



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 116470657 A

(43) 申请公布日 2023. 07. 21

(21) 申请号 202310341490.0

H02M 1/088 (2006.01)

(22) 申请日 2023.03.31

H02M 5/10 (2006.01)

(71) 申请人 广东电网有限责任公司广州供电局
地址 510620 广东省广州市天河区天河南二路2号

(72) 发明人 何嘉兴 周凤翔 王红斌 方健
杨帆 张敏

(74) 专利代理机构 广州市华学知识产权代理有限公司 44245

专利代理师 李斌

(51) Int. Cl.

H02J 50/12 (2016.01)

H02J 50/50 (2016.01)

H02M 3/335 (2006.01)

H02M 3/156 (2006.01)

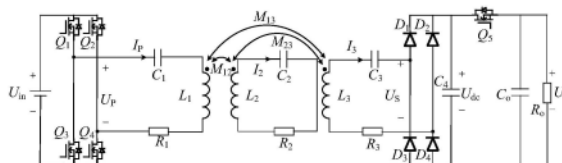
权利要求书2页 说明书6页 附图2页

(54) 发明名称

一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路及控制方法

(57) 摘要

本发明公开了一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路及控制方法。该电路包括直流电压源、高频逆变器、发射线圈 L_1 、中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 、全桥整流器和单开关电能变换器；通过引入一个开关管和一个输出滤波电容，相较于传统的DC/DC变换器而言，减少了开关管的数量和滤波电感的数量，从而大大降低了系统的成本、重量和体积；另外，此控制方法不需要在能量发射侧和接收侧之间建立通信，控制效果较好且易于实现。本发明对基于中继线圈的无线充电系统和单开关电能变换器进行了建模，通过公式推导得出了无线充电系统的输入电压与单开关电能变换器的输出电压的关系，为采用此类拓扑的系统设计提供了方法支撑和技术指导。



1. 一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,其特征在于,包括直流电压源、高频逆变器、发射线圈 L_1 、中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 、全桥整流器和单开关电能变换器;

所述直流电压源通过高频逆变器连接至发射线圈 L_1 ;所述接收线圈 L_3 通过全桥整流器连接至开关电能变换器。

2. 根据权利要求1所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,其特征在于,所述高频逆变器为四个MOS管组成的全桥电路。

3. 根据权利要求1所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,其特征在于,所述全桥整流器为四个整流二极管组成的全桥电路。

4. 根据权利要求1所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,其特征在于,所述单开关电能变换器包括开关MOS管以及输出滤波电容;所述全桥整流器的输出电压经过开关MOS管以及输出滤波电容后对负载供电。

5. 根据权利要求1所述的基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,其特征在于,所述发射线圈 L_1 、中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 均连接有谐振补偿电容。

6. 一种基于中继线圈无线充电系统的单开关控制方法,其特征在于,应用权利要求1-5中任一项所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,包括以下步骤:

在负载侧采集系统的输出电压;

将采集的系统的输出电压送入控制器进行数据拟合得到实际输出电压 U'_{out} ;

控制器将实际输出电压 U'_{out} 和额定参考电压 U_{out} 之间的误差信号送入PI控制器进行运算;

脉冲发生器根据PI控制器的运算结果输出不同占空比的PWM信号,并控制开关MOS管的导通和关断,从而实现恒压输出。

7. 根据权利要求6所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关控制方法,其特征在于,通过电压霍尔采样电路在负载侧采集系统的输出电压。

8. 根据权利要求6所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关控制方法,其特征在于,所述额定参考电压根据下式计算得到:

$$U_{out} = \left(\frac{1}{\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1} \right) \left(\frac{-8\omega^2 M_{12} M_{23} U_{in} \sin \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o}{\pi^2 \left(R_1 R_2 \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o \right) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o \right) \omega^2 M_{12}^2 \right)} \right)$$

其中, U_{out} 为额定参考电压, T 为开关周期, d 表示开关的导通时间与开关周期的比值,即占空比, C_o 为输出滤波电容, R_o 为等效输出电阻, R_1 为发射线圈 L_1 的内阻, R_2 为中继线圈 L_2 的线圈内阻, R_3 为接收线圈 L_3 的线圈内阻, M_{12} 为发射线圈 L_1 和中继线圈 L_2 之间的互感, M_{23} 为中继线圈 L_2 与接收线圈 L_3 之间的互感, $\omega = 2\pi f$ 为系统的工作角频率, f 是系统的工作频率, U_{in} 为中继线圈无线充电系统输入电压, α 是逆变器的导通角。

