

基于LCL补偿的IPT系统一次侧控制器设计

感应电能传输技术可以用于各式各样设备的电能补充,其中包括电动车、植入设备和便携终端等。尽管这项技术发展迅速,但是感应电能传输技术仍然存在一些问题。在感应电能传输系统中,输出功率很容易受到负载状态的影响。当系统负载变化时,输出功率会有很大的波动。根据一次侧LCL补偿电路的恒流特性设计了一种一次侧控制器,在不需要二次侧反馈的情况下,使输出电压仍旧保持稳定。对LCL补偿电路进行了相应的理论分析,最后通过计算机仿真验证了本文设计的控制器。

王侃¹ 袁学庆¹ 廖颜华^{1,2} / 1. 中国科学院沈阳自动化研究所
2. 中国科学院大学

0 引言

非接触感应能量传输(Inductive Power Transfer, IPT)是利用电磁感应原理,在一定气隙范围内进行的能量传输。感应能量传输电能的方式与传统变压器的紧密耦合方式不同,这种新的方式称为疏松耦合。它改变了传统的供电方式,使电能可以通过感应耦合的非接触方式传输。疏松耦合变压器的一、二次侧之间没有物理接触,是完全的电气隔离,在恶劣环境下也有很高的安全性和可维护性。同时由于一、二次侧可以相对移动,因此具有较高的灵活性和移动性。随着电力电子技术的飞快发展,感应电能传输技术的应用越来越广泛和高效。目前,感应电能传输技术还广泛应用于便携设备、轨道系统和电动汽车等领域。

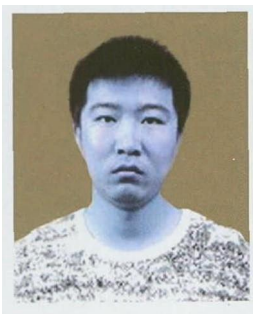
IPT系统中两线圈之间的间隙比较

国家自然科学基金(51279195), 辽宁省自然科学基金资助项目(2013020038)。

大,耦合线圈的耦合系数很低,这会使耦合器的漏感远大于耦合器之间的互感。如果不采取电路补偿措施,系统将会出现很大的励磁电流,从而出现很大的无功功率和绕组损耗。感应电能传输系统中一般有四种常用补偿拓扑:串联-串联拓扑(SS)、串联-并联拓扑(SP)、并联-并联拓扑(PP)和并联-串联拓扑(PS)。对于这四种基本拓扑中参数的选择,文献[1]进行了相应的讨论,并给出了计算方法。

在恒流源的IPT系统中,一次侧LCL补偿拓扑得到了广泛的应用,文献[2]提出了一次侧基于LCL谐振补偿的IPT系统,并且实现了一、二次侧电流的恒流。文献[3]对LCL电路的特性进行了详细的研究。文献[4]将LCL补偿电路用于二次侧补偿中,实现了UPF电能拾取装置。文献[5]讨论了基于LCL电路的恒流控制方法。

在不同负载条件下,为了使系统的输出电压具有稳定性,IPT系统一般需要在—二次侧使用控制器进行控制,或是将采样好的二次侧物理量通过无线通信手段反馈到一次侧。这种在系统的一、二次侧分别使用独立控制器的方法,提高了系统的设计成本和设计复杂度。本文对LCL谐振补偿拓扑进行了详尽的分析,并在此基础上提出了一种基于一次侧的PID控制方法。该方法通过一次侧采样的电压和电流作为参考量,保证输出电压在不同的变化负载时维持恒定。



王侃/硕士研究生

关键词/Keywords

感应电能传输 ·
一次侧控制 ·
LCL补偿 ·

1 LCL电路特性

IPT系统一般分为能量发射端和能量拾取端两个部分。能量发射端包括逆变拓扑、一次侧补偿和一次侧耦合线圈；能量拾取端包括二次侧耦合线圈、补偿电路、整流滤波电路和负载。系统的结构如图1所示。图1中， $S_1 \sim S_4$ 为MOSFET开关管； L_p 和 L_s 分别为一次线圈和二次线圈的自感； M 为一、二次侧线圈之间的互感； L_f 和 C_p 分别为一次线圈 L_p 的谐振电感和谐振电容，在二次电路中， C_s 为二次线圈的补偿电容； R_o 为负载； L_{out} 和 C_{out} 分别为输出滤波电感和输出滤波电容。

