸变和电容峰值电压变化(整体最高为4.03%)便能忽略不计。

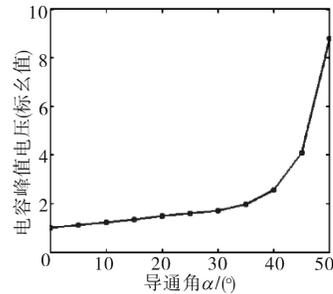


图8 电容峰值电压变化图

Fig.8 Capacitance peak voltage variation diagram

参照图1搭建了LCL复合型结构无线电能传输装置的Simulink仿真模型来验证文章系统可行性,考虑到电磁影响以及电动汽车常用的无线传输频率,频率 f 选为13.56kHz。电动汽车充电功率多为kW级,考虑到安全性,所以其模型参数选择如下: $U_s=220V, M_{PS}=28.27\mu H, f=13.56kHz, L_{20}=24.22\mu H, C_0=3.54pF, C_{k1}=15.76nF, L_{10}=26.39\mu H, C_{k2}=25.13nF, C_{10}=10.44pF, C_{k3}=15.76nF, R_1=50\Omega, C_{l1}=8.75pF, L_p=26.39\mu H, L_{21}=35.85\mu H, L_s=30.28\mu H, R_l=25\sim 50\Omega$ 。

当3个MERS的 α 分别为 $0^\circ, 18^\circ, 0^\circ$ 时,系统处于恒流输出状态,图9为其电流波形图。当 $R_l=50\Omega$ 时,系统开始充电直至稳定,此刻输出电流为6.713A。将 R_l 于0.001s时切换为25 Ω ,系统瞬间发生小幅度抖动,峰值电流为7.324A,之后电流迅速稳定至6.718A。切换 R_l 前后电流变化率为0.07%,几乎可以忽略不计。

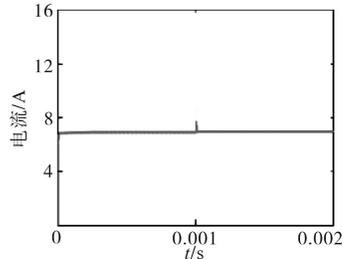


图9 CC模式系统输出电流波形

Fig.9 Output current waveform of CC mode system

当3个MERS的 α 分别为 $37^\circ, 26.3^\circ, 18.9^\circ$ 时,系统处于恒压输出特性。该状态下的电压波形如图10所示。当 $R_l=50\Omega$ 时,系统开始充电直至

稳定状态,此刻输出电压为180.56 V。将 R_L 于0.001 s时切换为25 Ω ,系统瞬间发生轻微波动,峰值电压为182.20 V,之后电压迅速稳定至177.95 V。切换 R_L 前后电流变化率为1.45%,几乎可以忽略不计。

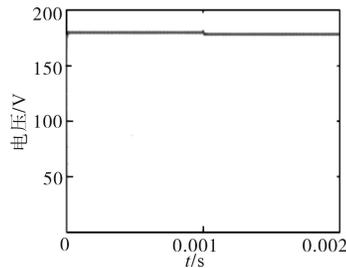


图10 CV模式系统输出电压波形

Fig.10 Output voltage waveform of CV mode system

当互感 M_{ps} 由28.27 μH 逐渐减小时,副边采用定容量补偿的双LCL结构与文章系统的功率因数的变化作对比,如图11所示。前者随着 M_{ps} 的减小,功率因数快速达到峰值0.81后,缓慢衰减至0.6。而本文系统,其功率因数基本维持在0.92左右。

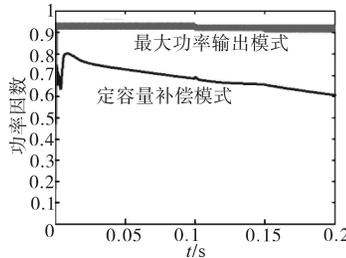


图11 MPS变化时系统功率因数

Fig.11 Power factor of system when MPS changes

通过上述的仿真结果可以得到在合理的参数设置下,控制3个MERS的 α 变化,系统便能有效地保持CC,CV,MP模式。并与文献[10]、文献[21]、文献[23]中3种模式的对比如表2所示。分析可得本文所提结构在CC,CV状态时的变化率明显低于其他3种模式,并且MP模式下功率因数最高且稳定。

表2 数据分析对比

Tab.2 Data analysis and comparison

| 名称 | LCL复合型 | 定容量补偿 | 单MERS | 变补偿参数 |
|----------------------|--------|-----------|-------|-------|
| CC电流变化率/% | 0.07 | / | 0.4 | 0.24 |
| CV电压变化率/% | 1.45 | / | 2.52 | 1.53 |
| MP下 M_{ps} 变化时功率因数 | 0.92 | 0.60~0.81 | 0.82 | / |
| 是否维持磁耦合 | 是 | 否 | 否 | 是 |

依据前文仿真参数搭建了实验平台进行验证。参照仿真步骤,调整好参数,进行多次试验取平均值,对CC状态下, R_L 为50 Ω 与25 Ω 时的电流进行了测试记录,如图12与图13所示,分析可得,切换电阻前后电流基本稳定在6.36 A与6.41 A左右,相比仿真数据差距为5.26%与4.58%,实验平台上电流变化率为0.79%,结果较为理想。

