

DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.161961

基于跳频控制策略的串联-串联谐振 无线电能传输系统的参数优化设计方法

蒋勇斌 王 跃 刘军文 刘 铭 雷万钧

(电力设备电气绝缘国家重点实验室(西安交通大学) 西安 710049)

摘要 无线电能传输是一种方便、安全的电能传输方式。以实现蓄电池快速无线充电的串联-串联(SS)型谐振无线电能传输系统为研究对象,设计蓄电池三段式充电曲线,提出一种与之相对应的分段跳频控制策略。根据蓄电池充电曲线特征、SS谐振网络的恒压恒流特性和分段跳频控制策略,提出一种适用于蓄电池全范围充电的谐振网络参数优化设计的方法,为无线电能传输系统参数的优化设计提供了理论依据。搭建SS谐振无线电能传输装置,验证了参数选择的合理性和控制策略的有效性。在一次、二次侧之间距离12.5cm下,该装置实现了蓄电池的全范围三段式充电,并且整机效率最优达到93.5%。

关键词: 无线电能传输 串联-串联谐振拓扑 三段式充电 参数设计 跳频控制

中图分类号: TM724

The Optimal Design Methodology of Series-Series Resonant Tank Parameters of Wireless Power Transmission System Based on Leap Frequency Control Strategy

Jiang Yongbin Wang Yue Liu Junwen Liu Ming Lei Wanjun

(State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment

Xi'an Jiaotong University Xi'an 710049 China)

Abstract Wireless power transmission is a kind of electric power transmission method for convenience and safety. The series-series (SS) resonant wireless power transmission system (WPTS) for rapid battery charging is studied as the research object in this paper. Accordingly, a three-section charging curve is designed, and the corresponding leap-frequency control strategy (LFCS) is proposed. Based on the characteristics of battery charging curves, according to the features of constant voltage and constant current in resonant network as well as LFCS, this paper provides an optimal design methodology of resonant network parameter. It can provide the theoretical basis for design and optimization of resonant network parameters of WPTS. A wireless power transmission equipment which adopts SS compensation is designed to validate rationality of the selected parameters and effectiveness of LFCS. The equipment can realize three-section charging in the whole range of the battery, and the overall maximum efficiency can achieve 93.5% with the air gap of 12.5cm.

Keywords: Wireless power transmission, series-series resonant topology, three-sections charging, parameter design, leap frequency control

0 引言

电能传输在人类的生产和生活中起着重要作用，如何更加安全、便捷、高效地传输电能是现代电力科学领域的重要研究方向^[1-4]。在过去十年里，电动汽车快速发展起来，传统的电动汽车采用接触式充电，但是该方式存在诸多缺点，插头暴露存在安全隐患、充电桩占用停车场面积经济性差、存在倒车撞毁充电桩的风险、充电完成后用户忘记拔出充电枪而直接拽断充电线等问题。相较于插拔式充电存在的弊端，无线充电技术具有一次侧与二次侧物理隔离、无需插拔充电枪、不受恶劣的环境影响、安全方便可靠等优点。其在电动汽车充电领域的研究正逐渐受到国内外研究者的广泛关注^[5-12]。

无线电能传输技术通常采用两个隔离的线圈作为能量传输的发射和接收装置。实际使用中，通常需要对一次线圈与二次线圈进行补偿，以提高松耦合线圈的功率传输能力、减少谐振网络中无功环流对电源的影响、提高电能传输距离和传输效率。

为了实现蓄电池高效快速充电，合理选择谐振网络参数至关重要，当前众多学者对此问题展开了深入研究^[13-16]。文献[13]中以串联-串联(Series-Series, SS)谐振拓扑的电压传输特性为基础，提出了一种参数设计方法，通过选择合适的负载品质因数来选取一次侧电感量，参数选择较为主观。文献[14]中以SS补偿拓扑的传输效率为优化目标，提出了一种参数优化设计方法，但是并没有根据负载特性进行优化，没有给出参数选取的范围。文献[15]中以四种基本补偿拓扑为例，在使得系统获得最大功率的同时获得最优效率，但是没有考虑在获得最高功率时，一次侧与二次侧谐振网络的电压电流应力，因此工程上实现较为困难。文献[16]以基于串联-并联(Series-Parallel, SP)补偿的无线电能传输系统(Wireless Power Transmission System, WPTS)输出电压为控制目标，引入遗传算法对系统参数进行优化设计，但是并没有考虑系统的恒流输出和恒功率输出的特性。以往蓄电池充电的谐振网络参数的选择很大程度上都是通过经验选取^[15-21]，并没有结合蓄电池的全范围充电过程和控制策略进行优化设计。

本文首先以SS补偿的交流等效电路为基础，分析了谐振网络的恒压和恒流特性。根据蓄电池的充电特征，设计了蓄电池的三段式充电曲线，恒流(Constant Current, CC)充电、恒功率(Constant

Power, CP)充电和恒压(Constant Voltage, CV)充电，并提出了与之相适应的分段跳频控制策略。结合SS谐振拓扑性能、蓄电池三段式充电曲线和分段跳频控制策略，提出了一种用于蓄电池充电的谐振网络参数优化设计方法，并给出了谐振网络参数优化选择的范围，用于指导工程师选择最优化谐振网络参数。最后，以5节12V/40A·H的蓄电池串联充电为应用背景，设计了一套基于蓄电池三段式充电的250W无线充电平台，用于验证参数设计方法的合理性和控制策略的有效性。

1 无线电能传输系统分析

1.1 无线电能传输系统工作原理

典型的无线电能传输系统(WPTS)原理如图1所示，系统由全桥逆变器、谐振网络和全桥整流器组成。高频逆变器将直流电压 U_i 逆变为高频交流电压 u_{ab} ，从而激励补偿网络和一次线圈 L_1 ， L_1 产生高频电磁场匝链二次线圈 L_2 ， L_2 和补偿网络通过磁耦合谐振获取的能量经高频整流桥和滤波电容 C_{d2} ，传递给负载电阻 R_L ，完成从直流电压 U_i 到直流电压 U_o 的无线能量传输。

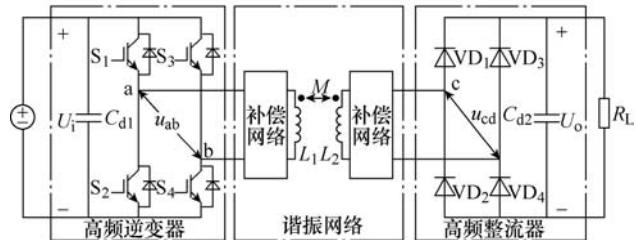


图1 无线电能传输系统原理

Fig.1 Schematic of the WPTS

1.2 SS型谐振网络交流等效电路

本文主要对SS型谐振网络进行分析，SS谐振系统的交流等效电路如图2所示。

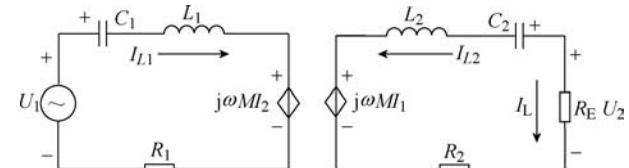


图2 SS谐振系统交流等效电路

Fig.2 AC equivalent circuit of SS resonant system

交流等效电路假设逆变器和整流器均为理想器件，同时基于基波等效原理，将它们分别由正弦电压源和等效交流负载电阻替代。电压源角频率 ω_s 等于逆变器的开关角频率。 I_{L1} 和 I_{L2} 分别为一次与二次线圈基波电流有效值， U_1 和 U_2 分别为逆变器输

出电压 u_{ab} 和整流器中点输入电压 u_{cd} 的基波有效值, L_1 和 L_2 分别为一次线圈与二次线圈的自感量, M 为两线圈之间的互感量, C_1 和 C_2 分别为一次侧与二次侧谐振回路的谐振电容, R_1 和 R_2 分别为一次侧与二次侧谐振回路的等效串联电阻, R_E 为整流桥等效交流电阻。

