(19)国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 109638978 B
(45)授权公告日 2022.05.24

(21)申请号 201910077294.0
(22)申请日 2019.01.25
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 109638978 A
(43)申请公布日 2019.04.16
(73)专利权人 西南交通大学
地址 611756 四川省成都市郫都区犀安路999号
(72)发明人 麦瑞坤 戴睿敏 朱哲辉 何正友
(74)专利代理机构 成都弘毅天承知识产权代理有限公司 51230
专利代理师 汤春微
(51)Int.Cl.
H02J 50/10(2016.01)
H02J 50/50(2016.01)

(56)对比文件
CN 109245231 A,2019.01.18
CN 107069983 A,2017.08.18
CN 107579564 A,2018.01.12
CN 106828174 A,2017.06.13
US 2018375362 A1,2018.12.27

审查员 罗臻意

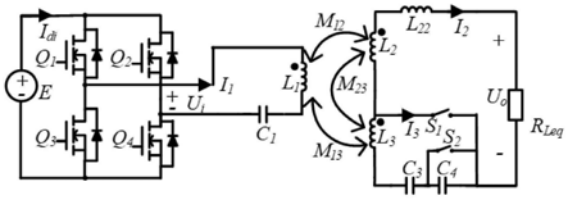
权利要求书1页 说明书7页 附图2页

(54)发明名称

一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构

(57)摘要

本发明公开了一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构，涉及无线电能传输技术领域，包括发射端、接收端、用于切换无线充电拓扑结构恒流输出和恒压输出两种工作模式的恒流恒压切换开关S1和S2。发射端包括依次连接的直流电源E、高频逆变器H、包含发射补偿电容C1原边耦合补偿结构和发射线圈L1，接收端包括依次连接的接收线圈L2和L3、副边耦合补偿结构、整流电路和负载。副边耦合补偿结构包括串联连接的补偿电感L22、接收补偿电容C3和C4；接收线圈L2和L3的连接点通过切换开关S1连接至接收补偿电容C4和整流电路之间，接收补偿电容C3和C4之间的连接点通过切换开关S2连接切换开关S1。本拓扑结构具有效率高，结构简单的优点。



CN 109638978 B

1.一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构,包括发射端和接收端,所述发射端包括依次连接的直流电源E、高频逆变器H、包含发射补偿电容C1原边耦合补偿结构和发射线圈L1,所述接收端包括依次连接的接收线圈L2和L3、副边耦合补偿结构、整流电路和负载,其特征在于,还包括:

用于切换无线充电拓扑结构恒流输出和恒压输出两种工作模式的恒流恒压切换开关S1和S2;

所述副边耦合补偿结构包括串联连接的补偿电感L22、接收补偿电容C3和C4;

所述接收线圈L2和L3的连接点通过切换开关S1连接至接收补偿电容C4和整流电路之间,所述接收补偿电容C3和C4之间的连接点通过切换开关S2连接切换开关S1;

所述无线充电拓扑结构在恒压输出工作模式下,接收端各元器件的连接为:切换开关S1和S2均闭合,接收线圈L2、补偿电感L22、整流电路依次连接构成电能输出回路,接收线圈L3、接收补偿电容C3串联连接构成中继线圈回路。

2.根据权利要求1所述的一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构,其特征在于,所述无线充电拓扑结构在恒流输出工作模式下,接收端各元器件的连接为:切换开关S1和S2均断开,接收补偿电容C4和C3、接收线圈L3和L2、补偿电感L22、整流电路依次连接。

3.根据权利要求1所述的一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构,其特征在于,所述恒流恒压切换开关S1和S2采用2个反向串联的MOSFET管。

4.根据权利要求1所述的一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构,其特征在于,所述整流电路包括高频整流器,所述高频整流器为四个二极管构成的整流桥,所述整流桥输出端并联有一个滤波电容,构成可减小高频整流器输出直流脉动的整流电路。

一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构

技术领域

[0001] 本发明涉及无线电能传输技术领域，具体涉及一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构。

背景技术

[0002] 无线充电技术(Wireless charging technology)源于无线电能传输技术，可分为小功率无线充电和大功率无线充电两种方式。小功率无线充电常采用电磁感应式，如对手机充电的Qi方式。大功率无线充电常采用谐振式，由供电设备将能量传送至用电的装置，该装置使用接收到的能量对电池充电，并同时供其本身运作之用，如对电动汽车的充电。