9. 根据权利要求6所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关控制方法,其特征在于,控制器对实际输出电压 U'_{out} 和额定参考电压 U_{out} 进行做差比较,得到误差信号 Δu 。

10. 根据权利要求6所述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关控制方法,其特征在于,所述脉冲发生器根据PI控制器的运算结果输出不同占空比的PWM信号,具体为:

$$d = K_p \left(\Delta u(t) + \int_0^t \frac{\Delta u(t)}{K_i} dt \right)$$

其中,d为占空比, K_p , K_i 分别表示PI控制器运算的比例参数和积分参数, Δu 表示误差信号。

一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路及控制方法

技术领域

[0001] 本发明属于感应式无线电能传输的技术领域,具体涉及一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路及控制方法。

背景技术

[0002] 在目前的感应式无线电能传输(Wireless Power Transfer, WPT)系统中,为实现WPT系统恒定电压或恒定电流输出,传统的方法需要在直流侧添加DC/DC变换器,在不同的负载和耦合系数条件下对系统输出进行动态调节,实时改变输出电压或输出电流的大小,从而控制实现恒定电压或恒定电流输出。

[0003] 传统的方法存在以下缺点:

[0004] (1) 添加DC/DC变换器会极大地增加无线电能传输系统的体积、重量和成本,限制系统的适用性。

[0005] (2) DC/DC变换器会引入额外的控制,增加系统的复杂性,为系统的稳定运行带来挑战。

发明内容

[0006] 本发明的主要目的在于克服现有技术的缺点与不足,提供一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路及控制方法。该方法能在不引入额外的DC/DC变换器的情况下,仅在硬件电路设计中引入一个额外的开关和滤波电容,结合基于中继线圈无线充电系统的输出电压关系的单开关输入输出电压关系,设计并实现了基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压输出控制策略。

[0007] 为了达到上述目的,本发明采用以下技术方案:

[0008] 本发明的一个方面,提供了一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,包括直流电压源、高频逆变器、发射线圈 L_1 、中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 、全桥整流器和单开关电能变换器;

[0009] 所述直流电压源通过高频逆变器连接至发射线圈 L_1 ;所述接收线圈 L_3 通过全桥整流器连接至开关电能变换器。

[0010] 作为优选的技术方案,所述高频逆变器为四个MOS管组成的全桥电路。

[0011] 作为优选的技术方案,所述全桥整流器为四个整流二极管组成的全桥电路。

[0012] 作为优选的技术方案,所述单开关电能变换器包括开关MOS管以及输出滤波电容;所述全桥整流器的输出电压经过开关MOS管以及输出滤波电容后对负载供电。

[0013] 作为优选的技术方案,所述发射线圈 L_1 、中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 均连接有谐振补偿电容。

[0014] 本发明的另一个方面,提供了一种基于中继线圈无线充电系统的单开关控制方法,应用上述的一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路,包括以下步骤:

[0015] 在负载侧采集系统的输出电压;

[0016] 将采集的系统的输出电压送入控制器进行数据拟合得到实际输出电压 $U_o'_{ut}$;

[0017] 控制器将实际输出电压 $U_o'_{ut}$ 和额定参考电压 U_{out} 之间的误差信号送入PI控制器进行运算;

[0018] 脉冲发生器根据PI控制器的运算结果输出不同占空比的PWM信号,并控制开关MOS管的导通和关断,从而实现恒压输出。

[0019] 作为优选的技术方案,通过电压霍尔采样电路在负载侧采集系统的输出电压。

[0020] 作为优选的技术方案,所述额定参考电压根据下式计算得到:

$$[0021] \quad U_{out} = \left(\frac{1}{\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1} \right) \left(\frac{-8\omega^2 M_{12} M_{23} U_{in} \sin \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o}{\pi^2 \left(R_1 R_2 \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o \right) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o \right) \omega^2 M_{12}^2} \right)} \right)$$