2 SS 型谐振网络拓扑性能分析

2.1 SS 谐振网络交流等效电路的相关计算

假设谐振网络的一次侧谐振频率 ω_1 等于二次侧谐振频率 ω_2 且均为 ω_0 , 即

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (1)$$

定义逆变器的标么化开关频率 ω_n 为

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_0} \quad (2)$$

二次侧串联阻抗 Z_{2ss} 、二次侧阻抗折算到一次侧的折射阻抗 Z_{rss} 、一次侧输入阻抗 Z_{1ss} 分别为

$$\begin{cases} Z_{2ss} = j\omega_s L_2 + \frac{1}{j\omega_s C_2} + R_2 + R_E \\ Z_{rss} = \frac{(\omega_s M)^2}{Z_{2ss}} \\ Z_{1ss} = j\omega_s L_1 + \frac{1}{j\omega_s C_1} + R_1 + Z_{rss} \end{cases} \quad (3)$$

一次侧与二次侧电感电流有效值分别为

$$\begin{cases} I_{L1} = \frac{U_1}{Z_{1ss}} \\ I_{L2} = \frac{j\omega_s M I_{L1}}{Z_{2ss}} \end{cases} \quad (4)$$

2.2 SS 谐振网络性能分析

基于上述交流等效电路, 本文对 SS 谐振网络的四个特性作如下定义。

(1) 电压增益 G_{vss} 为等效负载电阻 R_E 上的基波电压有效值 U_2 与激励电源基波电压有效值 U_1 的比值, 即

$$G_{vss} = \frac{U_2}{U_1} \quad (5)$$

(2) 互导增益 G_{ivss} 为等效负载电阻 R_E 上的基波电流有效值 I_{L2} 与激励电源基波电压有效值 U_1 的比值, 即

$$G_{ivss} = \frac{I_{L2}}{U_1} \quad (6)$$

(3) 互阻增益 G_{viss} 为等效负载电阻 R_E 上的基波

电压有效值 U_2 与激励电源基波电流有效值 I_{L1} 的比值, 即

$$G_{viss} = \frac{U_2}{I_{L1}} \quad (7)$$

(4) 输出功率 P_{oss} 为等效电阻 R_E 上消耗的交流功率, 即

$$P_{oss} = I_{L2}^2 R_E \quad (8)$$

基于上述交流等效电路与频率假设, 忽略系统等效串联电阻 (Equivalent Series Resistance, ESR) 的影响, 其各类输出特性曲线在耦合系数 k 一定时随开关频率 ω_n 与等效交流电阻 R_E 的变化如图 3 所示。

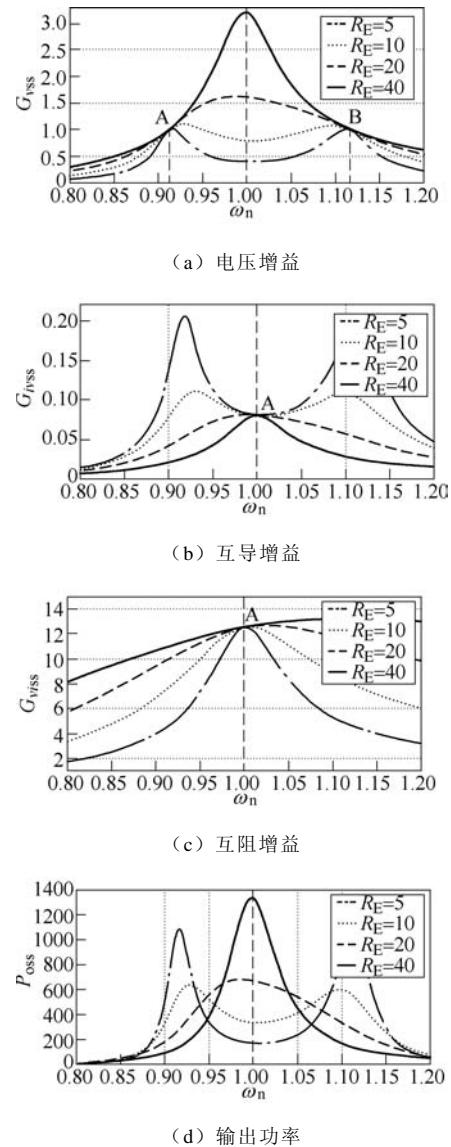


图 3 k 一定且 R_E 不同时, SS 谐振网络输出特性

随 ω_n 变化曲线

Fig.3 Changing SS of resonant network output properties versus ω_n under constant k and different R_E

从图3a可以看出在 $\omega_n=1$ 的两侧出现两个频率点A点和B点使电压增益在不同 R_E 下相等, 将此电压增益定义为额定电压增益。根据文献[4]求解出两处相应的频率为

$$\begin{cases} \omega_A = \frac{1}{\sqrt{1-k}} \\ \omega_B = \frac{1}{\sqrt{1+k}} \end{cases} \quad (9)$$

将(9)代入式(5), 可得A点和B点的电压增益为

$$G_{vss}(\omega_A) = G_{vss}(\omega_B) = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (10)$$

对于互导增益曲线与互阻增益曲线在 $\omega_n=1$ 的A点, 互导增益值与互阻增益在不同 R_E 下互为倒数。将 $\omega_n=1$ 的频率条件代入, 求解出不随 R_E 变化的互导增益点与互阻增益点为

$$\begin{cases} G_{ivss}(\omega_n=1) = \frac{1}{k\omega_0\sqrt{L_1L_2}} \\ G_{viss}(\omega_n=1) = k\omega_0\sqrt{L_1L_2} \end{cases} \quad (11)$$

从图3d可以看出: 在 R_E 较小时, 输出功率是 ω_n 的双峰曲线; 在 R_E 较大时, 输出功率是 ω_n 的单峰曲线。当 $\omega_n=1$ 时, 随着 R_E 的增大, 输出功率逐渐增大, 此时输出功率的表达式为

$$P_{oss}(\omega_n=1) = \frac{U_1^2 R_E}{\omega_0^2 k^2 L_1 L_2} \quad (12)$$

2.3 逆变器交流输出电压THD计算

在本设计中, 逆变器采用移相控制, 通过调节逆变器移相角改变输出交流电压基波有效值。由于能量绝大部分靠基波传递, 为尽可能提高谐振网络传输的效率, 需要限定逆变器输出电压的谐波在较低的水平, 因此有必要对逆变器的移相角进行限制。当全桥逆变器采用移相控制时, 逆变器输出交流方波电压 u_{ab} 的波形如图4所示, 图中 ϕ 为逆变器移相角。

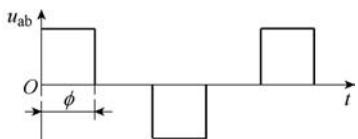


图4 逆变器输出交流方波电压波形

Fig.4 Output AC square voltage waveform of the inverter

此时, 交流方波电压的基波有效值为

$$U_1 = \frac{2\sqrt{2}U_i \sin \frac{\phi}{2}}{\pi} \quad (13)$$

式中, ϕ 的范围为 $0 \sim \pi$ 。

逆变器移相角 ϕ 与 u_{ab} 的THD的关系为

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{2\cos\phi + 0.5\pi\phi - 2}}{2\sin(0.5\phi)} \quad (14)$$

令 u_{ab} 的占空比 D 为

$$D = \frac{\phi}{\pi} \quad (15)$$

逆变器输出交流方波THD随占空比 D 的变化曲线如图5所示。

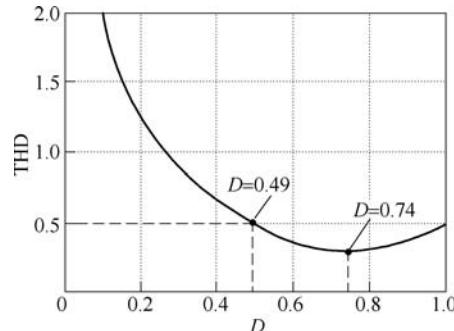


图5 占空比 D 与THD的关系

Fig.5 Relationship between duty cycle D and THD

从图5中可以看出, 随着占空比 D 减小, 交流方波电压的THD先减小再增大。通过THD对 D 求导可知, 当 $D=0.742$ 时, THD最小, 实际使用移相控制时, 为了确保较小的THD, 占空比 D 不能太小, 这里为了保证 $\text{THD} \leq 0.5$, 对应的占空比 $D \geq 0.489$, 即移相角 $\phi \geq 0.489\pi$ 。