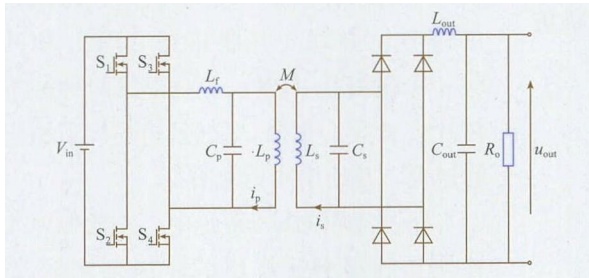


图1 系统主电路结构

系统输入的直流通过逆变全桥（ $S_1 \sim S_4$ ）逆变之后，变为高频的交变电流到达一次谐振电路（ L_f 、 C_p 、 L_p ）。一次耦合线圈与二次耦合线圈之间通过磁场耦合进行能量传输。二次线圈 L_s 感应出的交变电流经过并联补偿电路后到达全桥整流电路，再经过LC滤波电路滤波之后变为直流输出到负载 R_o 。图2为系统电路拓扑的等效电路。

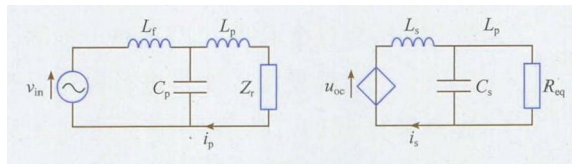


图2 等效电路原理

设电路工作在角频率 ω 下，则由文献[5]可知，对于一次侧电路而言，二次侧电路反馈到一次侧电路的电抗 Z_r 为

$$Z_r = \frac{\omega M^2}{L_s} (Q - j) \quad (1)$$

设电源所见电抗为 Z_{source} ，则有

$$Z_{source} = j\omega L_f + \frac{(1/j\omega C_p)(j\omega L_p + Z_r)}{j\omega L_p + Z_r + 1/j\omega C_p} \quad (2)$$

当 $L_f = L_p$ ，且与 C_p 处于谐振条件下，即 $\omega^2 L_f C_p = 1$ 时，可以求得

$$i_p = \frac{v_{in}}{j\omega L_f} \quad (3)$$

由此可以看出，此时电路电流 i_p 与输入电压 v_{in} 正相关。即一次线圈中，电流只与输入电压和一次线圈的电感相关，与负载无关。通过控制输入电压 v_{in} 即可控制 i_p 大小。

由法拉第电磁感应原理可知，通过一次电流 i_p 可以求得二次电路的开路电压 u_{oc} ，即

$$u_{oc} = j\omega M i_p \quad (4)$$

当 ω 为电路的谐振角频率时，有 $\omega^2 = 1/L_p C_p = 1/L_s C_s$ ，则 u_{oc} 所视电抗 Z_s 和二次电流 i_s 可求得

$$Z_s = j\omega L_s + \frac{R_{eq} \left(\frac{1}{j\omega C_s} \right)}{R_{eq} + \frac{1}{j\omega C_s}} = \frac{j\omega L_s}{1 + jQ} \quad (5)$$

$$i_s = \frac{u_{oc}}{Z_s} = I_{sc} (1 + jQ) = \frac{M i_p}{L_s} \omega R_{eq} C_s \quad (6)$$

式中， R_{eq} 为等效电阻； I_{sc} 为二次侧的短路电流； Q 为二次侧电路的品质因数。以上参数均满足

$$R_{eq} = \frac{\pi^2}{8} R_o \quad (7)$$

$$Q = \omega R_{eq} C_s \quad (8)$$

$$I_{sc} = \frac{M}{L_s} i_p \quad (9)$$

从图2中可知，电路的输出电压 $u_{out} = i_o R_o$ ，对于经过整流桥的电流而言，有 $i_o = \pi |I_{sc}| / 2\sqrt{2}$ ，因而可得到输出电压

$$u_{out} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \frac{M}{L_s} i_p R_o \quad (10)$$