[0022] 其中, U_{out} 为额定参考电压, T 为开关周期, d 表示开关的导通时间与开关周期的比值,即占空比, C_o 为输出滤波电容, R_o 为等效输出电阻, R_1 为发射线圈 L_1 的内阻, R_2 为中继线圈 L_2 的线圈内阻, R_3 为接收线圈 L_3 的线圈内阻, M_{12} 为发射线圈 L_1 和中继线圈 L_2 之间的互感, M_{23} 为中继线圈 L_2 与接收线圈 L_3 之间的互感, $\omega = 2\pi f$ 为系统的工作角频率, f 是系统的工作频率, U_{in} 为中继线圈无线充电系统输入电压, α 是逆变器的导通角。

[0023] 作为优选的技术方案,控制器对实际输出电压 $U_o'_{ut}$ 和额定参考电压 U_{out} 进行做差比较,得到误差信号 Δu 。

[0024] 作为优选的技术方案,所述脉冲发生器根据PI控制器的运算结果输出不同占空比的PWM信号,具体为:

$$[0025] \quad d = K_p \left(\Delta u(t) + \int_0^t \frac{\Delta u(t)}{K_i} dt \right)$$

[0026] 其中, d 为占空比, K_p , K_i 分别表示PI控制器运算的比例参数和积分参数, Δu 表示误差信号。

[0027] 本发明与现有技术相比,具有如下优点和有益效果:

[0028] (1) 本发明提出一种单开关的恒压输出控制方法,在硬件上只引入了一个开关管和一个输出滤波电容,相较于传统的DC/DC变换器而言,减少了开关管的数量和滤波电感的数量,从而大大降低了系统的成本、重量和体积;另外,此控制方法不需要在能量发射侧和接收侧之间建立通信,控制效果较好且易于实现。

[0029] (2) 本发明在提出单开关的恒压输出控制方法的基础上,对基于中继线圈的无线充电系统和单开关电能变换器进行了建模,通过公式推导得出了无线充电系统的输入电压与单开关电能变换器的输出电压的关系,为采用此类拓扑的系统设计提供了方法支撑和技术指导。

[0030] (3) 减小了系统的复杂程度,提高系统可靠性。

附图说明

[0031] 图1是本发明实施例基于中继线圈无线充电系统的单开关电能变换器电路拓扑图;

[0032] 图2是本发明实施例单开关电能变换器的等效电路拓扑图；

[0033] 图3是本发明实施例单开关电能变换器工作时输出电容上的电流和电压波形图；

[0034] 图4是本发明实施例基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压控制流程框图。

具体实施方式

[0035] 为了使本技术领域的人员更好地理解本申请方案，下面将结合本申请实施例中的附图，对本申请实施例中的技术方案进行清楚、完整地描述。显然，所描述的实施例仅仅是本申请一部分实施例，而不是全部的实施例。基于本申请中的实施例，本领域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，都属于本申请保护的范围。

[0036] 在传统感应式WPT系统中，一般采用两组线圈（发射线圈和接收线圈）进行能量传输。然而，在实际应用中，在不同的应用场景中，随着传输距离的增加，系统传输效率将会迅速下降。为了解决这个问题，大量研究表明，在发射线圈和接收线圈之间加入一个或多个中继线圈可以有效解决WPT系统效率随着传输距离的增加导致效率降低的问题。因此，中继线圈无线充电系统适用于较长距离的无线电能传输的应用中，例如电动汽车，配电网取能，地下管廊等应用场景。

[0037] 本发明对基于中继线圈的WPT系统特性进行研究，提供了一种基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压控制方法，该方法能在不引入额外的DC/DC变换器的情况下，仅在硬件电路设计中引入一个额外的开关和滤波电容，结合基于中继线圈无线充电系统的输出电压关系的单开关输入输出电压关系，设计并实现了基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压输出控制策略。

[0038] 实施例1

[0039] 本实施例提供了一种基于中继线圈无线充电系统的单开关电路，其特征在于，包括直流电压源、高频逆变器、发射线圈 L_1 、中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 、全桥整流器和单开关电能变换器；

