



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 113162167 A

(43) 申请公布日 2021.07.23

(21) 申请号 202110398355.0

(22) 申请日 2021.04.09

(71) 申请人 华南理工大学

地址 510640 广东省广州市天河区五山路
381号

(72) 发明人 黄智聪 徐海

(74) 专利代理机构 广州市华学知识产权代理有
限公司 44245

代理人 詹丽红

(51) Int. Cl.

H02J 7/00 (2006.01)

H02J 50/10 (2016.01)

H02J 50/12 (2016.01)

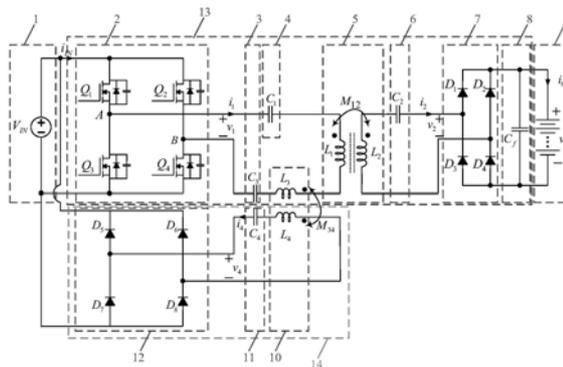
权利要求书2页 说明书6页 附图3页

(54) 发明名称

一种恒流恒压自主切换的无线充电系统

(57) 摘要

本发明公开了一种恒流恒压自主切换的无线充电系统,包括直流电流源、串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器、基于耦合电感的钳位辅助电路以及电池负载。该无线充电系统不依赖于主动式控制,无需额外的通信模块和检测装置,即可自主切换恒流/恒压输出,结构简单,操作方便。该无线充电系统工作频率固定,不会出现频率分叉现象,稳定可靠。该无线充电系统的输入相位角保持为零,不仅减少开关器件伏安容量,节约器件成本,也避免无功环流造成的能量损耗,提高充电效率。此外,该无线充电系统还具备电池负载开路或接收侧电路移除时避免原方线圈过流保护的功能。



1. 一种恒流恒压自主切换的无线充电系统,其特征在于,所述无线充电系统包括直流电流源、串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器、基于耦合电感的钳位辅助电路、电池负载以及滤波电容,其中,所述串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器包括高频全桥逆变电路、原边串联补偿网络、耦合电感原边补偿网络、耦合电感原边线圈 L_3 、两线圈松耦合单元、副边串联补偿网络以及全桥整流滤波电路;所述直流电流源的输入、输出端分别与高频全桥逆变电路的输入、输出端连接;所述原边串联补偿网络包括原边补偿电容 C_1 ,原边补偿电容 C_1 的一端与高频全桥逆变电路的一桥臂连接,原边补偿电容 C_1 的另一端与两线圈松耦合单元的原边线圈 L_1 的一端连接,两线圈松耦合单元的原边线圈 L_1 的另一端与耦合电感原边线圈 L_3 一端连接,所述耦合电感原边补偿网络包括原边补偿电容 C_3 ,耦合电感原边线圈 L_3 的另一端与耦合电感原边补偿网络的原边补偿电容 C_3 ,原边补偿电容 C_3 与高频全桥逆变电路的另一桥臂连接;

所述基于耦合电感的钳位辅助电路包括钳位副边耦合电感补偿网络、耦合电感副边线圈 L_4 和钳位全桥整流电路,所述钳位副边耦合电感补偿网络包括副边补偿电容 C_4 ,副边补偿电容 C_4 的一端与耦合电感副边线圈 L_4 的一端连接,副边补偿电容 C_4 的另一段与钳位全桥整流电路的一桥臂连接;耦合电感副边线圈 L_4 的另一端与钳位全桥整流电路的另一桥臂连接;

所述副边串联补偿网络包括副边补偿电容 C_2 ,副边补偿电容 C_2 的一端与两线圈松耦合单元的副边线圈的一端连接,副边补偿电容 C_2 的另一端与全桥整流滤波电路的一桥臂连接;两线圈松耦合单元的副边线圈的另一端与全桥整流滤波电路的另一桥臂连接;所述滤波电容与电池负载并联接在全桥整流滤波电路的输入、输出端。

2. 根据权利要求1所述的一种恒流恒压自主切换的无线充电系统,其特征在于,为消除无线充电系统的无功功率损耗,提高充电效率,所述无线充电系统在谐振情况下工作,无线充电系统的谐振工作角频率由下式决定:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} = \frac{1}{\sqrt{L_4 C_4}}$$

在谐振工作角频率 ω 下,原边补偿电容 C_1 的电容值具有如下关系: $C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$,副边补偿电容 C_2 的电容

值具有如下关系: $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$,原边补偿电容 C_3 的电容值具有如下关系: $C_3 = \frac{1}{\omega^2 L_3}$,副边补