3 基于SS谐振网络的参数优化设计方法

在进行谐振网络参数设计之前, 首先需要明确系统所连接的负载特性和谐振网络的特性, 然后再结合相应的控制策略进行参数优化设计。

3.1 系统的负载特性

传统的蓄电池充电曲线采用先恒流(CC)再恒压(CV)的两段式充电曲线, 而这对于充电桩的要求较高, 并且没有充分利用充电桩的最大输出电流和最大输出电压的能力。而采用恒流(CC)、恒功率(CP)和恒压(CV)的三段式充电方案可以在充电桩的最大输出功率一定的情况下, 尽可能提高蓄电池恒流充电的电流大小和恒压充电的电压大小, 从而实现蓄电池的快速充电。

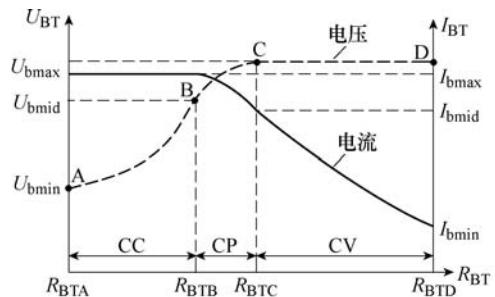
设蓄电池充电电流最大为 I_{bmax} , 最大充电电压为 U_{bmax} , 受充电桩最大功率限制为 P_{bmax} , 因此有

$$P_{bmax} < I_{bmax} U_{bmax} \quad (16)$$

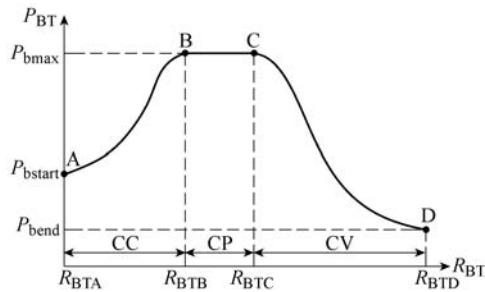
蓄电池充电过程可等效为可变直流电阻

$$R_{BT} = \frac{U_{BT}}{I_{BT}} \quad (17)$$

因此设计的理想蓄电池三段式充电曲线如图 6 所示。在图 6 中存在 A、B、C 和 D 四个特殊的点，对应的电压为 U_{BTx} ，对应的电流为 I_{BTx} ，等效直流电阻为 R_{BTx} ，对应的充电功率为 P_{BTx} ，其中 $x=A, B, C, D$ 。



(a) 蓄电池充电电压电流随等效负载电阻变化曲线



(b) 蓄电池充电功率随等效负载电阻变化曲线

图 6 蓄电池三段式充电曲线

Fig.6 Three-section charging curves for battery

蓄电池在这四个点的电压、电流、等效直流电阻和功率的关系分别为

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{BTA} < U_{BTB} < U_{BTC} = U_{BTD} \\ I_{BTA} = I_{BTB} > I_{BTC} > I_{BTD} \\ R_{BTA} < R_{BTB} < R_{BTC} < R_{BTD} \\ P_{BTA} < P_{BTB} = P_{BTC} > P_{BTD} \end{array} \right. \quad (18)$$

从图 6 中可以看出，B 点输出功率最高且输出电流最大，C 点输出功率最高且输出电压最高。随着充电的进行，充电电压逐渐升高，电流逐渐减小，等效直流电阻逐渐增大。

在恒流充电的 A-B 段，蓄电池先以 I_{bmax} 进行恒流充电，蓄电池端电压逐渐从最低 U_{bmin} 上升至 U_{bmid} ，充电功率从 P_{bstart} 上升至 P_{bmax} ；在恒功率充

电的 B-C 段，蓄电池以恒定 P_{bmax} 进行充电，充电电流由 I_{bmax} 逐渐减小至 I_{bmid} ，蓄电池端电压从 U_{bmid} 上升至 U_{bmax} ；在蓄电池恒压充电的 C-D 段，蓄电池以恒定的充电电压 U_{bmax} 进行充电，充电电流从 I_{bmid} 减小至 I_{bmin} ，充电功率从 P_{bmax} 减小至 P_{bend} 。

由于二次侧采用全桥整流，因此整流器等效交流电阻 R_{Ex} 与蓄电池等效直流电阻 R_{BTx} 之间关系为

$$R_{Ex} = \frac{8}{\pi^2} R_{BTx} \quad (19)$$

3.2 谐振网络参数设计

在设计谐振网络时，还需明确逆变器直流侧输入电压 U_i 、一次侧与二次侧谐振电流有效值的最大值 I_{L1max} 、 I_{L2max} 、开关角频率 ω_s 、耦合系数 k 的最大值 k_{max} 和最小值 k_{min} 。根据所提出的蓄电池三段充电曲线，谐振网络参数的设计需要满足以下条件。

(1) 恒流充电阶段。控制输出电流恒定，谐振网络的互导增益恒定，整流器输出的直流电流不小于蓄电池恒流充电电流 I_{bmax} 。

(2) 恒功率充电阶段。控制输出功率恒定，整流器的输出功率不小于蓄电池的最大充电功率 P_{bmax} 。

(3) 恒压充电阶段。控制输出电压恒定，谐振网络的电压增益恒定，整流器输出的直流电压不小于蓄电池恒压充电电压 U_{bmax} 。

(4) 逆变器最小移相角限制。在电池全范围充电的三个阶段内，为了尽可能减小逆变器的开关损耗以及减小逆变器输出电压的 THD，需要限定逆变器输出移相角的最小值。

(5) 安全要求。为了保证谐振网络的安全，在蓄电池进行全范围充电时，必须限制一次侧与二次侧谐振网络的谐振电流的大小。

3.2.1 恒流充电阶段

当系统运行于 A-B 段时，由互导增益特性可知，在 $\omega_n = 1$ 时由式 (11) 可得，互导增益与等效负载电阻 R_E 无关。图 6a 中，在恒流充电阶段由于蓄电池最大充电电流为 I_{bmax} ，对应的二次侧谐振线圈电流最大有效值 $I_{L2max} = 1.11I_{bmax}$ ；当逆变器采用移相控制时，移相角最大为 π ，对应的逆变器输出最大交流基波电压有效值为 $0.9U_i$ ，因此 G_{ivss} 存在最小值，即

$$|G_{ivss}| \geq \frac{I_{L2max}}{U_{1max}} = \frac{1.11I_{bmax}}{0.9U_i} = \frac{1.234I_{bmax}}{U_i} \quad (20)$$

当逆变器最小移相角为 $D\pi$ 时，对应的逆变器最小基波电压有效值为

$$U_{1\min} = \frac{2\sqrt{2}U_i}{\pi} \sin \frac{D\pi}{2} \quad (21)$$

因此 G_{ivss} 有最大值，即

$$|G_{ivss}| \leq \frac{I_{L2\max}}{U_{1\min}} = \frac{1.234I_{bmax}}{U_i \sin(1.57D)} \quad (22)$$

结合(11)、式(20)和式(22)可知一次侧与二次侧自感量需满足

$$\frac{0.657U_i^2 \sin^2(1.57D)}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{bmax}^2} \leq L_2 \leq \frac{0.657U_i^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{bmax}^2} \quad (23)$$

3.2.2 恒功率充电阶段

当系统运行于B-C段时，由输出功率特性可知，在 $\omega_n=1$ 时系统的输出功率在 B-C 段应不小于 P_{bmax} ，对于 B、C 两个极限点，需满足

$$\begin{cases} P_{oss}(R_E = R_{EB}) \geq P_{bmax} \\ P_{oss}(R_E = R_{EC}) \geq P_{bmax} \end{cases} \quad (24)$$