由此可知，一次电流 i_p 会随着输出电压变化。在负载变化时，通过改变一次电流 i_p 可以确保输出电压稳定。

设一次谐振电容 C_p 两端的有功功率为 P ，忽略电路寄生参数，由能量守恒定律可知，该功率即为系统的输出功率，从而有

$$P = v_{C_p} i_p \cos \varphi = u_{out} i_o \quad (11)$$

将式（9）代入式（11）可得

$$u_{out} = \frac{2\sqrt{2} M |V_c| |I_p| \cos \varphi}{\pi L_s |I_p|} \quad (12)$$

式中, φ 为 v_c 与 i_p 之间的相位角。

由上式可以看出, 负载变化会导致输出电压 u_{out} 的变化, 这个变化会反映到一次侧补偿电容 C_p 两端电压的实部 $v_c \cos \varphi$ 上。

2 控制器结构和设计

2.1 总体控制流程

恒压输出的IPT系统中, 系统的控制量一般为二次侧的输出电压。通过式 (12) 可知, 输出电压可以由一次侧补偿电容两端的电压和励磁电流表现出来。本文采用的控制结构如图3所示。

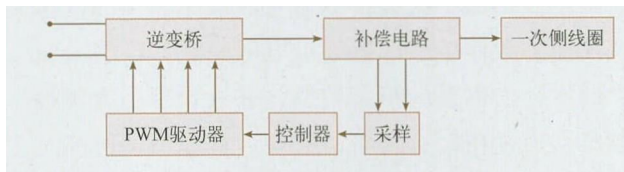


图3 控制结构

控制系统将采样并计算后的电压和电流信号与内部电压基准比较生成误差信号, 经过PID控制环节生成移相控制信号, 并发送至PWM移相发生器, 产生PWM控制信号控制主电路的电流, 以期控制系统输出电压。

2.2 PID控制器设计

PID控制器通过目标给定值与实际输出值的

差进行控制。图4为系统PID控制模块, 由一次侧量计算而得的 $v_c \cos \varphi$ 和常量 $2.548(2\sqrt{2}M/L_s)$ 做乘积后, 再与基准量相比较产生PID控制器的误差输入。PID控制器中参数为: $K_p = 0.008$, $K_i = 200$ 。

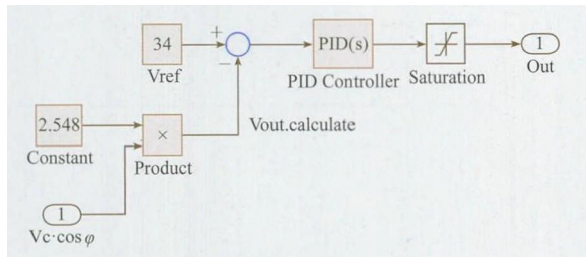


图4 PID控制模块

3 仿真分析

为验证所提出控制系统的性能和电路特性, 本文在原理图1的基础上利用系统仿真软件Matlab/Simulink搭建了感应式电能传输系统的仿真系统。其中系统仿真框图如图5所示。

系统主电路的关键参数为: $v_{in} = 48 \text{ V}$, $L_p = 15 \mu\text{H}$, $C_p = 675 \text{ nF}$, $L_r = 15 \mu\text{H}$, $L_s = 30 \mu\text{H}$, $C_s = 338 \text{ nF}$, $M = 10.6 \mu\text{H}$, $R = 10 \sim 20 \Omega$, $f_0 = 50 \text{ kHz}$, $L_{out} = 800 \mu\text{H}$, $C_{out} = 15 \mu\text{F}$, $K_p = 0.008$, $K_i = 200$ 。