[0003] 无线充电对电池充电来说是一种理想的充电方式。相比于传统的插头式充电方式，无线充电摆脱了电缆和插头的束缚，远离了潮湿和漏电的危险，使得系统能够方便安全地给智能设备、地下水系统、电动交通工具等充电。

[0004] 恒流恒压组合充电的方式能够延长电池寿命，缩短充电时间。充电前期电池的内阻比较小，此时使用恒流充电能使电池快速充电，在充电一段时间后，电池的内阻开始变大，此时便将恒流充电方式切换为恒压输出方式，由此实现电池的快速充电。但是传统的恒压恒流输出拓扑结构只是使系统实现恒压恒流输出，而没有考虑系统的输出效率，导致系统在充电过程中的输出效率未能达到最优，造成了能量不必要的浪费。

发明内容

[0005] 本发明的目的在于：为解决现有的恒压恒流组合式无线充电系统工作时的输出效率不高，能源浪费的问题，提供了一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构。

[0006] 本发明采用的技术方案如下：

[0007] 一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构，包括发射端和接收端，所述发射端包括依次连接的直流电源E、高频逆变器H、包含发射补偿电容C1原边耦合补偿结构和发射线圈L1，所述接收端包括依次连接的接收线圈L2和L3、副边耦合补偿结构、整流电路和负载，其特征在于，还包括：

[0008] 用于切换无线充电拓扑结构恒流输出和恒压输出两种工作模式的恒流恒压切换开关S1和S2；

[0009] 所述副边耦合补偿结构包括串联连接的补偿电感L22、接收补偿电容C3和C4；

[0010] 所述接收线圈L2和L3的连接点通过切换开关S1连接至接收补偿电容C4和整流电路之间，所述接收补偿电容C3和C4之间的连接点通过切换开关S2连接切换开关S1。

[0011] 进一步地，所述无线充电拓扑结构在恒流输出工作模式下，接收端各元器件的连接为：切换开关S1和S2均断开，接收补偿电容C4和C3、接收线圈L3和L2、补偿电感L22、整流电路依次连接。

[0012] 进一步地，所述无线充电拓扑结构在恒压输出工作模式下，接收端各元器件的连接为：切换开关S1和S2均闭合，接收线圈L2、补偿电感L22、整流电路依次连接构成电能输出

回路，接收线圈L3、接收补偿电容C3串联连接构成中继线圈回路，接收补偿电容C4被闭合的切换开关S2短路。

[0013] 进一步地，所述恒流恒压切换开关S1和S2采用2个反向串联的MOSFET管。

[0014] 进一步地，所述整流电路包括高频整流器，所述高频整流器为四个二极管构成的整流桥，所述整流桥输出端并联有一个滤波电容，构成可减小高频整流器输出直流脉动的整流电路。

[0015] 综上所述，由于采用了上述技术方案，本发明的有益效果是：

[0016] 1、本发明中，设计了一种使用三个线圈来实现恒流输出、恒压输出的无线充电拓扑结构，恒压恒流切换无线充电拓扑结构具有输出效率高、结构简单的优点，具体体现在系统恒压输出时，在考虑电路内阻的情况下，通过调节发射线圈L1和接收线圈L2的互感M_{12}、发射线圈L1和中继线圈L3的互感M_{13}的比值来使恒压输出时效率最高，进而实现提高本拓扑结构的输出效率。

[0017] 2、本发明中，恒压恒流切换无线充电拓扑结构适用于电磁感应式无线充电系统。采用本无线充电拓扑结构的电磁感应式无线充电系统在工作过程中，当为恒流输出时，接收线圈L3、L2串联，接收线圈L2、L3均输出电能；当为恒压输出时，接收线圈L3、L2中L3变成中继线圈，不输出电能，L2仍为接收线圈，直接输出电能，通过调节M_{12}(发射线圈L1和接收线圈L2的互感)和M_{13}(发射线圈L1和中继线圈L3的互感)之间的比例，从而使得系统工作在恒压输出工作模式下输出效率达到最优。本无线充电拓扑结构变换工作模式前后，绕制中继线圈的线路都能被利用起来，中继线圈利用率高。相对于传统的恒压恒流无线充电拓扑结构，本拓扑结构具有输出效率高，结构简单的优点。