偿电容 C_4 的电容值具有如下关系: $C_4 = \frac{1}{\omega^2 L_4}$ 。

3. 根据权利要求1所述的一种恒流恒压自主切换的无线充电系统,其特征在于,所述无线充电系统在启动工作后,耦合电感副边线圈 L_4 的两端存在感应电压 v_4 ,但此时感应电压 $|v_4| \leq V_{IN}$, V_{IN} 为无线充电系统输入直流电压,钳位辅助电路不导通,耦合电感副边线圈 L_4 的电流 i_4 为零,所述无线充电系统具有恒流输出;当所述无线充电系统进入恒流充电阶段,此

时电池负载的充电电流为: $I_o = \frac{8V_{IN}}{\pi^2 \omega M_{12}}$,耦合电感副边线圈 L_4 的两端的感应电压 v_4 为:

$v_4 = v_1 \frac{8M_{34}}{\pi^2 \omega M_{12}^2} R_L$, R_L 为电池负载输入阻抗, M_{12} 为两线圈松耦合单元的原、副边线圈的互感值, M_{34} 为耦合电感的互感值。

4. 根据权利要求3所述的一种恒流恒压自主切换的无线充电系统, 其特征在于, 在恒流充电阶段, 当耦合电感副边线圈 L_4 的两端的感应电压 v_4 的幅值 $|v_4|$ 达到临界点, 即 $|v_4| = V_{IN}$ 时, 基于耦合电感的钳位辅助电路中钳位全桥整流电路开始部分导通, 无线充电系统开始进入恒流/恒压过渡阶段, 无线充电系统开始从恒流到恒压过渡的电池负载临界输入阻抗为 $R_{L1} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\pi \omega M_{12}^2}{4M_{34}}$ 。

5. 根据权利要求3所述的一种恒流恒压自主切换的无线充电系统, 其特征在于, 当耦合电感副边线圈 L_4 的两端的感应电压 v_4 被钳位到最大幅值, 即 $|v_4| = \frac{4}{\pi} V_{IN}$, 基于耦合电感的钳位辅助电路中钳位全桥整流电路全部导通, 此时, 两线圈松耦合单元的原边线圈的电流 $|i_1|$ 保持不变, 即幅值 $|i_1|$ 被钳位, 无线充电系统完成恒流/恒压自主切换的过渡阶段, 进入恒压输出阶段, 无线充电系统进入恒压输出时电池负载的临界输入阻抗为 $R_{L2} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\omega M_{12}^2}{M_{34}}$ 。

6. 根据权利要求3所述的一种恒流恒压自主切换的无线充电系统, 其特征在于, 当无线充电系统进入输出恒压阶段后, 无线充电系统的输出电压增益为 $\frac{v_2}{v_4} = \frac{M_{12}}{M_{34}}$, 考虑

$|v_4| = \frac{4V_{IN}}{\pi}$, $|v_2| = \frac{4V_o}{\pi}$, 有 $\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{M_{12}}{M_{34}}$, 因此, 无线充电系统在恒压充电阶段输出到电池负载上的电压为 $V_o = \frac{M_{12}V_{IN}}{M_{34}}$ 。

一种恒流恒压自主切换的无线充电系统

技术领域

[0001] 本发明涉及无线电能传输技术领域,具体涉及一种恒流恒压自主切换的无线充电系统。

背景技术

[0002] 磁耦合感应式无线电能传输技术 (Magnetically-Coupled Inductive Wireless Power Transfer, MCI-WPT), 是一种无需导线连接的磁耦合方式将电能传输的技术。该技术安全、高效、灵活方便, 无需传统的直接电气连接和机械插拔。因此, 被人们认为极具前景的技术, 并受到科学家的广泛关注研究。目前, MCI-WPT在可植入医疗设备、消费电子产品、电动汽车、水下作业等领域得到广泛应用, 且优势明显。而这些领域的运用主要是对电池充电。电池的充电过程主要经历恒流充电、恒压充电两个阶段, 从而提高充电过程的安全性和电池的使用寿命。

[0003] 因此, MCI-WPT电池充电系统需实现不受负载影响的恒流和恒压输出来达到电池充电阶段要求。目前解决恒流恒压模式切换的方法主要有: 复合拓扑、改变耦合线圈的位置角度和频率控制。对于复合拓扑技术而言, 由于单个简单补偿网络在输入零无功频率点下, 难以同时实现与负载无关的恒流和恒压输出。对于频率控制而言, 有研究者采用如LCC-LCC的高阶补偿网络, 通过频率控制, 可实现先恒流后恒压的输出。但设计机构复杂, 器件众多和精度低。无论是复合拓扑、改变耦合线圈的位置角度还是频率控制方式, 原副边均需检测反馈和通信模块, 增加了系统的成本与复杂程度。