[0040] 所述直流电压源通过高频逆变器连接至发射线圈 L_1 ；所述接收线圈 L_3 通过全桥整流器连接至开关电能变换器。

[0041] 如图1所示，为基于中继线圈无线充电系统的单开关电能变换器电路拓扑图，包含无线电能发射线圈 L_1 ，中继线圈 L_2 和接收线圈 L_3 ，所述发射线圈的直流电压源为 U_{in} ；所述直流电压源连接有高频逆变器，所述高频逆变器包含 Q_1, Q_2, Q_3 和 Q_4 四个MOS管；所述高频逆变器连接有谐振补偿的电容 C_1 和发射线圈 L_1 ，发射线圈 L_1 的内阻为 R_1 ；所述发射线圈 L_1 和中继线圈 L_2 之间的互感为 M_{12} ，发射线圈 L_1 和接收线圈 L_3 之间的互感为 M_{13} ；所述中继线圈 L_2 的线圈内阻为 R_2 ，中继线圈 L_2 连接有谐振补偿电容 C_2 ，中继线圈 L_2 与接收线圈 L_3 之间的互感为 M_{23} ；所述接收线圈 L_3 的线圈内阻为 R_3 ，接收线圈 L_3 连接谐振补偿电容 C_3 。经过补偿电容 C_3 后的交流电压 U_s 通过全桥整流器和以及滤波电容 C_5 后输出直流电压 U_{dc} ，所述全桥整流器由 D_1, D_2, D_3, D_4 四个整流二极管组成。直流电压 U_{dc} 经过MOS管 Q_5 以及输出滤波电容 C_0 后，对负载 R_0 输出所需直流电压 U_0 。

[0042] 如图2所示为单开关电能变换器的等效电路拓扑图，为了便于分析，将无线充电系统的输出电压等效为单开关电能变换器的直流输入电压 U_{dc} ；输入电压经过开关管 Q_5 以及输出滤波电容 C_0 后对负载 R_0 供电， u_c 和 i_c 分别为输出电容的电压和电流。

[0043] 如图3所示为单开关电能变换器工作时输出电容上的电流和电压波形图,S表示开关信号,当开关导通 t_{on} 的时间内为高电平信号,且 t_{on} 等于 dT ,即占空比 d 与开关周期 T 的乘积;当开关关断 t_{off} 的时间内为低电平信号,则一个开关周期内低电平时间为 $(1-d)T$ 。从电容的电压曲线 u_c 和电流曲线 i_c 可知,开关导通时电容电压上升,在 dT 的时间内上升斜率为 $(I_{on} - I_{off})/C_o$;开关关断时电容电压下降,在 $(1-d)T$ 的时间内下降斜率为 I_{off}/C_o ,当系统稳定时,电容电压的上升幅度等于下降幅度。

[0044] 实施例2

[0045] 本实施例提供了一种基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压控制方法,包括以下步骤:

[0046] S1、建立基于中继线圈的无线电能传输系统等效模型,具体如下:

[0047] 为了补偿发射线圈,中继线圈以及接收线圈的自感, C_1, C_2 和 C_3 应满足下式:

$$[0048] \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} = \frac{1}{\sqrt{L_3 C_3}} \quad (1)$$

[0049] 其中, $\omega = 2\pi f$ 为系统的工作角频率, f 是系统的工作频率。

[0050] 根据基本谐波近似方法分析,逆变器的输出电压 U_p 和整流器的输入电压 U_s 可以表示为:

$$[0051] \quad \begin{cases} U_p = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{in} \sin \frac{\alpha}{2} \\ U_s = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

[0052] 其中, α 是逆变器的导通角。由式(2)可知,通过调整导通角 α 可以调节无线充电系统的输出电压值。

[0053] 将全桥整流器整流后的负载等效为 R_{load} ,则整流前交流侧的等效负载视为 R_{eq} ,两者的关系如下:

$$[0054] \quad R_{eq} = \frac{8}{\pi^2} R_{load} \quad (3)$$

[0055] 根据基尔霍夫电压定律列写发射线圈,中继线圈和接收线圈的电压电流关系:

$$[0056] \quad \begin{bmatrix} R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L_1 & -j\omega M_{12} & 0 \\ -j\omega M_{12} & R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega L_2 & -j\omega M_{23} \\ 0 & -j\omega M_{23} & R_3 + R_{eq} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_p \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