[0018] 3、本发明中，中继线圈和接收线圈之间采用内嵌式耦合结构，相比于将中继线圈放置于发射线圈和接收线圈之间的结构，本发明的电磁耦合结构的体积更小，能够节省空间。该结构既提高了中继线圈的利用率，又在外观形式上和传统的无线传能耦合结构无区别。

附图说明

[0019] 为了更清楚地说明本发明实施例的技术方案，下面将对实施例中所需要使用的附图作简单地介绍，应当理解，以下附图仅示出了本发明的某些实施例，因此不应被看作是对范围的限定，对于本领域普通技术人员来讲，在不付出创造性劳动的前提下，还可以根据这些附图获得其他相关的附图。

[0020] 图1为本发明的整体拓扑结构图；

[0021] 图2为本发明恒流输出模式下的拓扑结构图；

[0022] 图3为本发明恒压输出模式下的拓扑结构图；

[0023] 图4为本发明中整流电路的结构示意图；

[0024] 图5为本发明中内嵌式耦合结构的结构示意图；

[0025] 图6为本发明恒压输出模式下系统输出效率的曲线图。

具体实施方式

[0026] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白，以下结合附图及实施例，对

本发明进行进一步详细说明。应当理解，此处所描述的具体实施例仅用以解释本发明，并不用于限定本发明，即所描述的实施例仅仅是本发明一部分实施例，而不是全部的实施例。通常在此处附图中描述和示出的本发明实施例的组件可以以各种不同的配置来布置和设计。因此，以下对在附图中提供的本发明的实施例的详细描述并非旨在限制要求保护的本发明的范围，而是仅仅表示本发明的选定实施例。基于本发明的实施例，本领域技术人员在没有做出创造性劳动的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。

[0027] 需要说明的是，术语“第一”和“第二”等之类的关系术语仅仅用来将一个实体或者操作与另一个实体或操作区分开来，而不一定要求或者暗示这些实体或操作之间存在任何这种实际的关系或者顺序。而且，术语“包括”、“包含”或者其任何其他变体意在涵盖非排他性的包含，从而使得包括一系列要素的过程、方法、物品或者设备不仅包括那些要素，而且还包括没有明确列出的其他要素，或者是还包括为这种过程、方法、物品或者设备所固有的要素。在没有更多限制的情况下，由语句“包括一个……”限定的要素，并不排除在包括所述要素的过程、方法、物品或者设备中还存在另外的相同要素。

[0028] 以下结合实施例对本发明的特征和性能作进一步的详细描述。

[0029] 实施例1

[0030] 本发明较佳实施例提供的一种高效率的恒压恒流切换无线充电拓扑结构，如图1所示，无线充电拓扑结构包括发射端、接收端和用于切换无线充电拓扑结构工作模式的恒流恒压切换开关S1和S2，无线充电拓扑结构包括恒流输出和恒压输出两种工作模式。具体的：

[0031] 发射端包括依次连接的直流电源E、高频逆变器H、包含发射补偿电容C1原边耦合补偿结构和发射线圈L1。

[0032] 接收端包括依次连接的接收线圈L2和L3、副边耦合补偿结构、整流电路和负载。

[0033] 整流电路包括高频整流器，高频整流器为四个二极管构成的整流桥，整流桥输出端并联有一个滤波电容，构成稳定输出电压、可减小高频整流器输出直流脉动的整流电路。

[0034] 接收线圈L2和L3的连接点通过切换开关S1连接至接收补偿电容C4和整流电路之间，接收补偿电容C3和C4之间的连接点通过切换开关S2连接切换开关S1。

[0035] 无线充电拓扑结构具有恒流输出和恒压输出两种工作模式，如图2和3所示，恒流恒压切换开关S1和S2采用两个反向串联的MOSFET管，通过改变恒流恒压切换开关S1和S2的开闭状态(断开或闭合)，完成无线充电拓扑结构恒流输出和恒压输出两种工作模式的切换。在给负载充电前期，负载的内阻较小，无线充电拓扑结构工作于恒流输出工作模式。随着充电时间的增加，负载的内阻增大，无线充电拓扑结构从恒流输出工作模式切换为恒压输出工作模式。恒流恒压切换开关S1和S2的控制方法为：负载电压超过预先设定的阈值时，就通过MOSFET管将电路从恒流输出拓扑结构切换至恒压输出拓扑结构。本实施例中，切换开关S1和S2的开关管型号采用C2M0080120D。