发明内容

[0004] 本发明的目的是为了解决现有技术中的上述缺陷, 提供一种恒流恒压自主切换的无线充电系统。该无线充电系统不依赖于主动式控制, 无需额外的通信模块和检测装置, 即可自主切换恒流/恒压输出, 结构简单, 操作方便。该无线充电系统工作频率固定, 不会出现频率分叉现象, 稳定可靠。该无线充电系统的输入相位角保持为零, 不仅减少开关器件伏安容量, 节约器件成本, 也避免无功环流造成的能量损耗, 提高充电效率。此外, 该无线充电系统还具备电池负载开路或接收侧电路移除时避免原方线圈过流保护的功能。

[0005] 本发明的目的可以通过采取如下技术方案达到:

[0006] 一种恒流恒压自主切换的无线充电系统, 所述无线充电系统包括直流电流源、串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器、基于耦合电感的钳位辅助电路、电池负载以及滤波电容, 所述串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器包括高频全桥逆变电路、原边串联补偿网络、耦合电感原边补偿网络、耦合电感原边线圈 L_3 、两线圈松耦合单元、副边串联补偿网络以及全桥整流滤波电路; 所述直流电流源的输入、输出端分别与高频全桥逆变电路的输入、输出端连接; 所述原边串联补偿网络包括原边补偿电容 C_1 , 原边补偿电容 C_1 的一端与高频全桥逆变电路的一桥臂连接, 原边补偿电容 C_1 的另一端与两线圈松耦合单元的原边线圈 L_1 的一端连接, 两线圈松耦合单元的原边线圈 L_1 的另一端与耦合电感原边线

圈 L_3 一端连接,所述耦合电感原边补偿网络包括原边补偿电容 C_3 ,耦合电感原边线圈 L_3 的另一端与耦合电感原边补偿网络的原边补偿电容 C_3 ,原边补偿电容 C_3 与高频全桥逆变电路的另一桥臂连接;

[0007] 所述基于耦合电感的钳位辅助电路包括钳位副边耦合电感补偿网络、耦合电感副边线圈 L_4 和钳位全桥整流电路,所述钳位副边耦合电感补偿网络包括副边补偿电容 C_4 ,副边补偿电容 C_4 的一端与耦合电感副边线圈 L_4 的一端连接,副边补偿电容 C_4 的另一段与钳位全桥整流电路的一桥臂连接;耦合电感副边线圈 L_4 的另一端与钳位全桥整流电路的另一桥臂连接;

[0008] 所述副边串联补偿网络包括副边补偿电容 C_2 ,副边补偿电容 C_2 的一端与两线圈松耦合单元的副边线圈的一端连接,副边补偿电容 C_2 的另一端与全桥整流滤波电路的一桥臂连接;两线圈松耦合单元的副边线圈的另一端与全桥整流滤波电路的另一桥臂连接;所述滤波电容与电池负载并联,然后串接在全桥整流滤波电路的输入、输出端。

[0009] 进一步地,为消除无线充电系统的无功功率损耗,提高充电效率,所述无线充电系统在谐振情况下工作,无线充电系统的谐振工作角频率由下式决定:

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} = \frac{1}{\sqrt{L_4 C_4}},$$

在谐振工作角频率 ω 下,原边补偿电容 C_1 的电容值

具有如下关系: $C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$,副边补偿电容 C_2 的电容值具有如下关系: $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$,原边补偿

电容 C_3 的电容值具有如下关系: $C_3 = \frac{1}{\omega^2 L_3}$,副边补偿电容 C_4 的电容值具有如下关系:

$$C_4 = \frac{1}{\omega^2 L_4}。$$

[0010] 进一步地,所述无线充电系统在启动工作后,耦合电感副边线圈 L_4 的两端存在感应电压 v_4 ,但此时感应电压 $|v_4| \leq V_{IN}$, V_{IN} 为无线充电系统输入直流电压,钳位辅助电路不导通,耦合电感副边线圈 L_4 的电流 i_4 为零,所述无线充电系统具有恒流输出;当所述无线充电

系统进入恒流充电阶段,此时电池负载的充电电流为: $I_o = \frac{8V_{IN}}{\pi^2 \omega M_{12}}$,耦合电感副边线圈 L_4

的两端的感应电压 v_4 为: $v_4 = v_1 \frac{8M_{34}}{\pi^2 \omega M_{12}^2} R_L$, R_L 为电池负载输入阻抗, M_{12} 为两线圈松耦合单元的原、副边线圈的互感值, M_{34} 为耦合电感的互感值。