根据式(12)可知， R_E 越小，输出功率越小，因此只需要满足式(24)第1个式子。所对应的一次侧与二次侧自感量需满足

$$L_2 \leq \frac{0.81U_i^2 R_{EB}}{k^2 \omega_0^2 L_1 P_{bmax}} \quad (25)$$

与此同时，当系统工作于 C 点输出功率为 P_{bmax} 时，逆变器所对应的占空比 D 应在允许范围内，即

$$L_2 \leq \frac{0.81U_i^2 R_{EC} \sin^2(1.57D)}{k^2 \omega_0^2 L_1 P_{bmax}} \quad (26)$$

根据式(25)和式(26)可知，电感 L_2 的取值上限范围取决于电池在恒功率充电时的 B、C 点对应的等效电阻 R_{EB} 、 R_{EC} 和占空比 D 的关系，即一次侧与二次侧电感量需要满足范围

$$\begin{cases} L_2 \leq \frac{0.81U_i^2 R_{EC} \sin^2(1.57D)}{k^2 \omega_0^2 L_1 P_{bmax}} & \frac{R_{EB}}{R_{EC}} \geq \sin^2(1.57D) \\ L_2 \leq \frac{0.81U_i^2 R_{EB}}{k^2 \omega_0^2 L_1 P_{bmax}} & \frac{R_{EB}}{R_{EC}} \leq \sin^2(1.57D) \end{cases} \quad (27)$$

3.2.3 恒压充电阶段

当系统运行于 C-D 段时，由电压增益特性可知，在频率极值点 ω_A 、 ω_B 处可得式(10)，此时电压增益仅与一次侧与二次侧电感量相关。在恒压充电阶段由于电池电压最高到 U_{bmax} ，对应的整流器交流侧中点电压有效值 $U_{2\max} = 0.9U_{bmax}$ ，此时对应的

G_{vss} 的最小值为

$$|G_{vss}| \geq \frac{U_{2\max}}{U_{1\min}} = \frac{U_{bmax}}{U_i} \quad (28)$$

当逆变器最小移相角为 $D\pi$ 时，所对应的 G_{vss} 有最大值为

$$|G_{vss}| \leq \frac{U_{2\max}}{U_{1\min}} = \frac{U_{bmax}}{U_i \sin(1.57D)} \quad (29)$$

结合式(10)、式(28)和式(29)可知一次侧与二次侧自感量需满足

$$\frac{L_1 U_{bmax}^2}{U_i^2} \leq L_2 \leq \frac{L_1 U_{bmax}^2}{U_i^2 \sin^2(1.57D)} \quad (30)$$

3.2.4 一次侧谐振电流的限定

1) 系统运行于 A-B 段和 B-C 段

此时固定开关频率 $\omega_n=1$ ，由互阻增益式(11)可知一次侧电流的有效值 I_{L1} 为

$$I_{L1} = \frac{U_2}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}} \quad (31)$$

由于 I_{L1} 与 U_2 正相关，因此在 A-C 段中， I_{L1} 的峰值点在 C 点，需限制 I_{L1} 的最大值不大于 $I_{L1\max}$ ，因此可解出一次侧与二次侧自感量需满足

$$L_2 \geq \frac{0.81U_{bmax}^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{L1\max}^2} \quad (32)$$

2) 系统运行于 C-D 段

此时固定开关频率 $\omega_n=1/\sqrt{1-k}$ ，根据式(4)可知一次侧电流的有效值 I_{L1} 为

$$I_{L1} = \frac{0.9U_i \sqrt{R_E^2(1-k) + k^2 \omega_0^2 L_2^2}}{k \omega_0 L_1 R_E} \quad (33)$$

为了满足 $I_{L1} \leq I_{L1\max}$ ，得一次侧与二次侧自感量需满足

$$L_2 \leq \frac{R_E \sqrt{0.81U_i^2(k-1) + k^2 \omega_0^2 L_1^2 I_{L1\max}^2}}{k \omega_0 U_i} \quad (34)$$

其中， L_1 须满足

$$L_1 \geq \frac{0.9U_i \sqrt{1-k}}{k \omega_0 I_{L1\max}} \quad (35)$$

由式(33)可以看出，在 C-D 段中，C 点的等效交流电阻 R_E 最小。因此 C 点是稳态运行时电流应力最大的点，在选择参数时只需考虑 C 点即可。

3.2.5 二次侧谐振电流的限定

1) 系统运行于 A-B 段和 B-C 段

此时固定开关频率 $\omega_n = 1$, 由式(4)可知二次侧电流的有效值 I_{L2} 为

$$I_{L2} = \frac{U_1}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}} \quad (36)$$

在 A-C 段中, U_1 的最大值一定, 从而可限制 I_{L2} 的最大值不大于 $I_{L2\max}$, 因此一次侧与二次侧自感量需满足

$$L_2 \geq \frac{0.81 U_i^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{L2\max}^2} \quad (37)$$

2) 系统运行于 C-D 段

此时固定开关频率 $\omega_n = 1/\sqrt{1-k}$, 根据式(4)可知二次侧电流的有效值 I_{L2} 为

$$I_{L2} = \frac{0.9 U_i}{R_E} \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \quad (38)$$

同理可知一次侧与二次侧自感量需满足

$$L_2 \leq \frac{1.234 R_E^2 L_1 I_{L2\max}^2}{U_i^2} \quad (39)$$

根据式(37)和式(39)可知, 要使系统全范围运行时, 二次侧谐振网络的电流有效值 I_{L2} 不大于 $I_{L2\max}$ 且 L_2 有解, R_E 需要满足

$$R_E \geq \frac{0.81 U_i^2}{\omega_0 L_1 k I_{L2\max}^2} \quad (40)$$

综上可知, 满足式(40)时, 二次侧电感量的取值范围为

$$\frac{0.81 U_i^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{L2\max}^2} \leq L_2 \leq \frac{1.234 R_E^2 L_1 I_{L2\max}^2}{U_i^2} \quad (41)$$

3.2.6 谐振网络电感的最优化取值

综合以上分析, 在不同约束条件下谐振网络的电感取值范围见表 1。电感的优化取值范围以二次侧电感量为基准, 在进行电感优化时, 选取的电感需满足尽可能多的条件。

4 谐振网络参数设计实例

为了证明所提设计方法的合理性, 以实际蓄电池作为设计实例, 进行 SS 谐振网络的参数设计。

表 1 二次侧电感优化参数取值范围

Tab.1 The optimal value ranges for L_2

模式及 电流	L_2 下限值	L_2 上限值	有解条件
CC	$\frac{0.657 U_i^2 \sin^2(1.57D)}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{bmax}^2}$	$\frac{0.657 U_i^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{bmax}^2}$	—
CP	—	$\frac{0.81 U_i^2 R_{EC} \sin^2(1.57D)}{k^2 \omega_0^2 L_1 P_{bmax}}$	$\frac{R_{EB}}{R_{EC}} \geq \sin^2(1.57D)$
CP	—	$\frac{0.81 U_i^2 R_{EB}}{k^2 \omega_0^2 L_1 P_{bmax}}$	$\frac{R_{EB}}{R_{EC}} \leq \sin^2(1.57D)$
CV	$\frac{L_1 U_{bmax}^2}{U_i^2}$	$\frac{L_1 U_{bmax}^2}{U_i^2 \sin^2(1.57D)}$	—
I_{L1max}	$\frac{0.81 U_{bmax}^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{L1max}^2}$	$\frac{R_E \sqrt{0.81 U_i^2 (k-1) + k^2 \omega_0^2 L_1^2 I_{L1max}^2}}{k \omega_0 U_i}$	$\frac{L_1}{0.9 U_i \sqrt{1-k}} \geq \frac{0.9 U_i \sqrt{1-k}}{k \omega_0 I_{L1max}}$
I_{L2max}	$\frac{0.81 U_i^2}{k^2 \omega_0^2 L_1 I_{L2max}^2}$	$\frac{1.234 R_E^2 L_1 I_{L2max}^2}{U_i^2}$	$\frac{R_E}{\omega_0 L_1 k I_{L2max}^2} \geq \frac{0.81 U_i^2}{\omega_0 L_1 k I_{L2max}^2}$