[0036] 如图2所示，当切换开关S1和S2均断开时，无线充电拓扑结构的工作模式为恒流输出。在恒流输出工作模式下，无线充电拓扑结构的接收端各元器件的连接为：接收补偿电容C4和C3、接收线圈L3和L2、补偿电感L22、整流电路依次连接。此时，接收端的等效电感Ls和等效电容Cs分别为：

[0037] $L_S=L_2+L_3+2M_{23}+L_{22}$ (1)

[0038] $$C_S=\frac{C_3C_4}{C_3+C_4} \quad (2)$$

[0039] 其中，L_2、L_3、L_{22}分别表示接收线圈L3、L2和补偿电感L22的电感大小，C_1表示发射补偿电容C1的电容大小，C_3、C_4分别表示接收补偿电容C3、C4的电容大小，C_s表示接收补偿电容C3、C4串联的等效电容。

[0040] 恒流输出工作模式下，发射端的发射补偿电容C1的电容大小、接收端的等效电感Ls和等效电容Cs大小关系分别为：

[0041] $$C_1=\frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (3)$$

[0042] $$C_S=\frac{1}{\omega^2 L_S} \quad (4)$$

[0043] 其中，ω表示系统的工作频率。

[0044] 在恒流输出工作模式下，系统只有两个回路，如图2所示，对应的有两个回路电流$\dot{I}_1$和$\dot{I}_2$。根据互感耦合理论，列出系统的发射端电路和接收端电路的回路电压方程组：

[0045] $$\begin{cases}\dot{U}_i=Z_p\dot{I}_1-j\omega M_{12}\dot{I}_2\\ 0=-j\omega M_{12}\dot{I}_1+Z_s\dot{I}_2\end{cases} \quad (5)$$

[0046] 其中，$Z_p=j\omega L_1-\frac{1}{j\omega C_1}$，$Z_s=j\omega(L_2+L_3+2M_{23}+L_{22})-\frac{C_3+C_4}{j\omega C_3C_4}$，$\dot{I}_1$表示发射端回路的回路电流，$\dot{I}_2$表示接收端回路的回路电流，j表示虚数单位，$\dot{U}_i$表示原边输入电压相量。$M_{12}$表示发射线圈L1和接收线圈L2的互感，$M_{13}$表示发射线圈L1和中继线圈(接收线圈L3)的互感，M_{23}表示接收线圈L2和中继线圈L3的互感。解方程组得到系统恒流输出时的输出电流：

[0047] $$\dot{I}_2=-\frac{\dot{U}_i}{j\omega M_{12}} \quad (6)$$

[0048] 其中，由输出电流表达式可知，输出电流$\dot{I}_2$的大小与负载大小无关。

[0049] 如图3所示，当切换开关S1和S2均闭合时，无线充电拓扑结构的工作模式为恒压输出。在恒压输出工作模式下，无线充电拓扑结构的接收端各元器件的连接为：接收线圈L2、补偿电感L22、整流电路依次连接构成电能输出回路，接收线圈L3、接收补偿电容C3串联连接构成中继线圈回路，接收补偿电容C4被闭合的切换开关S2短路。

[0050] 在恒压输出工作模式下，如图3所示，系统包含三个回路，对应的有三个回路电流$\dot{I}_1$、$\dot{I}_2$知$\dot{I}_3$，回路1为包含$\dot{U}_i$、L1和C1的回路，回路2为包含L2、L22和R_{Leq}的回路，回路3为包含L3和C3的回路。

[0051] 恒压输出工作模式下，发射线圈L1和发射补偿电容C1的关系为：

[0052] $$C_1=\frac{1}{\omega^2 L_1} \quad (7)$$

[0053] 忽略系统内阻，根据互感耦合理论，列出系统工作在恒压输出工作模式下的回路

电压方程组：

[0054] $$\begin{cases}\dot{U}_i = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2 + Z_{13}\dot{I}_3 \\ 0 = Z_{12}\dot{I}_1 + (Z_{22} + R_{Leq})\dot{I}_2 + Z_{23}\dot{I}_3 \\ 0 = Z_{13}\dot{I}_1 + Z_{23}\dot{I}_2 + Z_{33}\dot{I}_3\end{cases} \quad (8)$$