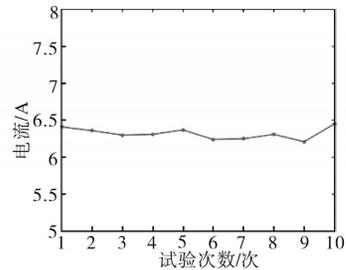


图12 $R_L=50 \Omega$ 时的电流

Fig.12 Current at $R_L=50 \Omega$

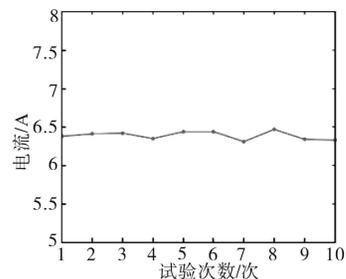


图13 $R_L=25 \Omega$ 时的电流

Fig.13 Current at $R_L=25 \Omega$

对CV状态下, R_L 为50 Ω 与25 Ω 时的电压进行了测试记录,如图14与图15所示。分析可得,切换电阻前后电压基本稳定在172.0 V与168.2 V左右,相比仿真数据差距为4.74%与5.47%,实验平台上电压变化率为2.24%,结果较为理想。将两线圈位置进行水平横移,对功率因数进行计算统计,结果如图16所示,分析可得,在互感系数发生变化时,该系统功率因数稳定在0.88左右,相比仿真数据差距为4.35%,结果较为理想。

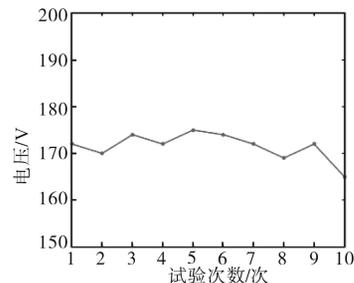


图14 $R_L=50 \Omega$ 时的电压

Fig.14 Voltage at $R_L=50 \Omega$

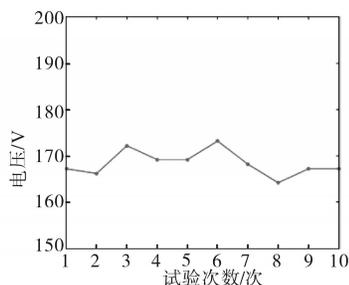
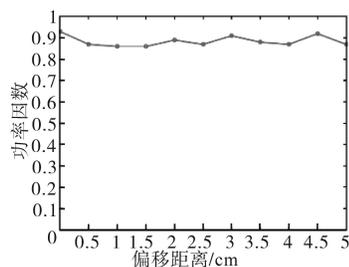
图15 $R_L=25\ \Omega$ 时的电压Fig.15 Voltage at $R_L=25\ \Omega$ 

图16 线圈偏移时的功率因数

Fig.16 Power factor at coil offset

由实验平台上得出的上述实验数据可以看出,在一些不可控的外界条件影响和实际操作存在误差的情况下,3种状态下,CC模式与仿真差距为5.45%左右,CV模式与仿真差距为5.59%左右,MP模式与仿真差距为4.35%。装置整体表现良好。

5 结论

文章提出了一种LCL复合型磁耦合谐振式无线充电系统,该系统副边存在3个由MERS控制的补偿电容。

分析了CC,CV,MP3种状态下3个补偿电容的状态,通过对3个MERS导通角的控制,使得系统能实现3种工作状态。

对MERS的数学模型进行了分析,验证了其可等效为动态电容,寻找出了等效电容值与导通角的关系,通过相关计算能得到3种状态下3个补偿电容的电容值。

搭建了Simulink模型与实验平台,对系统进行了仿真与实验验证,由结果可以得到当采用LCL复合型结构时,合理设置参数,仿真环境下各个参数都优于其他3种结构,实验数据显示,CC模式下,仿真与实验差距为5.45%左右;CV模式下,差距为5.59%左右;MP模式下,功率因数差距为4.35%,充分证明了文章所提系统能有效实现CC,CV,MP3种模式。