4.1 谐振网络参数设计的外部条件

4.1.1 蓄电池参数

充电器的负载以表 2 的蓄电池单个模块的应用为例, 单个蓄电池模块额定电压 12V, 电压波动范围为 20%, 因此实际电压波动范围为 9.6~14.4V。实验中采用 5 个电池模块串联, 因此输出电压波动范围为 48~72V。蓄电池的最大充电电流以额定容量的 10% 充电, 因此设定为 4A。

表 2 蓄电池参数指标

Tab.2 Battery parameter index

参 数	数 值
单个模块电压范围 U_{b1}/V	9.6~14.4
单个模块容量 $Q_{b1}/(A\cdot h)$	40
蓄电池 5 个模块电压范围 U_b/V	48~72
蓄电池最大电流 I_{bmax}/A	4
蓄电池浮充充电流 I_{bmin}/A	0.5

4.1.2 逆变器及谐振网络指标

在设计谐振网络时, 还需确定逆变器直流侧输入电压 U_i 、逆变器最小移相角 ϕ 、一次侧谐振电流最大有效值 I_{L1max} 、二次侧谐振电流最大有效值 I_{L2max} 、谐振频率 f_0 、耦合系数 k 的范围以及最大输出功率 P_{omax} 。同时为保证 THD ≤ 0.5 , 分析可知, 占空比 D 的最小值为 0.489。以表 3 中的参数为例, 对本文所提出的谐振网络参数设计方法进行验证。

表3 逆变器及谐振网络指标

Tab.3 Inverter and resonant network parameter index

参 数	数 值
逆变器直流侧电压 U_i/V	80
逆变器最小移相角 ϕ	0.489π
一次侧电流最大值 I_{L1max}/A	8
二次侧电流最大值 I_{L2max}/A	8
线圈耦合系数 k	$0.18 \sim 0.22$
谐振频率 f_0/kHz	82
最大输出功率 P_{omax}/W	250

结合图6与表1可知,蓄电池的全范围充电过程:在恒流充电的A-B段,蓄电池先以4A电流进行恒流充电,蓄电池端电压逐渐升高至62.5V,充电功率从192W上升至250W;在恒功率充电的B-C段,蓄电池以恒定250W功率进行充电,充电电流由4A逐渐减小至3.47A,蓄电池端电压从62.5V上升至72V;在蓄电池恒压充电的C-D段,蓄电池以恒定的充电电压72V进行充电,充电电流从3.47A逐渐减小至0.5A,充电功率从250W减小至36W。

对于充电过程中的四个特殊的点(A、B、C和D),B点输出功率最高且输出电流最大,C点输出功率最高且输出电压最高。且随着充电的进行,在不同的工作点下蓄电池的等效直流电阻 R_{BT} 和整流桥等效交流电阻 R_E 见表4。

表4 蓄电池不同工作点时的等效直流电阻和整流器等效交流电阻

Tab.4 DC equivalent resistance and AC equivalent resistance under different operating point for battery

工作点	蓄电池直流电阻/ Ω	整流器交流电阻/ Ω
A	12	9.73
B	15.63	12.67
C	20.736	16.81
D	144	116.7

4.2 谐振网络参数的边界条件

根据第3节的分析结果,结合本节中列举的参数可得到谐振网络参数的边界条件。需要注意的是,由于限制条件较多,某些情况可能会导致设计无解。因此需要根据实际设计中关注的重点,来选择必要的限制条件,其余非必要性的限制条件可根据实际情况作出必要的折中。

将表2和表3的设计指标代入表1中,得一次侧与二次侧电感量的边界条件如图7所示。

图7中,①号线为恒流充电和恒功率充电时的

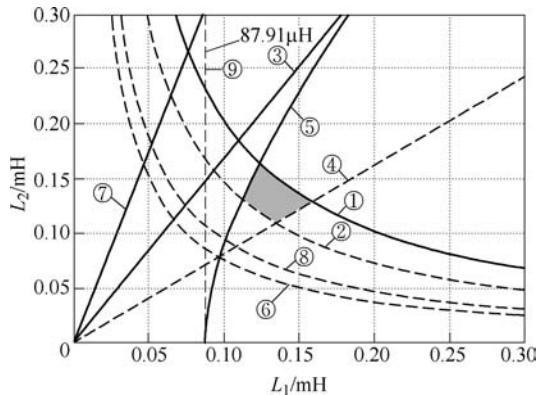


图7 电感量边界条件

Fig.7 Boundary conditions of primary and secondary inductance

二次侧电感取值的上限值;②号线为恒流充电时的二次侧电感取值的下限值;③号线和④号线分别为恒压充电时的二次侧电感取值的上下限;⑤号线和⑥号线分别为限定一次侧电流时的二次侧电感取值的上、下限;⑦号线和⑧号线分别为限定二次侧电流时的二次侧电感取值的上、下限;⑨号线为一次侧电感取值的最小值。综合上面所有限制条件,二次侧电感量应在所有实线之下,所有虚线之上,因此线圈一次与二次侧电感的取值范围为图中阴影部分区域。

5 系统闭环控制策略及实验

5.1 蓄电池三段式充电控制策略

本文依据图6的蓄电池三段式充电曲线所采用的分段跳频控制策略如图8所示。整流器端控制器采集蓄电池的充电电压 U_{BT} 与电流 I_{BT} ,通过2.4GHz射频通信模块,发送至逆变器端控制器,一次侧逆变器根据接收到的蓄电池充电电压和电流值,计算蓄电池等效输入电阻 R_{BT} ,从而判断出当前充电状态(CC, CP, CV),并给出相应状态下的充电指令。当判断出蓄电池处于CC模式时,逆变器采用定频($\omega_n=1$)移相控制,并且给出输出电流参考指令 I_{oref} 进行恒流控制;当判断出蓄电池处于CP模式时,逆变器采用定频($\omega_n=1$)移相控制,并且给出输出功率参考指令 P_{oref} 进行恒功率控制;当判断出蓄电池处于CV模式时,逆变器采用跳频移相控制,并且给出输出电压参考指令 U_{oref} 进行恒压控制,在本文设计中, $I_{oref}=I_{BT}$, $U_{oref}=U_{BT}$, $P_{oref}=P_{BT}$ 。

5.2 实验电路设计

由图7中一次侧与二次侧电感的取值范围,绕制出满足该边界条件的一次侧与二次侧线圈 L_1 和

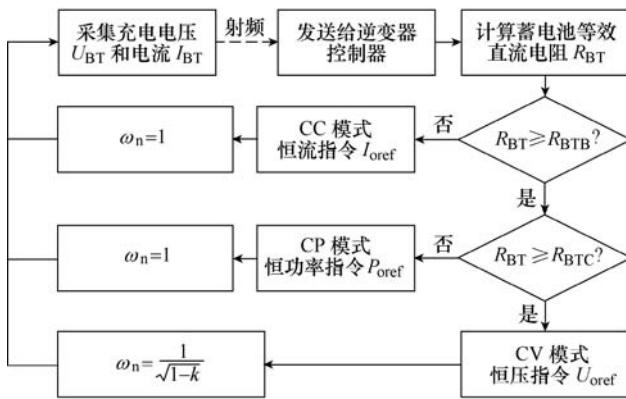


图 8 蓄电池三段式充电闭环控制策略

Fig.8 Closed loop control strategy for battery three-sections charging

L_2 ，再依据相应工作频率选择合适的补偿电容 C_1 和 C_2 ，相应的谐振网络参数见表 5。

表 5 实验谐振网络参数

Tab.5 Experiment resonant network parameters

参 数	数 值
一次侧谐振线圈 $L_1/\mu\text{H}$	125.05
一次侧谐振电容 C_1/nF	29.82
二次侧谐振线圈 $L_2/\mu\text{H}$	124.73
二次侧谐振电容 C_2/nF	29.87
耦合系数 k	0.21
谐振频率 f_0/kHz	82.4
高工作频率点 ω_n/kHz	92.5