[0055] 其中，$Z_{11} = j\omega L_1 - \frac{1}{j\omega C_1} = 0$，$Z_{22} = j\omega X_2$，$Z_{33} = jX_3$，$Z_{12} = -j\omega M_{12}$，$Z_{13} = -j\omega M_{13}$，$Z_{23} = j\omega M_{23}$。解方程组(8)可得：

[0056] $$\dot{I}_1 = \frac{(Z_{23}^2 - Z_{22}Z_{33})\dot{U}_i - Z_{33}R_{Leq}\dot{U}_i}{(Z_{13}^2 - Z_{11}Z_{33})R_{Leq} + Z_{11}Z_{23}^2 + Z_{13}^2Z_{22} + Z_{12}^2Z_{33} - Z_{11}Z_{22}Z_{33} - 2Z_{12}Z_{13}Z_{23}}$$

[0057] $$\dot{I}_2 = \frac{(Z_{12}Z_{33} - Z_{13}Z_{23})\dot{U}_i}{(Z_{13}^2 - Z_{11}Z_{33})R_{Leq} + Z_{11}Z_{23}^2 + Z_{13}^2Z_{22} + Z_{12}^2Z_{33} - Z_{11}Z_{22}Z_{33} - 2Z_{12}Z_{13}Z_{23}}$$

[0058] 若输出电压与负载无关，则输出电压与输入电压之比$G_{VV} = \frac{\dot{I}_2 R_{Leq}}{\dot{U}_i}$与负载无关。

[0059] 将输出电流$\dot{I}_2$代入上式可得：

[0060] $$G_{VV} = \frac{(Z_{12}Z_{33} - Z_{13}Z_{23})R_{Leq}}{(Z_{13}^2 - Z_{11}Z_{33})R_{Leq} + Z_{11}Z_{23}^2 + Z_{13}^2Z_{22} + Z_{12}^2Z_{33} - Z_{11}Z_{22}Z_{33} - 2Z_{12}Z_{13}Z_{23}} \quad (9)$$

[0061] 由此可知，当满足$Z_{11}Z_{23}^2 + Z_{13}^2Z_{22} + Z_{12}^2Z_{33} - Z_{11}Z_{22}Z_{33} - 2Z_{12}Z_{13}Z_{23} = 0$时，电路可实现恒压输出。令$M_s = M_{12} + M_{13}$、$M_{12} = \alpha M_s$、$M_{13} = (1-\alpha)M_s$，其中，α表示比值，其值的大小为大于0且小于1。即X_3满足下式时，系统实现恒压输出。

[0062] $$X_3 = \frac{X_2 + \alpha^2 X_2 - 2\alpha X_2 - 2\alpha\omega M_{23} + 2\alpha^2\omega M_{23}}{\alpha^2} \quad (10)$$

[0063] 令$G_{VV} = G_{VV_SET}$，其中，G_{VV_SET}表示设定的电压增益，将满足恒压输出时的X_3代入G_{VV}，即可得到输出电压增益为G_{VV_SET}。并且输出为恒压时X_2的表达式为：

[0064] $$X_2 = -\frac{\alpha\omega M_{23} + \alpha\omega M_s G_{VV_SET} - \alpha^2\omega M_s G_{VV_SET}}{\alpha - 1} \quad (11)$$

[0065] 系统电路参数在同时满足上述(10)和(11)时，系统输出电压既能实现恒压输出，又能实现电压增益为G_{VV_SET}。

[0066] 系统最优效率实现原理如下：

[0067] 电路恒压推导不需要考虑内阻，但推导电路的输出效率时需要考虑内阻。由前述恒压推导过程可知，恒压输出模式下，回路电流$\dot{I}_1$和$\dot{I}_2$的值分别为：

[0068] $$\dot{I}_1 = \frac{(Z_{23}^2 - Z_{22}Z_{33})\dot{U}_i - Z_{33}R_{Leq}\dot{U}_i}{(Z_{13}^2 - Z_{11}Z_{33})R_{Leq} + Z_{11}Z_{23}^2 + Z_{13}^2Z_{22} + Z_{12}^2Z_{33} - Z_{11}Z_{22}Z_{33} - 2Z_{12}Z_{13}Z_{23}}$$