参考文献

- [1] 卢闻州,沈锦飞,方楚良.磁耦合谐振式无线电能传输电动汽车充电系统研究[J].电机与控制学报,2016,20(9):46-53.
- [2] Parmesh K R, Neriya R, Kumar M V. Wireless charging system for electric vehicles.[J]. International Journal of Vehicle Structures & Systems, 2017, 9(1): 23-26.
- [3] Niu Songyan, Xu Haiqi, Sun Zhirui, *et al.* The state-of-the-arts of wireless electric vehicle charging via magnetic resonance: principles, standards and core technologies[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2019, 114: 109302.
- [4] 朱春波,姜金海,宋凯,等.电动汽车动态无线充电关键技术研究进展[J].电力系统自动化,2017,41(2):60-65,72.
- [5] Sun Longzhao, Ma Dianguang, Tang Houjun. A review of recent trends in wireless power transfer technology and its applications in electric vehicle wireless charging[J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2018, 91: 490-503.
- [6] 黄学良,王维,谭林林.磁耦合谐振式无线电能传输技术研究动态与应用展望[J].电力系统自动化,2017,41(2):2-14, 141.
- [7] 张辉,王换民,李宁,等.电动汽车无线充电混合补偿拓扑电路分析[J].电力系统自动化,2016,40(16):71-75.
- [8] 康龙云,黄志臻,冯腾,等.基于磁能恢复开关补偿的电动汽车无线充电系统[J].电工技术学报,2015,30(S1):276-281.
- [9] 吉莉,王丽芳,廖承林,等.基于LCL谐振补偿网络的副边自动切换充电模式无线电能传输系统研究与设计[J].电工技术学报,2018,33(S1):34-40.
- [10] 麦瑞坤,陈阳,刘野然.基于变补偿参数的IPT恒流恒压电池充电研究[J].中国电机工程学报,2016,36(21):5816-5821.
- [11] 景玉军,张冰战.双LCL谐振型电动汽车无线充电系统研究[J].电力电子技术,2017,51(7):89-92.
- [12] 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.
- [13] 侯春,朱旺,水恒琪,等.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[J].电工电能新技术,2018,37(11):58-68.
- [14] 李均锋,廖承林,王丽芳,等.基于LCCL的电动汽车无线充电系统最大效率与传输功率解耦设计研究[J].电工技术学报,2015,30(S1):199-203.
- [15] 赵蒙蒙,李岩松,杜洁茹,等.基于LCC拓扑的ICPT系统混合补偿方法及验证[J].电测与仪表,2019,56(5):13-19.
- [16] 曹鹏举.具有自然恒压恒流输出特性的电动汽车无线充电系统[D].杭州:浙江大学,2019.
- [17] 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.
- [18] 韩洪豆.恒流或恒压式感应无线电能传输特性研究及应用[D].南京:东南大学,2016.
- [19] 宋凯,李振杰,杜志江,等.变负载无线充电系统的恒流充电

(下转第80页)

5 结论

为了解决应用在智能灯杆中的可见光通信和LED亮度调节之间的相互兼容的问题,本文利用并联谐振网络的恒流的特性,在反激变换器的原边实现了FSK调制传输的数据,占空比调节LED亮度的方案。理论分析和数值计算结果说明了这种方案的可行性。

实验结果表明LED的亮度能在较大的范围内被调制,满足实际的光照控制需求;在不同的距离和偏移角下,接收器能接收到可见光的通信信号,且误码率在可接受的范围内。因此,本文提出的集成化的可见光通信和LED亮度调节具有一定的可行性和实用价值。

参考文献

[1] 张波,郑宏,曹丰文,等. LED光伏路灯系统的研究与设计[J]. 电气传动,2010,40(9):38-40.

(上接第75页)

技术[J]. 电工技术学报,2017,32(13):130-136.
 [20] Li Hongchang, Li Jie, Wang Kangping, *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.
 [21] 李森涛,樊绍胜,李富林,等. 磁耦合谐振式电能传输系统的功率输出特性分析及其最大功率点追踪[J]. 现代电子技术, 2015,38(12):143-145,149.

[2] 曹永健,董建宇,杨雨龙,等. 不间断供电的LED路灯智能控制与管理系统的[J]. 照明工程学报,2019,30(2):67-70.
 [3] 杨秀增,杨仁桓. 大功率太阳能LED路灯恒流驱动电源设计[J]. 现代电子技术,2017,40(6):168-170.
 [4] 唐嘉铭,郑阳,李晖,等. 无线LED照明驱动系统方案设计[J]. 电子设计工程,2014(15):105-108.
 [5] 钟发荣. LED驱动电源调光方案浅析[J]. 科技风,2015(4):130-130.
 [6] 夏中金,凌六一,黄家伟,等. 可见光通信LED高速驱动电路研究与设计[J]. 光通信技术,2019,43(2):22-26.
 [7] 王澍. 有关动态调光玻璃原理、节能效率与应用的研究[J]. 智能城市,2019,5(6):119-120.
 [8] 王思远. 一种基于蓝光LED的远距离可见光通信系统[J]. 通讯世界,2019,26(1):65-67.
 [9] 陈文娟,胡姗姗,徐嘉远,等. 可见光通信中解调信号与基带信号关系的研究[J]. 光通信技术,2019,43(8):7-10.
 [10] 钟菲,赵紫斐,张学敏,等. 绿色照明的新领域——LED可见光通信研究[J]. 科学技术创新,2018(34):75-76.

收稿日期:2019-09-04

修改稿日期:2019-10-21

[22] Ananthapadmanabha Berigai Ramaiah, Rakesh Maurya, Sabha Raj Arya. Magnetic energy recovery switch-based power quality AC-DC converters[J]. European Transactions on Electrical Power, 2017,27(8):1-13.
 [23] 黄悦华,周健飞,魏业文,等. 电动汽车动力锂电池LCL型无线充电技术[J]. 电测与仪表,2020,57(6):140-147.

收稿日期:2020-05-18

修改稿日期:2020-05-26