[0011] 进一步地,在恒流充电阶段,当耦合电感副边线圈 L_4 的两端的感应电压 v_4 的幅值到达临界点 $|v_4| = V_{IN}$ 时,基于耦合电感的钳位辅助电路中钳位全桥整流电路开始部分导通,无线充电系统开始进入恒流/恒压过渡阶段,无线充电系统开始从恒流到恒压过渡的电池

负载临界输入阻抗为 $R_{L1} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\pi \omega M_{12}^2}{4M_{34}}$ 。

[0012] 进一步地,当耦合电感副边线圈 L_4 的两端的感应电压 v_4 被钳位到最大幅值,即

$|v_4| = \frac{4}{\pi} V_{IN}$ ，基于耦合电感的钳位辅助电路中钳位全桥整流电路全部导通，此时，两线圈松耦合单元的原边线圈的电流 i_1 保持不变，即 i_1 被钳位，无线充电系统完成恒流/恒压自主切换的过渡阶段，进入恒压输出阶段，无线充电系统进入恒压输出时电池负载的临界输入阻抗为 $R_{L2} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\omega M_{12}^2}{M_{34}}$ 。

[0013] 进一步地，当无线充电系统进入输出恒压阶段后，无线充电系统的输出电压增益为 $\frac{v_2}{v_4} = \frac{M_{12}}{M_{34}}$ ，考虑 $|v_4| = \frac{4V_{IN}}{\pi}$ ， $|v_2| = \frac{4V_o}{\pi}$ ，有 $\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{M_{12}}{M_{34}}$ ，因此，无线充电系统在恒压充电阶段输出到电池负载上的电压为 $V_o = \frac{M_{12}V_{IN}}{M_{34}}$ 。

[0014] 本发明相对于现有技术具有如下的优点及效果：

[0015] 1、本发明基于SS补偿拓扑结构，通过耦合电感实现恒流/恒压自主切换的电池无线充电系统。该系统不依赖于主动式控制，无需额外的通信模块和检测装置，即可自主切换恒流/恒压输出，结构简单，操作方便。

[0016] 2、本发明能在同一频率下输出与负载无关的恒定电流和恒定电压，满足电池先恒流后恒压充电的要求。该系统可全程同频工作，不会出现频率分叉现象，保证系统稳定工作。

[0017] 3、本发明在充电工作过程中，可对两线圈松耦合单元的原边线圈电流钳位，因此该系统具备电池负载开路或接收侧电路移除时避免原方线圈过流保护的功能。

[0018] 4、本发明公开的无线充电系统的输入相位角保持为零，不仅减少开关器件伏安容量，节约器件成本，也避免无功环流造成的能量损耗，提高充电效率。

[0019] 5、本发明公开的无线充电系统在恒流和恒压时，高频逆变电路输出电压和电流基本同相位，逆变电路不注入无功功率，对逆变器的容量要求降低，且系统近似处于零输入阻抗，故系统损耗小，传输效率高。

附图说明

[0020] 图1是本发明实施例的补偿拓扑结构原理图；

[0021] 图2是图1等效分析图；

[0022] 图3是蓄电池恒流/恒压充电过程曲线示意图；

[0023] 图4是本发明公开的无线充电系统充电时恒流/恒压自主切换过程仿真结果示意图；

[0024] 其中，附图标记说明如下：1-直流电流源，2-高频全桥逆变电路，3-耦合电感原边补偿网络，4-原边串联补偿网络，5-两线圈松耦合单元，6-副边串联补偿网络，7-全桥整流滤波电路，8-滤波电容，9-电池负载，10-耦合电感，11-钳位副边耦合电感补偿网络，12-钳位全桥整流电路，13-串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器，14-基于耦合电感的钳位辅助电路，15-恒流区，16-恒流/恒压过渡区，17-恒压区。

具体实施方式

[0025] 为使本发明实施例的目的、技术方案和优点更加清楚,下面将结合本发明实施例中的附图,对本发明实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述,显然,所描述的实施例是本发明一部分实施例,而不是全部的实施例。基于本发明中的实施例,本领域普通技术人员在没有做出创造性劳动前提下所获得的所有其他实施例,都属于本发明保护的范围。

[0026] 实施例

[0027] 本实施例公开了一种恒流/恒压自主切换的无线充电系统,如图1所示,包括直流电流源、串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器、基于耦合电感的钳位辅助电路钳位、电池负载以及滤波电容。

[0028] 本实施例中,串-串补偿拓扑的磁耦合感应式电能传输变换器包括高频全桥逆变电路、原边串联补偿网络、耦合电感原边补偿网络、耦合电感原边线圈 L_3 、两线圈松耦合单元、副边串联补偿网络以及全桥整流滤波电路;直流电流源的输入、输出端分别与高频全桥逆变电路的输入、输出端连接;原边串联补偿网络包括原边补偿电容 C_1 ,原边补偿电容 C_1 的一端与高频全桥逆变电路的一桥臂连接,原边补偿电容 C_1 的另一端与两线圈松耦合单元的原边线圈 L_1 的一端连接,两线圈松耦合单元的原边线圈 L_1 的另一端与耦合电感原边线圈 L_3 一端连接,耦合电感原边补偿网络包括原边补偿电容 C_3 ,耦合电感原边线圈 L_3 的另一端与耦合电感原边补偿网络的原边补偿电容 C_3 ,原边补偿电容 C_3 与高频全桥逆变电路的另一桥臂连接;