[0069] $$\dot{I}_2 = \frac{(Z_{12}Z_{33} - Z_{13}Z_{23})\dot{U}_i}{(Z_{13}^2 - Z_{11}Z_{33})R_{Leq} + Z_{11}Z_{23}^2 + Z_{13}^2Z_{22} + Z_{12}^2Z_{33} - Z_{11}Z_{22}Z_{33} - 2Z_{12}Z_{13}Z_{23}}$$

[0070] 设发射线圈L1、接收线圈L2、中继线圈L3内阻以及接收线圈L2和中继线圈L3串联时的内阻分别为R_1、R_2、R_3和R_s，发射线圈L1和接收线圈L2的互感M_{12}、发射线圈L1和中继线圈L3的互感M_{13}的关系为$M_s=M_{12}+M_{13}$。令$M_{12}=\alpha M_s$，$M_{13}=(1-\alpha)M_s$时，由于在无线传输电路中，补偿电容(包括发射补偿电容C1、接收补偿电容C3和C4)的电阻远小于线圈(包括发射线圈L1、接收线圈L2和中继线圈L3)电阻，并且中继线圈L3和接收线圈L2的内嵌式耦合结构和在同一个水平面和发射线圈L1平行，故可近似设互感大小M_{13}和绕制中继线圈L3的利兹线长度成正比，互感M_{12}大小和接收线圈L2导线电阻成正比，即$R_2=\alpha R_s$，$R_3=(1-\alpha)R_s$。因此，在考虑系统工作在恒压输出模式时电路中的参数为：$Z_{11}=R_1+j\omega L_1-\frac{1}{j\omega C_1}=R_1$，$Z_{22}=R_2+j\omega X_2$，$Z_{33}=R_3+jX_3$，$Z_{12}=-j\omega M_{12}$，$Z_{13}=-j\omega M_{13}$，$Z_{23}=j\omega M_{23}$。系统恒压输出过程中的输出效率的表达式为：

[0071] $$\eta=\frac{P_{out}}{P_{in}}=\frac{\left|\dot{I}_2\right|^2 R_{Leq}}{Re(\dot{U}_i\overline{I_1})}$$

[0072] 其中，$\overline{I_1}$发射线圈L1所在回路的电流的共轭。

[0073] 整个系统的平均输出效率(包含恒流输出和恒压输出)可表示为：

[0074] $\eta_{ave}=0.033\eta_B+0.767\eta_D+0.126\eta_A+0.074\eta_C$

[0075] 其中，η_B和η_D分别表示系统恒流输出开始和结束时的输出效率，η_A和η_C分别表示系统恒压输出开始和结束时的输出效率。

[0076] 系统在恒压输出工作模式下的平均输出效率可表示为：

[0077] $$\eta_{CV}=\frac{0.126\eta_A+0.074\eta_C}{0.126+0.074}=0.63\eta_{R_{Leq1}}+0.37\eta_{R_{Leq2}}=\frac{0.63\times\left|\dot{I}_2\right|^2 R_{Leq1}}{Re(\dot{U}_i\overline{I_1})}+\frac{0.37\times\left|\dot{I}_2\right|^2 R_{Leq2}}{Re(\dot{U}_i\overline{I_1})}$$

[0078] 其中，R_{Leq1}表示恒压输出开始时的负载电阻；R_{Leq2}表示恒压输出结束时的负载电阻；$\eta_{R_{Leq1}}$表示系统恒压输出时，在负载电阻为R_{Leq1}时的输出效率；$\eta_{R_{Leq2}}$表示系统恒压输出时，在负载电阻为R_{Leq2}时的输出效率；η_{CV}表示系统恒压输出的平均输出效率。