[0057] 由式(4)可解出发射线圈电流 I_1 ,中继线圈电流 I_2 ,接收线圈电流 I_3 的表达式:

$$[0058] \begin{cases} I_1 = \frac{(R_2(R_3 + R_{eq}) + \omega^2 M_{23}^2) U_p}{R_1 R_2 (R_3 + R_{eq}) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + (R_3 + R_{eq}) \omega^2 M_{12}^2} \\ I_2 = \frac{j\omega M_{12} (R_3 + R_{eq}) U_p}{R_1 R_2 (R_3 + R_{eq}) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + (R_3 + R_{eq}) \omega^2 M_{12}^2} \\ I_3 = -\frac{\omega^2 M_{12} M_{23} U_p}{R_1 R_2 (R_3 + R_{eq}) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + (R_3 + R_{eq}) \omega^2 M_{12}^2} \end{cases} \quad (5)$$

$$[0059] U_s = I_3 R_{eq} \quad (6)$$

[0060] 联立式(2) (3) (4) (5) (6)可得基于中继线圈无线充电系统的输出电压表达式:

$$[0061] U_{dc} = -\frac{8\omega^2 M_{12} M_{23} U_{in} \sin \frac{\alpha}{2} R_{load}}{\pi^2 \left(R_1 R_2 \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} R_{load} \right) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} R_{load} \right) \omega^2 M_{12}^2 \right)} \quad (7)$$

[0062] S2、推导单开关电能变换器的输出特性,具体如下:

[0063] 一个周期内,输出电容 C_o 的电压和电流波形如附图3所示;开关导通时,无线充电系统对输出电容充电;开关关断时,输出电容对负载放电,即:

$$[0064] C_o \frac{du_c}{dt} = I_{on} - I_{off} \quad (8)$$

$$[0065] C_o \frac{du_c}{dt} = I_{off} \quad (9)$$

[0066] 其中 u_c 表示电容电压瞬时值, I_{on} 表示开关导通期间电容的电流平均值, I_{off} 表示开关关断期间电容的电流平均值。

[0067] 则开关导通时间内,输出电容电压的上升幅度为:

$$[0068] \Delta U_{up} = \int_{t_0}^{t_0+dT} \frac{I_{on} - I_{off}}{C_o} dt = \frac{dT(I_{on} - I_{off})}{C_o} \quad (10)$$

[0069] 其中,d表示开关的导通时间与开关周期的比值,即占空比;T表示开关周期。

[0070] 开关关断时间内,输出电容电压的下降幅度为:

$$[0071] \Delta U_{down} = \int_{t_0+dT}^{t_0+T} \frac{I_{off}}{C_o} dt = \frac{I_{off}}{C_o} (1-d)T \quad (11)$$

[0072] 当系统工作稳定时,电容电压的上升幅度应等于下降幅度,即:

$$[0073] \Delta U_{up} = \Delta U_{down} \rightarrow I_{off} = I_{on} d \quad (12)$$

[0074] 开关导通时,由无线充电系统对负载供电,此时负载上的输出电压记为 U_{o_on} ;而开关关断时,由输出电容对负载放电,此时负载上的输出电压记为 U_{o_off} ;则两个阶段的输出电压和平均输出电压 U_{out} 的表达式如下:

$$[0075] \begin{cases} U_{o_on} = U_{dc} \\ U_{o_off} = U_{dc} - \Delta U_{down} = U_{dc} - \frac{I_{off}}{C_o} (1-d)T = U_{dc} - \frac{T(U_{out} - dU_{out})}{C_o R_o} \end{cases} \quad (13)$$

$$[0076] U_{out} = \frac{U_{o_on} dT + U_{o_off} (1-d)T}{T} = \frac{C_o R_o}{T(1-d)^2 + C_o R_o} U_{dc} \quad (14)$$

[0077] 设单开关电能变换器的损耗可忽略不计,应用功率守恒定律可得单开关电能变换器的等效输入电阻 R_{load} 和等效输出电阻 R_o 的关系:

$$[0078] \quad R_{load} = \frac{U_{dc}}{I_{dc}} = \frac{U_{dc}}{\frac{U_{out} I_{out}}{U_{dc}}} = \frac{U_{dc}}{\frac{U_{out} U_{out}}{U_{dc} R_o}} = \left(\frac{U_{dc}}{U_{out}} \right)^2 R_o = \left(\frac{T(1-d)^2 + C_o R_o}{C_o R_o} \right)^2 R_o \quad (15)$$