[0029] 本实施例中,基于耦合电感的钳位辅助电路包括钳位副边耦合电感补偿网络、耦合电感副边线圈 L_4 和钳位全桥整流电路,钳位副边耦合电感补偿网络包括副边补偿电容 C_4 ,副边补偿电容 C_4 的一端与耦合电感副边线圈 L_4 的一端连接,副边补偿电容 C_4 的另一段与钳位全桥整流电路的一桥臂连接;耦合电感副边线圈 L_4 的另一端与钳位全桥整流电路的另一桥臂连接;

[0030] 本实施例中,副边串联补偿网络包括副边补偿电容 C_2 ,副边补偿电容 C_2 的一端与两线圈松耦合单元的副边线圈的一端连接,副边补偿电容 C_2 的另一端与全桥整流滤波电路的一桥臂连接;两线圈松耦合单元的副边线圈的另一端与全桥整流滤波电路的另一桥臂连接;滤波电容与电池负载并联,然后串接在全桥整流滤波电路的输入、输出端。

[0031] 参考图1和图2,由无线充电系统的等效电路图可得无线充电系统的回路方程如下式,其中 V_1 、 V_2 、 V_4 、 I_1 、 I_2 、 I_4 分别为高频全桥逆变电路输出电压电流(v_1, i_1)、全桥整流滤波电路输入电压电流(v_2, i_2)、钳位全桥整流电路输入端电压电流(v_4, i_4)的基波向量,其矩阵表达式满足以下公式:

$$[0032] \begin{cases} V_1 = -j\omega M_{12} I_2 + j\omega M_{34} I_4 \\ V_2 = j\omega M_{12} I_1 \\ V_4 = j\omega M_{34} I_1 \end{cases} \quad (1)$$

[0033] 其中, M_{12} 为两线圈松耦合单元的原、副边线圈的互感值, M_{34} 为耦合电感的原副边线圈之间的互感值。此无线充电系统可以通过调整耦合电感与两线圈的松耦合单元的位置关系,避免两线圈松耦合单元原、副边线圈与耦合电感的原、副边线圈相互之间产生互感,巧妙的使两组线圈相互独立,从而使系统的恒压充电过程的电压更加接近电池恒压充电阶段的理想电压;同时由于耦合电感的设计尺寸可以较小,使系统更加轻量化。

[0034] 在基于耦合电感的恒流恒压自主切换的电池无线充电系统中,为消除电池无线充电系统的无功功率损耗,无线充电系统在谐振情况下工作,无线充电系统的谐振工作角频率由下式决定:

$$[0035] \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} = \frac{1}{\sqrt{L_4 C_4}} \quad (2)$$

[0036] 在谐振工作角频率 ω 下,原边补偿电容 C_1 的电容值具有如下关系: $C_1 = \frac{1}{\omega^2 L_1}$,副

边补偿电容 C_2 的电容值具有如下关系: $C_2 = \frac{1}{\omega^2 L_2}$,原边补偿电容 C_3 的电容值具有如下关系:

$$C_3 = \frac{1}{\omega^2 L_3}, \text{副边补偿电容 } C_4 \text{ 的电容值具有如下关系: } C_4 = \frac{1}{\omega^2 L_4}。$$

[0037] 无线充电系统在启动工作后,基于耦合电感的钳位辅助电路中的耦合电感副边线圈 L_4 的电压由耦合电感原边电流感应产生。因此,耦合电感副边线圈 L_4 两端存在感应电压 v_4 ,但此时由于感应电压 $|v_4| \leq V_{IN}$,钳位辅助电路不导通,电流 i_4 为零,即钳位辅助电路不工作。因此,无线充电系统在传统的串-串 (series-series, SS) 拓扑的恒流工作点下工作,即无线充电系统具有恒流输出,进入恒流充电阶段,由公式 (1) 可知无线充电系统中输入全桥