图6为负载在变化条件下输出电压随着时间变化的曲线。前半段为系统开机时输出电压随着时间变化的曲线, 此时负载电阻为 20Ω ; 系统在控制器的控制下稳定输出的电压为 34 V , 输出

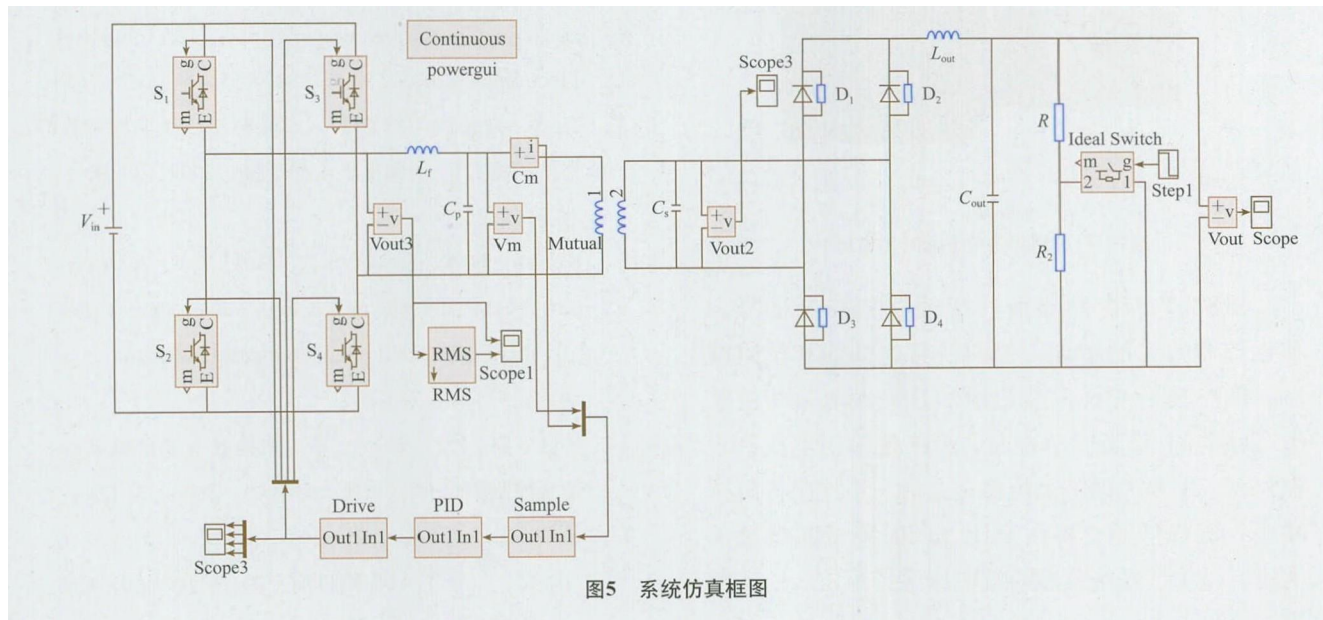
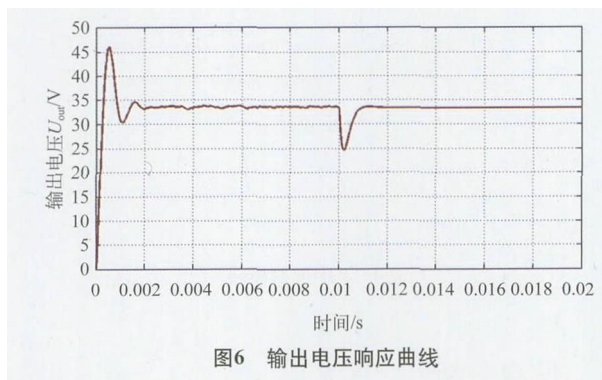


图5 系统仿真框图

功率为57.8 W, 比为轻载情况。控制曲线中开机时的超调较大, 主要原因是开机情况下需要为谐振电容器和输出电容滤波器充电, 同时需要较大的一次电流, 因此造成输出电压较大。