搭建实验装置如图 9 所示，其包括直流电源、全桥逆变器、SS 谐振网络、全桥整流器和用于模拟蓄电池充电过程的滑动变阻器。能量从直流电源到负载电阻单向传递，二次侧接收侧负载电阻的电压和电流通过 2.4GHz 无线射频模块发送至一次侧逆变器。

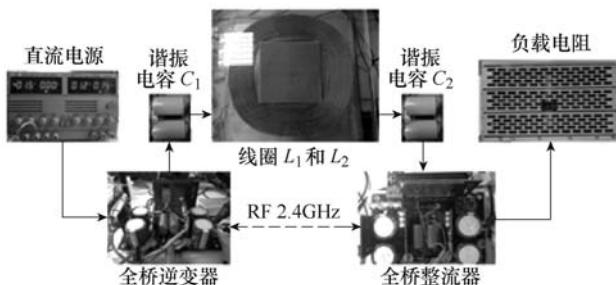


图 9 实验装置

Fig.9 Experimental prototype

5.3 实验结果及分析

5.3.1 蓄电池运行于不同工作点的稳态波形

通过改变滑动变阻器阻值模拟蓄电池的不同充放电阶段。当系统工作于 A 点进行 CC 充电时，实验波形如图 10a 所示；工作于 B 点进行 CP 充电时，

实验波形如图 10b 所示；工作于 C 点左侧进行 CP 充电时，实验波形如图 10c 所示；工作于 C 点右侧进行 CV 充电时实验波形如图 10d 所示。整个系统工作于不同稳态工作点时的波形如图 10 所示，其对应的系统稳态工作参数见表 6。

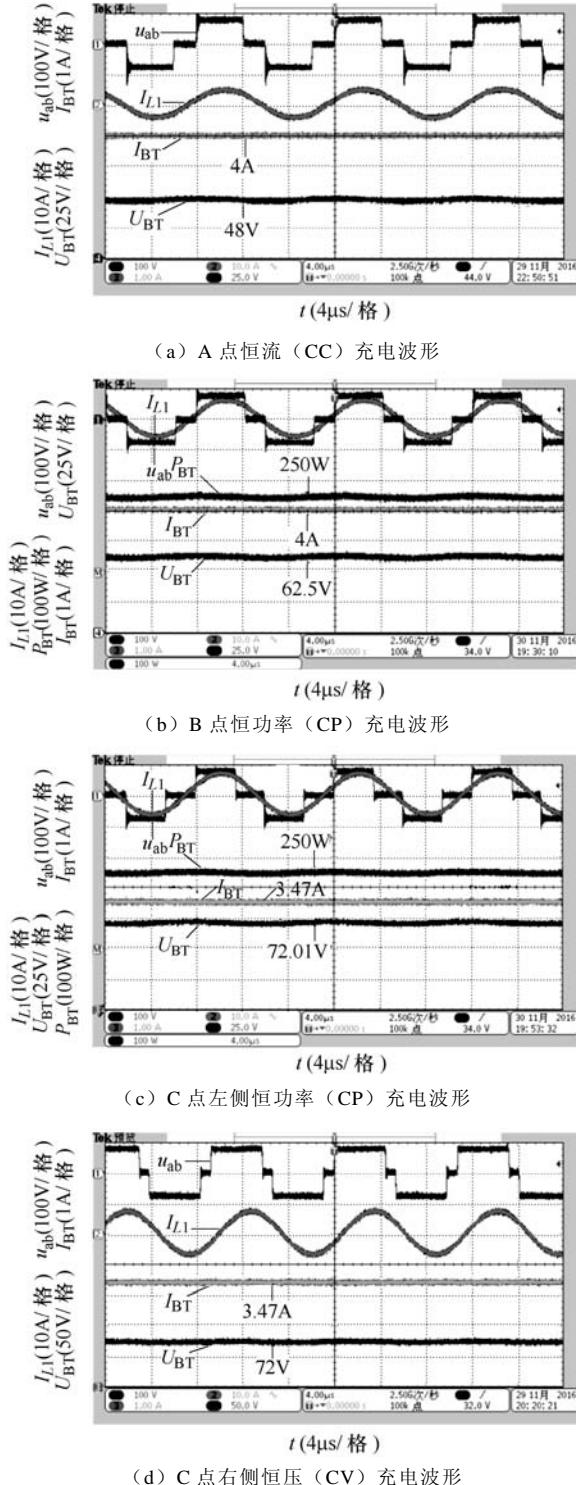


图 10 不同稳态工作点时系统的电压、电流波形

Fig.10 Voltage and current waveforms in different steady state operating points

表6 实测不同稳态工作点下参数对比

Tab.6 Experimental parameters comparison in different steady state operating points

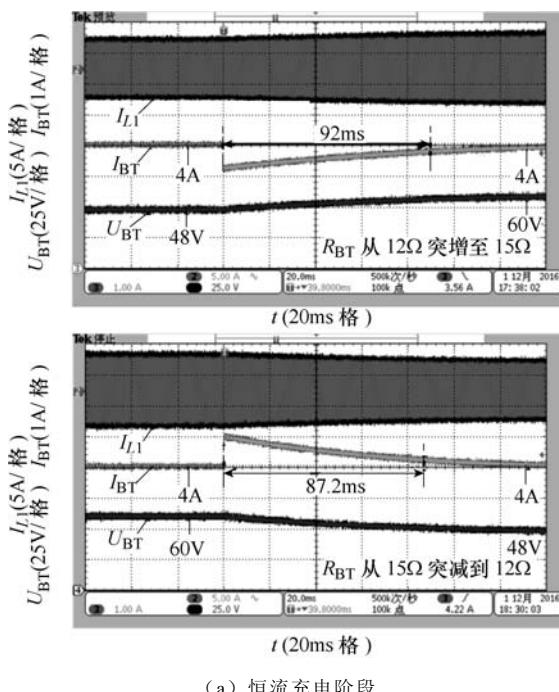
稳态工作点	占空比 D	I_{L1}/A	I_{L2}/A	输出电压/V	f_s/kHz
A 点	0.68	3.39	4.74	48.00	82.42
B 点	0.68	4.34	4.74	62.50	82.41
C 点左侧	0.57	5.01	4.06	72.01	82.42
C 点右侧	0.81	5.20	4.14	72	92.48

从表6可以看出,当系统运行于以上四个特征点处,逆变器交流输出占空比 D 在 0.489~1 内,一次侧与二次侧电流有效值均在 8A 内,输出电压电流满足三段式充电曲线。系统运行的各项指标在设计的范围之内,证明了参数设计的有效性。

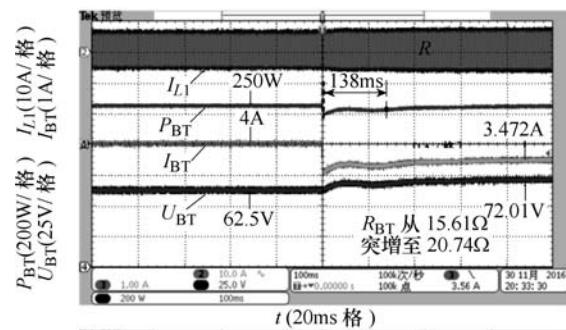
5.3.2 蓄电池工作在各个工作模式内的动态波形

在各个蓄电池的充电模式内,通过投入或切除负载,动态改变负载阻值。当系统进行 CC 充电时,负载电阻 R_{BT} 在 $12\sim15\Omega$ 之间切换,对应的充电动态波形如图 11a 所示;进行 CP 充电时,负载电阻 R_{BT} 在 $15.61\sim20.74\Omega$ 之间切换,对应的充电动态波形如图 11b 所示;进行 CV 充电时,负载电阻 R_{BT} 在 $20.74\sim30.68\Omega$ 之间切换,对应的充电动态波形如图 11c 所示。