整流电路的电流为 $|i_2| = \frac{|v_1|}{\omega M_{12}}$,在全桥逆变电路占空比为1的运行情况下,逆变桥输出为方

波信号,由傅里叶分解有 $|v_1| = \frac{4}{\pi} V_{IN}$, V_{IN} 为无线充电系统输入电压,可知无线充电系统在恒流阶段电池充电电流为:

$$[0038] \quad I_o = \frac{8V_{IN}}{\omega \pi^2 M_{12}} \quad (3)$$

[0039] 由公式 (1) 和 (3) 可知耦合电感的副边线圈两端的感应电压为

$$[0040] \quad v_4 = v_1 \frac{8M_{34}}{\pi^2 \omega M_{12}^2} R_L \quad (4)$$

[0041] 参考图3,在恒流充电阶段,电池负载电压逐渐增加,电池负载的等效输入阻抗变大,电池负载吸收的功率增加。而此时无线充电系统的高频全桥逆变电路输出电压的基波分量保持不变,故两线圈松耦合单元的原边线圈的电流会变大以平衡功率关系。当 v_4 的幅值到达临界点 $|v_4| = V_{IN}$ 时,钳位辅助电路中全桥整流电路开始部分导通,无线充电系统开始进入恒流/恒压过渡阶段,此时根据公式 (4),无线充电系统开始从恒流到恒压过渡的电池负载临界输入阻抗为:

$$[0042] \quad R_{L1} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\pi \omega M_{12}^2}{4M_{34}} \quad (5)$$

[0043] 随着无线充电系统充电工作的继续进行,电池负载端的输出电流开始减小,电池负载电压继续升高逼近恒压充电电压。由于平衡功率关系,两线圈松耦合单元的原边线圈

的电流会继续变大,直到耦合电感的副边线圈感应电压被钳位到最大值,即 $|v_4| = \frac{4}{\pi} V_{IN}$,钳位辅助电路的全桥整流电路全部导通。此时,两线圈松耦合单元的原边线圈的电流 i_1 基本保持不变,即 i_1 被钳位,无线充电系统完成恒流/恒压自主切换的过渡阶段,进入恒压输出阶段。因此,在充电的过程中,无线充电系统具有开路保护作用。无线充电系统开始进入恒压输出时电池负载的临界输入阻抗为:

$$[0044] \quad R_{L2} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{\omega M_{12}^2}{M_{34}} \quad (6)$$

[0045] 无线充电系统进入输出恒压阶段后,无线充电系统的输出电压增益为 $\frac{v_2}{v_4} = \frac{M_{12}}{M_{34}}$,

考虑 $|v_4| = \frac{4V_{IN}}{\pi}$, $|v_2| = \frac{4V_o}{\pi}$,有 $\frac{V_o}{V_{IN}} = \frac{M_{12}}{M_{34}}$ 。因此,无线充电系统的恒流充电阶段输出到电池

负载上的电流为 $I_o = \frac{8}{\pi^2} \frac{V_{IN}}{\omega M_{12}}$,无线充电系统的恒压充电阶段输出到电池负载上的电压为

$$V_o = \frac{M_{12} V_{IN}}{M_{34}}。$$

[0046] 根据上述分析,分别取值直流电压源、两线圈松耦合单元的原、副边线圈自感、两线圈松耦合单元的互感、耦合电感原、副边自感、耦合电感的互感以及无线充电系统的工作频率如下表1。

[0047] 表1.工作频率表

名称	参数值
直流电压源/ V_{IN}	50V
两线圈松耦合单元的原、副边线圈/ L_1 、 L_2	118 μ H
耦合电感的原、副边线圈/ L_3 、 L_4	10 μ H
工作频率/f	50kHz
两线圈松耦合单元的互感/ M_{12}	93 μ H
耦合电感的互感/ M_{34}	9.95 μ H

[0049] 通过改变电磁负载的输入阻抗对无线充电系统进行仿真。图4即为无线充电系统的充电仿真的结果,当电池负载 $R_{L1} \leq 19 \Omega$ 时,无线充电系统出现恒流区,处于恒流输出,恒流充电电流 $I_o \approx 5.1A$;当电池负载 $19 \Omega < R_L < 38 \Omega$ 时,无线充电系统出现恒流/恒压过渡区,处于恒流/恒压自主转换过程;当电池负载 $R_{L2} \geq 38 \Omega$ 时,无线充电系统出现恒压区,处于恒压输出,恒压充电电压 $V_o \approx 125V$ 。因此,无线充电系统可实现恒流/恒压的自主切换。

[0050] 上述实施例为本发明较佳的实施方式,但本发明的实施方式并不受上述实施例的限制,其他的任何未背离本发明的精神实质与原理下所作的改变、修饰、替代、组合、简化,均应为等效的置换方式,都包含在本发明的保护范围之内。