[0079] 联立式(7) (14) (15)可得中继线圈无线充电系统输入电压 U_{in} 与单开关控制输出电压 U_{out} 的关系:

$$[0080] \quad U_{out} = \left[\frac{1}{\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1} \right] \left[\frac{-8\omega^2 M_{12} M_{23} U_{in} \sin \frac{\alpha}{2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o}{\pi^2 \left(R_1 R_2 \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o \right) + R_1 \omega^2 M_{23}^2 + \left(R_3 + \frac{8}{\pi^2} \left(\frac{T(1-d)^2}{C_o R_o} + 1 \right)^2 R_o \right) \omega^2 M_{12}^2} \right)} \right] \quad (16)$$

[0081] S3、基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压控制策略

[0082] 如图4所示为基于中继线圈无线充电系统的单开关恒压控制流程框图。

[0083] 首先,利用电压霍尔采样电路在负载侧采集系统的输出电压,并将采样信号送入控制器进行数据拟合得到实际输出电压 U_{out} ;当负载波动时会导致输出电压发生变化,因此,实际输出电压和额定参考电压之间将会存在一定的误差,于是,控制器将会对实际输出电压 U_{out} 和额定参考电压 U_{ref} 进行做差比较,并将误差信号 Δu 送入PI控制器(Proportional Integral Controller)进行运算;最后,脉冲发生器根据PI控制器的运算结果输出不同占空比 d 的PWM(Pulse Width Modulation)信号,并控制开关管 Q_5 的导通和关断,从而实现恒压输出。

$$[0084] \quad d = K_p \left(\Delta u(t) + \int_0^t \frac{\Delta u(t)}{K_i} dt \right) \quad (17)$$

[0085] 其中 K_p , K_i 分别表示PI控制器运算的比例参数和积分参数, Δu 表示误差信号。

[0086] 在能量发射端采用逆变器的移相控制,通过驱动信号 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 (如图4所示)改变导通角 α 调节逆变器输出电压 U_p ;在负载侧采集输出电压信号,经过拟合增益系数 K 后得到实际输出电压值 U_{out} ;控制器将对实际输出电压值 U_{out} 与参考输出电压值进行做差,并将误差信号送入PI控制器进行运算;最后PWM发生器根据PI控制器的运算结果,产生对应的驱动信号,从而控制开关管 Q_5 的导通和关断,以此实现变负载情况下的恒压输出。

[0087] 应当理解,本申请的各部分可以用硬件、软件、固件或它们的组合来实现。在上述实施方式中,多个步骤或方法可以用存储在存储器中且由合适的指令执行系统执行的软件或固件来实现。例如,如果用硬件来实现,和在另一实施方式中一样,可用本领域公知的下列技术中的任一项或他们的组合来实现:具有用于对数据信号实现逻辑功能的逻辑门电路的离散逻辑电路,具有合适的组合逻辑门电路的专用集成电路,可编程门阵列(PGA),现场可编程门阵列(FPGA)等。