[0079] 由上述推导过程可知，η_{CV}为关于G_{VV}和α的函数，求取电路恒压输出时输出效率最高对应的α的值，即求η_{CV}在特定的G_{VV}增益下时，随α变化的最大值，此时α的值即为使恒压充电电路输出效率最高的值。求这个使$\eta_{\eta V}$最高的α时，即可在特定的G_{VV}增益下用η_{CV}对α求导。当$\frac{d\eta_{CV}}{d\alpha}=0$时，$\eta_{CV}$可能为最大值也可能为最小值。而当随意赋予$\eta_{CV}$函数中$G_{VV}$特定的值并绘制关于α的曲线(系统中其余与$G_{VV}$、α无关参数均为相同定值)时，$\eta_{CV}$关于α的函数总是开口朝下，所以本设计中$\frac{d\eta_{CV}}{d\alpha}=0$时α对应电路的最大输出效率值，参考绘制的曲线如图6所示。

[0080] 系统工作原理如下：

[0081] 无线充电拓扑结构的电磁感应式无线充电系统工作时，直流电源E经过高频逆变器H变成高频交流电能，高频交流电能在经过原边耦合补偿结构后，通过发射线圈L1产生高频交变磁场。接收线圈L2、L3在发射线圈L1激发的高频交变磁场中感应出相同频率的交流电能，交流电能在经过副边耦合补偿结构后，通过整流电路变为稳定的直流电流或直流电

压供给负载。

[0082] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已，并不用以限制本发明，凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等，均应包含在本发明的保护范围之内。