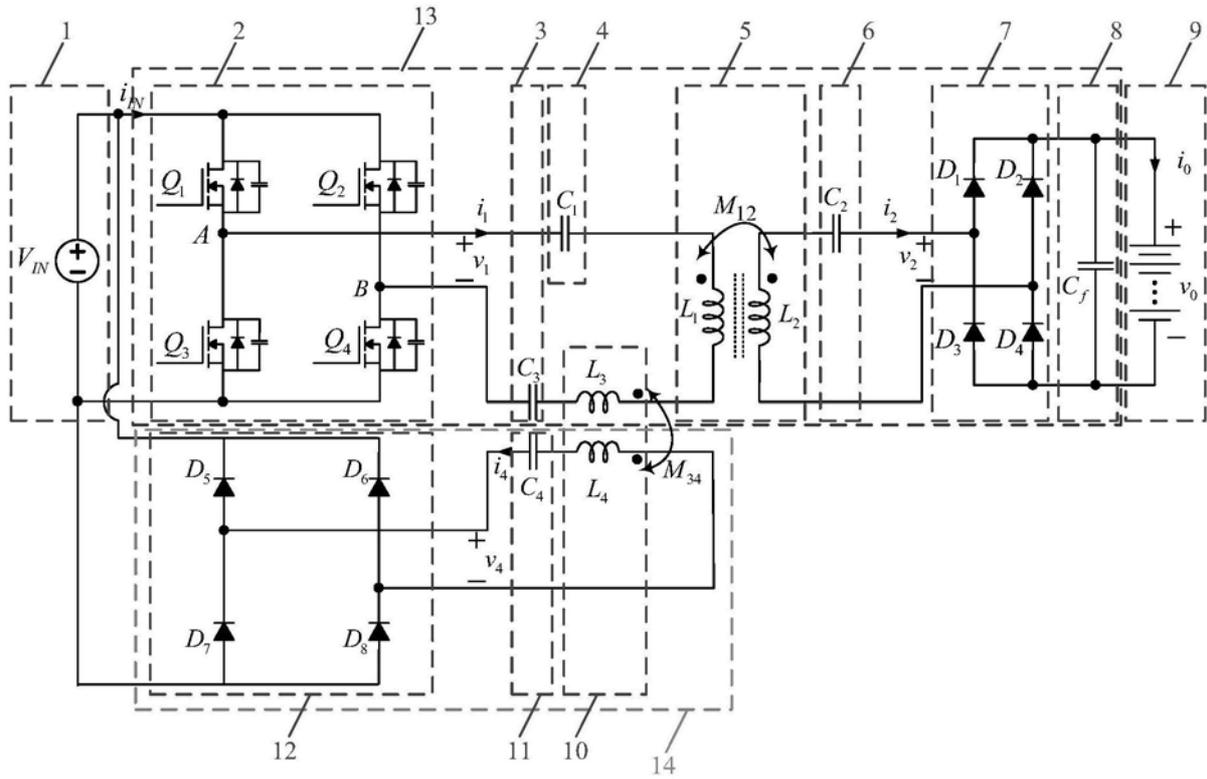


图1

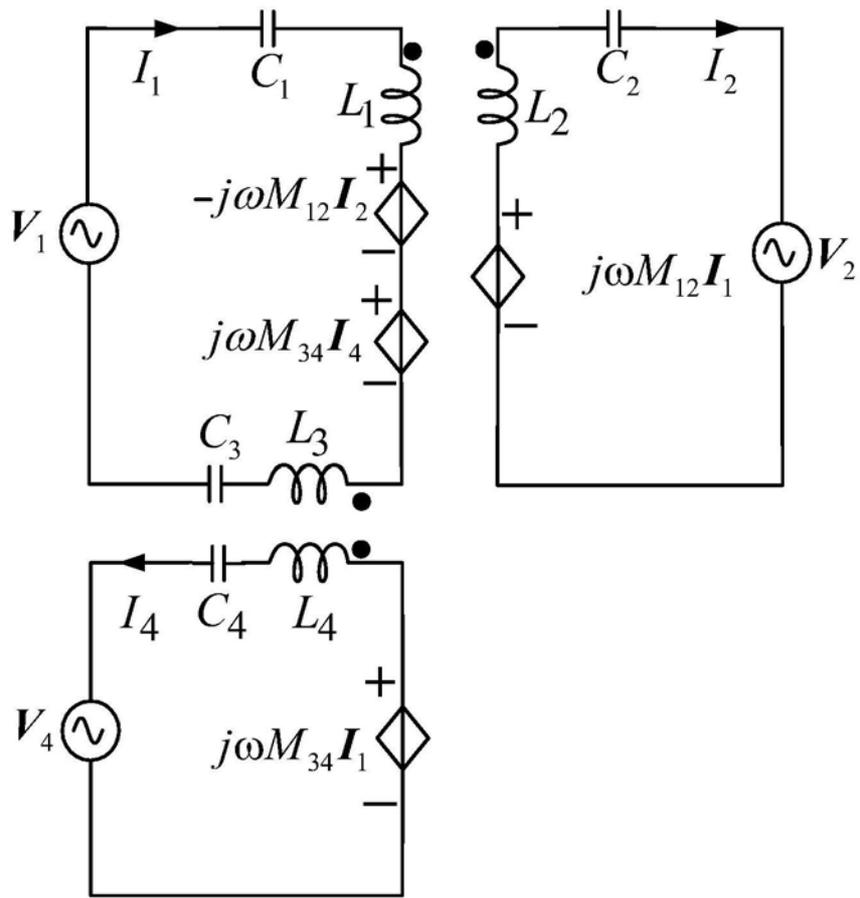


图2