[0088] 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。

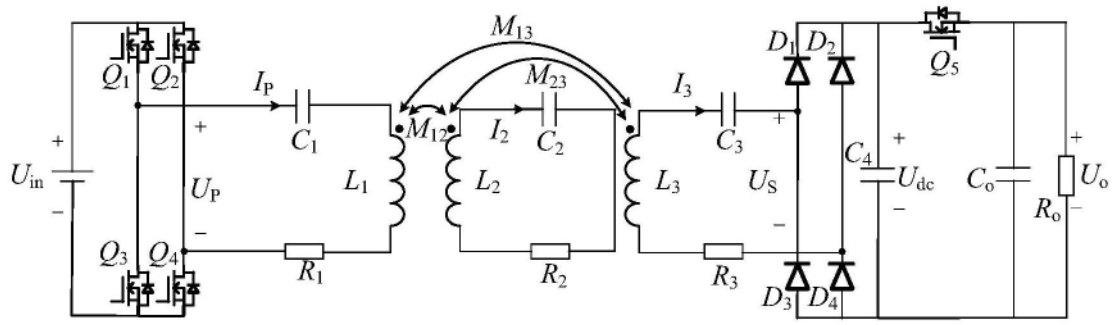


图1

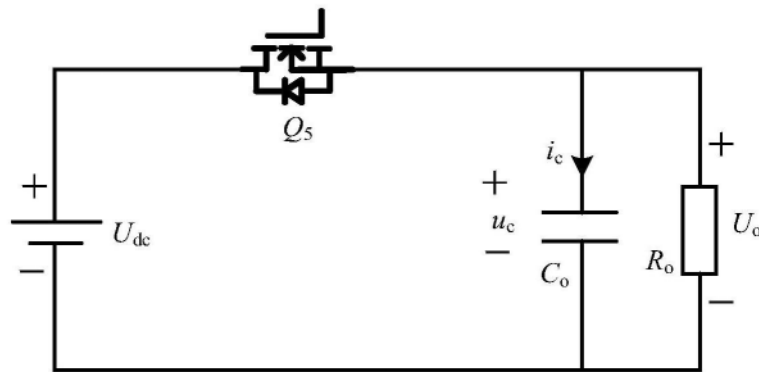


图2

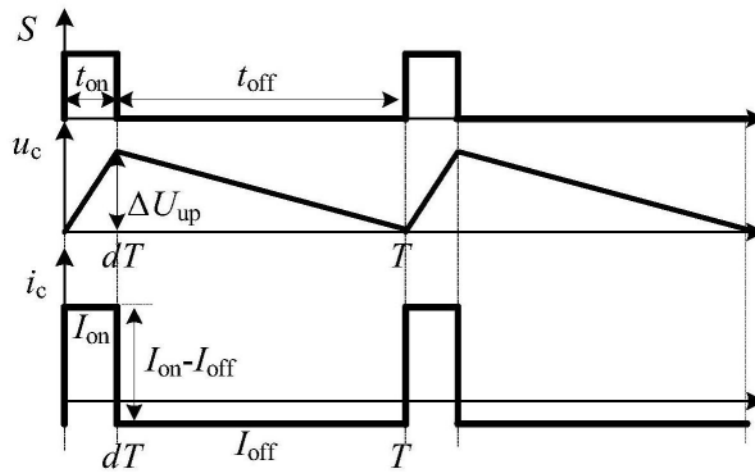


图3

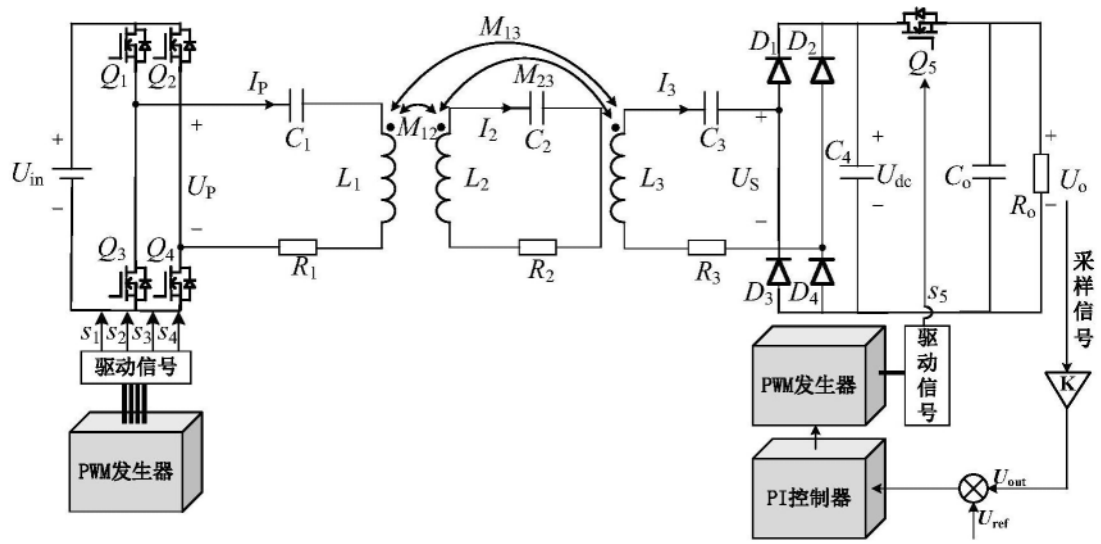


图4