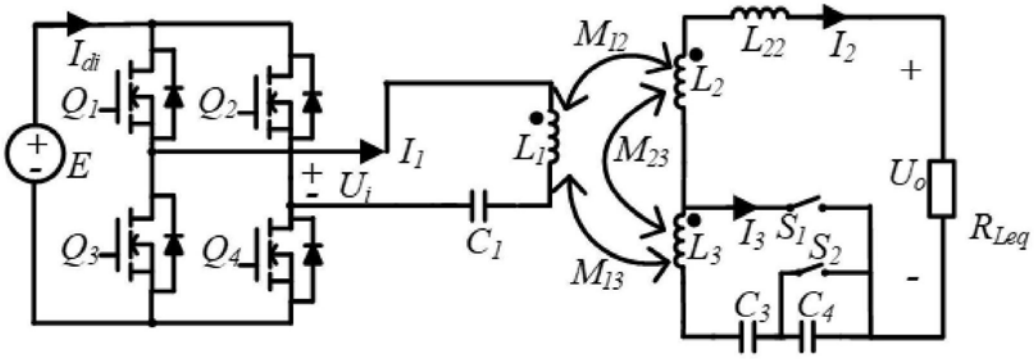

I_{di}
Q_1
Q_2
Q_3
Q_4
E
U_i
I_1
L_1
C_1
M_{12}
M_{23}
M_{13}
L_2
L_{22}
I_2
L_3
I_3
S_1
S_2
C_3
C_4
U_o
R_{Leq}

图1

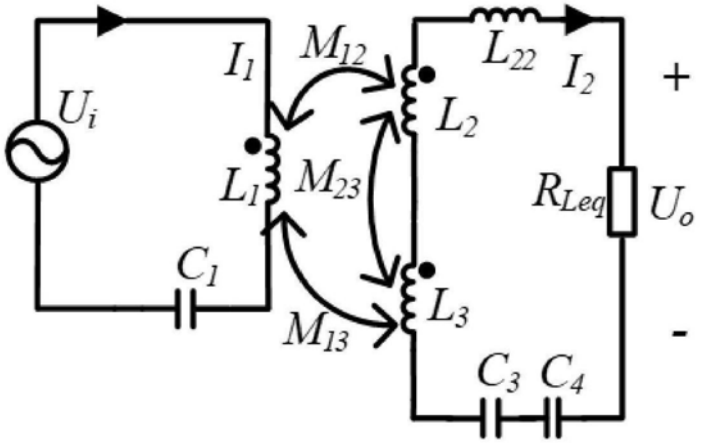

U_i
I_1
L_1
C_1
M_{12}
M_{23}
M_{13}
L_2
L_{22}
I_2
L_3
C_3
C_4
R_{Leq}
U_o

图2

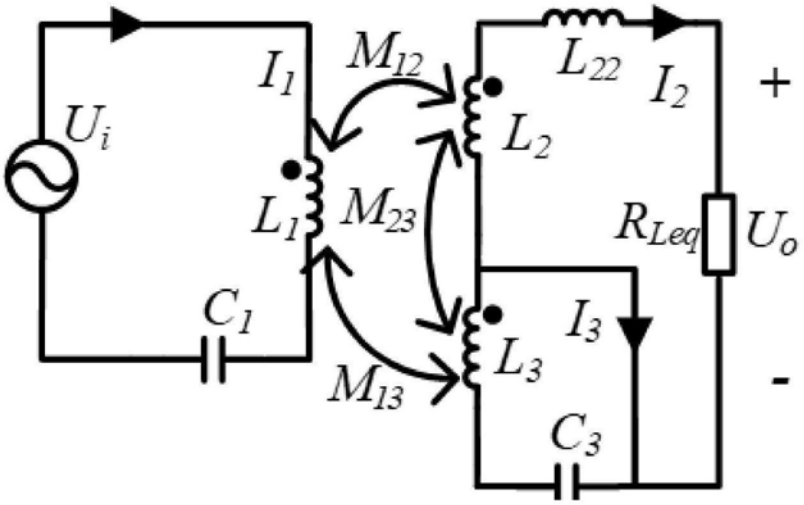

U_i
I_1
L_1
C_1
M_{12}
M_{23}
M_{13}
L_2
L_{22}
I_2
L_3
I_3
C_3
R_{Leq}
U_o

图3

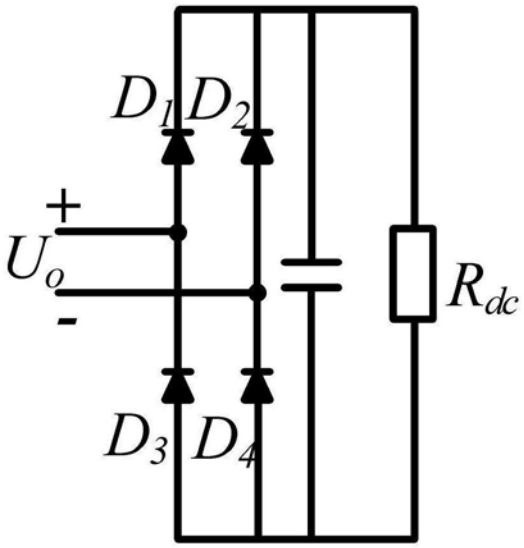

D1
D2
+
Uo
-
Rdc
D3
D4

图4

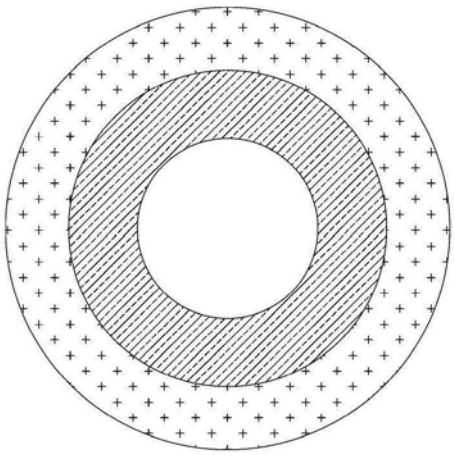


图5

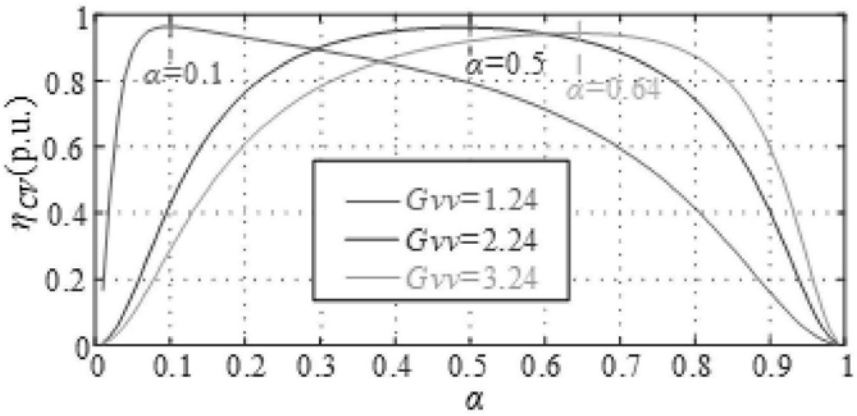

1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
ηCV(p.u.)
α=0.1
α=0.5
α=0.64
Gvv=1.24
Gvv=2.24
Gvv=3.24
0
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
0.9
1
α

图6