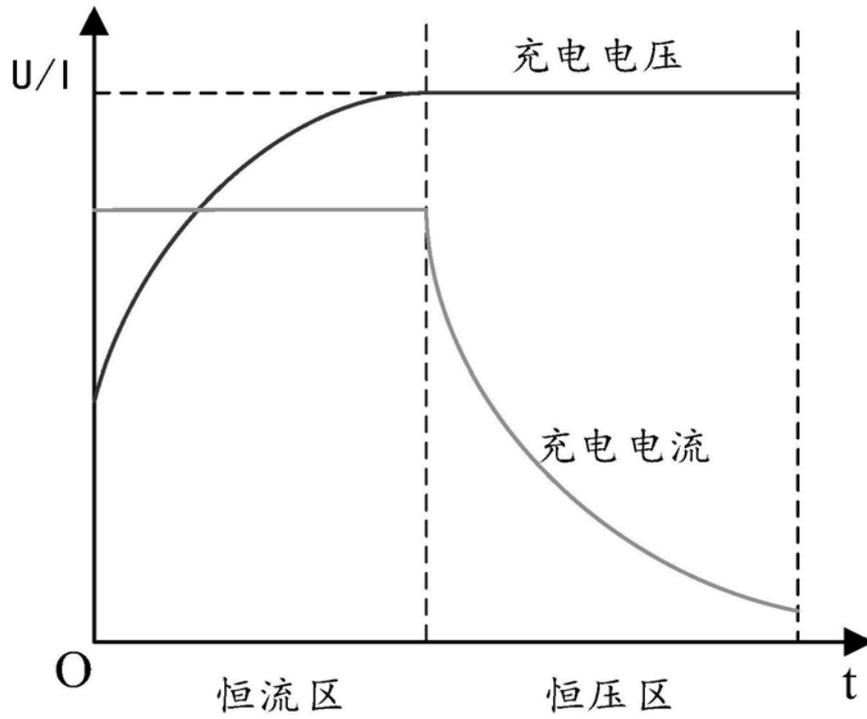


图3

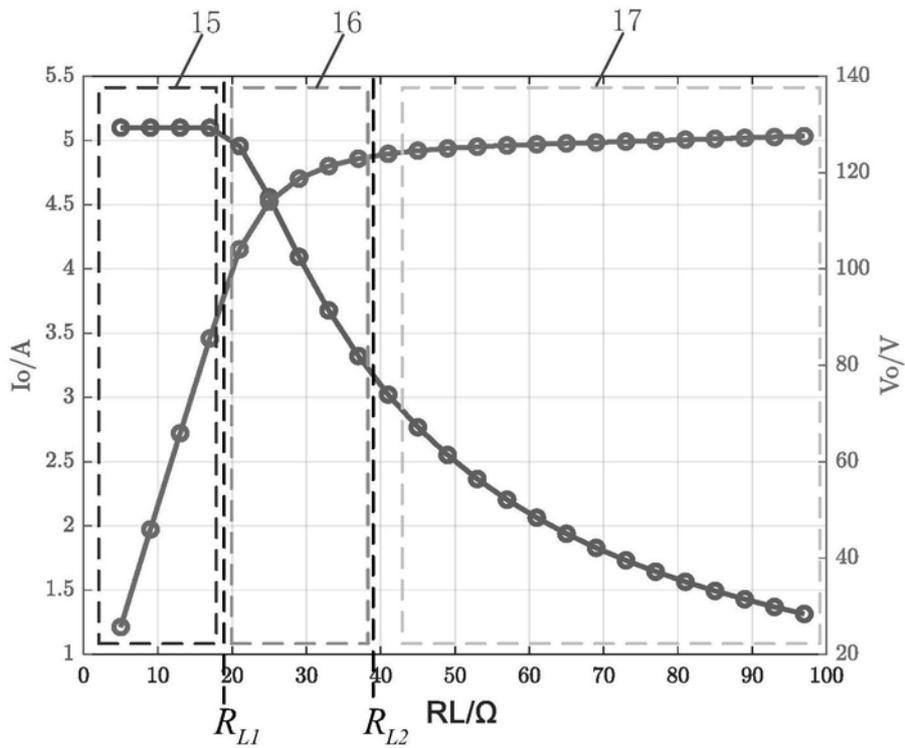


图4