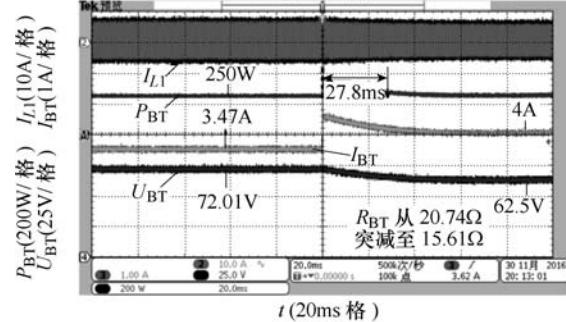
从图 11 可以看出,在各个充电阶段内, R_{BT} 突变,系统能够在较短的时间内,依据控制目标实现充电电流、充电功率和充电电压的恒定。根据表 7 可以看出,充分利用谐振网络的恒压恒流特性,



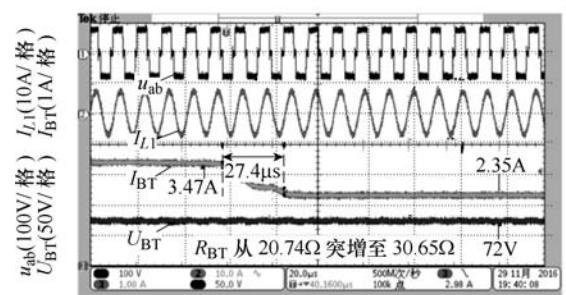
(a) 恒流充电阶段



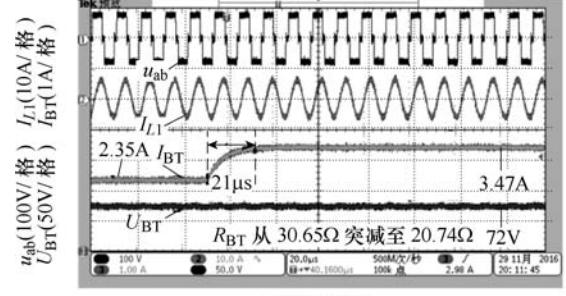
t (20ms 格)



t (20ms 格)



t (20ms 格)



t (20ms 格)

(c) 恒压充电阶段

图 11 相同工作模式下负载阶跃的系统动态波形

Fig.11 Dynamic waveforms of load step in identical operating mode

各个充电阶段中,负载阶跃的调节时间较短,尤其是 CV 模式仅需要 2~3 个开关周期即可实现稳定,大大提高了系统对于负载扰动的抑制能力和系统的稳定性。

5.3.3 蓄电池工作在不同模式间的动态波形

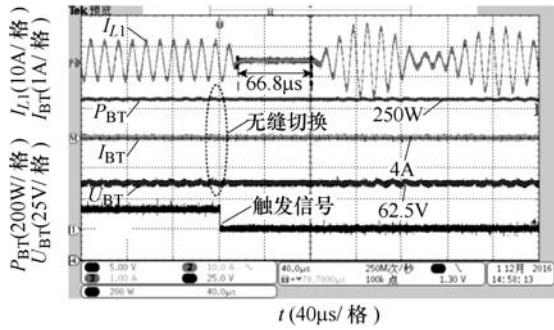
在蓄电池三个充电模式之间,需要不断切换充电的指令,存在恒流向恒功率和恒功率向恒压之间

表 7 同一工作模式内系统调节时间对比

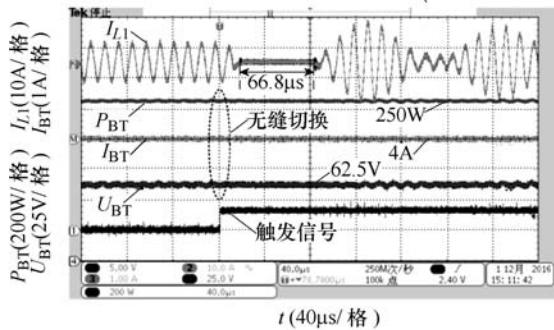
Tab.7 Setting time comparison of load step in identical operation mode

模式	负载切换/Ω	调节时间/ms
CC	12→15	92
	15→12	87.2
CP	15.61→20.74	138
	20.74→15.61	27.8
CV	20.74→30.68	0.0274
	30.68→20.74	0.021

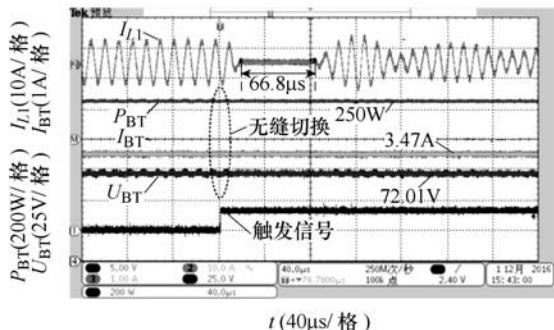
的切换，考虑到系统可能受到检测的干扰，也可能出现少量的逆向切换的情况，这里以 $R_{BT} = 15.61\Omega$ 为 CC 和 CP 的分界点；以 $R_{BT} = 20.74\Omega$ 为 CP 和 CV 的分界点，通过双向切换指令实现模式之间的切换。图 12a 和图 12b 分别对应着 CC 和 CP 充电模式之间的切换，图 12c 和图 12d 分别对应着 CP 和 CC 充电模式之间的切换。



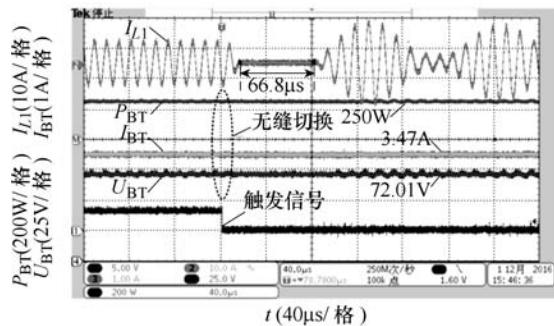
(a) 恒流向恒功率切换



(b) 恒功率向恒流切换



(c) 恒功率向恒压切换



(d) 恒压向恒功率切换

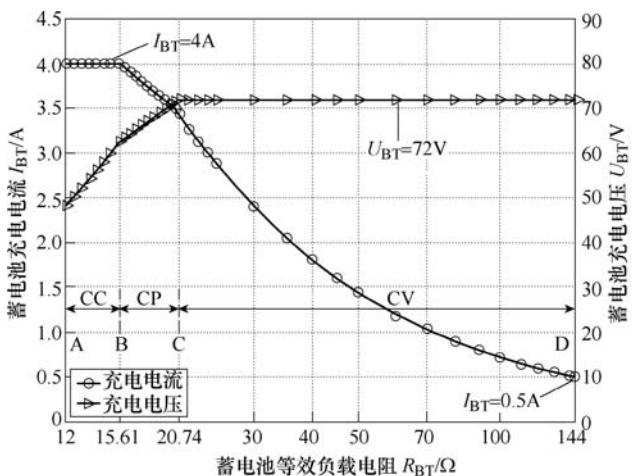
图 12 不同工作模式之间切换的系统动态波形

Fig.12 Dynamic waveforms in different operating modes

图 12a 和图 12b 是在 $R_{BT} = 15.61\Omega$ 时，切换 CC 和 CP 充电指令，系统的动态波形；图 12c 和图 12d 是在 $R_{BT} = 20.74\Omega$ 时，切换 CP 和 CV 充电指令，系统的动态波形。系统能够在 $66.8\mu s$ 内实现系统的稳定，充电电压、电流和功率无波动，并且实现了相邻两种模式之间的无缝切换。从而证明了本文所述跳频控制策略的有效性。