系统在0.01 s时, 负载由20 Ω 切换到10 Ω , 之后输出电压稳定在34 V的标称值, 此时的输出功率为115.6 W, 为重载情况。在负载从20 Ω 切换为10 Ω 时, 输出电压在1.5 ms后稳定, 通过调节PID控制器的相应参数, 可以使其性能进一步提升。

负载变换时, 负载电流也相应地从轻载时的1.7 A变为重载时的3.4 A, 同时一次线圈电流峰值由6.5 A上升为12 A, 图7为负载变化时一次线圈励磁电流 i_p 的变化曲线。主要原因是当负载从20 Ω 切换到10 Ω 的过程中, 谐振电感为保持原有的输出状态而逐步放电, 使负载端电流增大。

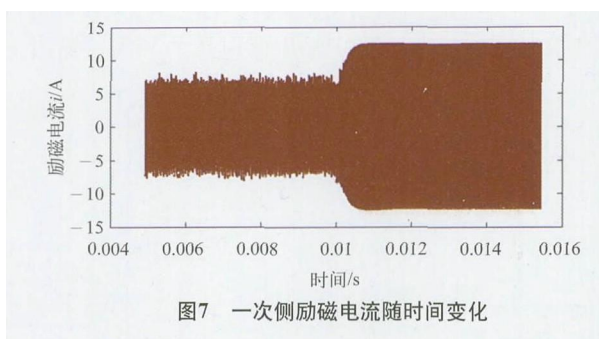
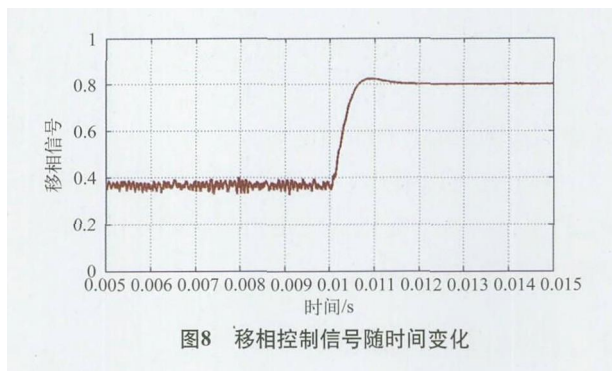


图8为PID控制器所产生的移相控制信号。移相控制信号的增加, 使两桥臂之间的相位差减小, 同时使逆变桥占空比增加, 一次电流峰值从6.5 A左右上升为12 A左右, 最终使输出电压稳定在34 V。主要原因是系统稳定之后, 系统整体阻抗减小, 需降低逆变桥占空比, 同时降低系统输入电压, 以保证系统负载两端电压保持恒定。



4 结束语

本文针对传统感应电能传输技术中输出电压易受到负载变化影响这一问题, 提出了一次侧基于LCL的补偿拓扑、二次侧基于并联补偿的一次侧控制系统。该一次侧控制器可以在不需要二次电压反馈的条件下, 保持输出电压稳定。详细分析了LCL补偿电路的恒流特性, 并设计了一次侧控制器。通过仿真分析可以表明, 控制器能够满足IPT系统在负载变化时输出电压稳定的要求。

参考文献

- [1] Wang C S, Stielau O H, Covic G A. Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2005, 52 (5): 1308-1314.
- [2] Borage Mangesh, Sunil Tiwari, Swarna Kotaiah. Analysis and design of an LCL-T resonant converter as a constant-current power supply [J]. *Industrial Electronics*, 2005, 52 (6) 1547-1554.
- [3] 马皓, 俞宏霞, 严颖怡. 电流源型LCL谐振变换器的研究 [J]. *中国电机工程学报*, 2009, 29 (9): 28-34.
- [4] Keeling N A, Covic G A, Boys J T. A unity-power-factor IPT pickup for high-power applications [J]. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, 57 (2): 744-751.
- [5] 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, 31 (7): 66-69.

(收稿日期: 2015-08-10) **EA**