5.3.4 蓄电池全范围充电实验

通过改变滑动变阻器阻值模拟蓄电池整个充电过程，利用所提出的跳频控制策略进行实验。蓄电池全范围充电电压和电流随等效直流电阻变化的实验曲线如图 13a 所示；蓄电池全范围充电的功率与整机效率随等效直流电阻变化的实验曲线如图 13b 所示。蓄电池进行恒流和恒功率充电时，整机效率基本维持在 90% 左右；在进入恒压充电阶段时，随着蓄电池负载电阻的增大整机效率先增大后减小，其效率最大达 93.5%。从图 13 可以看出，采用跳频控制策略时，蓄电池能够高效稳定地对蓄电池进行全范围充电。



(a) 输出电压、电流

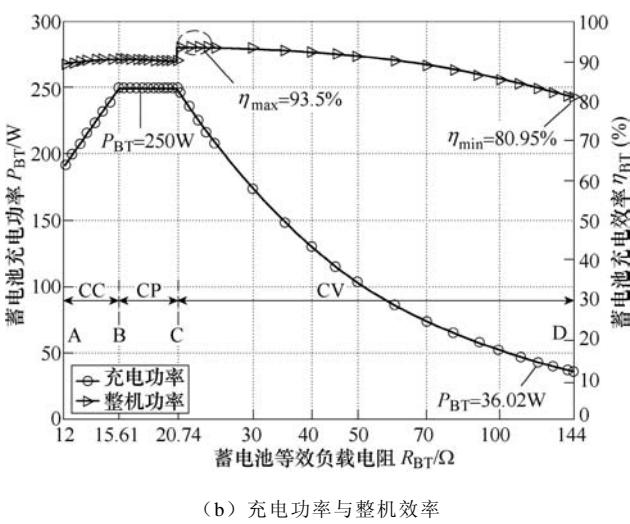


图 13 蓄电池全范围充电实验

Fig.13 Full range charge experimental for battery

6 结论

本文基于 SS 谐振无线电能传输系统的交流等效电路, 详细分析了谐振网络的拓扑性能并结合蓄电池三段式充电曲线, 提出了一种谐振网络的参数设计方法, 用于谐振网络参数的优化设计, 避免以往选择谐振网络参数仅依靠经验选取的弊端。应用上述方法选择谐振网络参数, 并通过实验证明了所选参数的合理性。基于蓄电池的三段式充电曲线和谐振网络的恒压恒流特性, 本文提出了一种分段跳频的控制策略, 使得蓄电池充电时能够运行于受最大功率限制的三段式充电曲线, 实现了系统安全、高效、快速充电。

参考文献

- [1] Hayes J G, Egan M G, Murphy J, et al. Wide-load-range resonant converter supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive charging interface[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999, 35(4): 884-895.
- [2] Hayes J G, Hall J T, Egan M C, et al. Full-bridge, series-resonant converter supplying the SAE J-1773 electric vehicle inductive charging interface[J]. 1996, 2: 1913-1918.
- [3] Marincic A S. Nikola tesla and the wireless transmission of energy[J]. IEEE Transactions on Power Apparatus & Systems, 1982, PER-2(10): 4064-4068.
- [4] Chen Q, Wong S C, Tse C K, et al. Analysis, design, and control of a transcutaneous power regulator for artificial hearts[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2009, 3(1): 23-31.
- [5] 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.
Huang Xueliang, Tan Linlin, Chen Zhong, et al. Review and research progress on wireless power transfer technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 1-11.
- [6] 范兴明, 莫小勇, 张鑫. 磁耦合谐振无线电能传输的研究现状及应用[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 75-82, 99.
Fan Xingming, Mo Xiaoyong, Zhang Xin. Research status and application of wireless power transfer via coupled magnetic resonances[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 75-82, 99.
- [7] Mayordomo I, Drager T, Spies P, et al. An overview of technical challenges and advances of inductive wireless power transmission[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(6): 1302-1311.
- [8] Qiu C, Chau K T, Liu C, et al. Overview of wireless power transfer for electric vehicle charging[C]/27th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition, Hongkong, 2013: 1-9.
- [9] 杨庆新, 章鹏程, 祝丽花, 等. 无线电能传输技术的关键基础与技术瓶颈问题[J]. 电工技术学报, 2015, 30(5): 1-8.
Yang Qingxin, Zhang Pengcheng, Zhu Lihua, et al. Key fundamental problems and technical bottlenecks of the wireless power transmission technology[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 30(5): 1-8.
- [10] 张献, 杨庆新, 崔玉龙, 等. 大功率无线电能传输系统能量发射线圈设计、优化与验证[J]. 电工技术学报, 2013, 28(10): 12-18.
Zhang Xian, Yang Qingxin, Cui Yulong, et al. Design optimization and verification on the power transmitting coil in the high-power wireless power transmission system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(10): 12-18.
- [11] 董纪清, 杨上萍, 黄天祥, 等. 用于磁耦合谐振式无线电能传输系统的新型恒流补偿网络[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(17): 4468-4476.
Dong Jiqing, Yang Shangping, Huang Tianxiang, et al.

- al. A novel constant current compensation network for magnetically-coupled resonant wireless power transfer system[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(17): 4468-4476.
- [12] 孙跃, 陈国东, 戴欣, 等. 非接触电能传输系统恒流控制策略[J]. 重庆大学学报, 2008, 7(7): 766-769.
Sun Yue, Chen Guodong, Dai Xin, et al. A constant current control method for contactless power transmission systems[J]. Journal of Chongqing University, 2008, 7(7): 766-769.
- [13] 马皓, 孙轩. 原副边串联补偿的电压型耦合电能传输系统设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 48-52.
Ma Hao, Sun Xuan. Design of voltage source inductively coupled power transfer system with series compensation on both sides of transformer[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(15): 48-52.
- [14] 谭林林, 黄学良, 赵俊锋, 等. 一种无线电能传输系统的盘式谐振器优化设计[J]. 电工技术学报, 2013, 28(8): 1-6.
Tan Linlin, Huang Xueliang, Zhao Junfeng, et al. Analysis and optimization of mutual inductance for inductively coupled power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(8): 1-6.
- [15] 孙跃, 夏晨阳, 戴欣, 等. 感应耦合电能传输系统互感耦合参数的分析与优化[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 44-50.
Sun Yue, Xia Chenyang, Dai Xin, et al. Analysis and optimization of mutual inductance for inductively coupled power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2010, 30(33): 44-50.
- [16] 赵志斌, 孙跃, 苏玉刚, 等. ICPT 系统原边恒压控制及参数遗传优化[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 170-176.
- Zhao Zhibin, Sun Yue, Su Yugang, et al. Primary side constant input voltage control and parameters optimization of ICPT systems by genetic algorithm[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 170-176.
- [17] Boping Y, Shuailin D, Wenjie C, et al. Optimal parameters design for series-series resonant converter for wireless power transfer[C]/International Power Electronics and Application Conference and Exposition, Shanghai, 2014: 772-777.
- [18] Naik M K, Bertoluzzo M, Buja G. Design of a contactless battery charging system[C]/AFRICON, Mauritius, 2013: 1-6.
- [19] Pevere A, Petrella R, Mi C C, et al. Design of a high efficiency 22 kW wireless power transfer system for EVs fast contactless charging stations[C]/Electric Vehicle Conference, Florence, 2015: 1-7.
- [20] Sallan J, Villa J L, Llombart A, et al. optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2140-2149.
- [21] 黄诗宗, 汤宁平, 王建宽. 基于磁耦合谐振无线能量传输系统传输效率的研究[J]. 电气技术, 2013(2): 23-26, 40.
Huang Shizong, Tang Ningping, Wang Jiankuan. Research on wireless energy transmission efficiency based on magnetic coupling resonant theory[J]. Electrical Engineering, 2013(2): 23-26, 40.

作者简介

蒋勇斌 男, 1990 年生, 博士, 研究方向为大功率无线电能传输。

E-mail: jiangyongbin@stu.xjtu.edu.cn

王跃 男, 1972 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为大功率电力电子变换技术。

E-mail: davidwangyue@mail.xjtu.edu.cn (通信作者)

(编辑 陈诚)