

感应电能传输系统能量注入控制方法研究

戴欣^{1,2}, 孙跃¹

(1. 重庆大学自动化学院 重庆 沙坪坝区 400030; 2. 重庆大学光电技术及系统教育部重点实验室 重庆 沙坪坝区 400030)

【摘要】针对感应电能传输系统的输出控制,利用原边逆变电路的能量注入模式及自由谐振模式,提出一种基于双工作模式切换的能量注入调节方法。该方法建立了谐振网络能量函数以刻画系统中能量平衡关系,并以能量注入、能量储存及能量耗散三者关系,提出了基于能量注入占空比的系统控制策略。该控制方法从能量角度实现控制,有效地避免了该非线性系统的复杂建模及控制设计过程,实验结果验证了该方法的有效性。

关键词 能量平衡; 能量注入; 感应电能传输系统; 输出控制

中图分类号 TM133

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2011.01.013

Study on Energy Injection Control Method for Inductive Power Transfer System

DAI Xin^{1,2} and SUN Yue¹

(1. Automation College, Chongqing University Shapingba Chongqing 400030;

2. Key Laboratory of Opto-Electronic Technology and System of Ministry of Education, Chongqing University Shapingba Chongqing 400030)

Abstract Aimed at output control of inductive power transfer systems, a novel energy injection adjusting strategy is presented. The output adjusting strategy is realized by switching between energy injection mode and free resonance mode. Furthermore, the energy equilibrium relationships of each switching mode in resonant network are presented. The output control is realized by duty cycle control of energy injection according to the relationships among energy injection, storage, and dissipation. The controller is designed and realized on the basis of energy analysis to avoid complex nonlinear system modeling. Finally, experiment results verify the energy injection adjusting strategy and the controller design method.

Key words energy balancing; energy injection; inductive power transfer system; output control

随着人类对电能无线传输的需求日益增长,感应电能传输技术近年来成为学术界的研究热点^[1-3]。对于感应电能传输系统,由于其能量发射部分(原边)与接收部分(副边)通常(在运动过程中)处于相对运动状态,引起系统中耦合参数及电路参数随机变化,导致电能输出品质下降。为保证系统电能输出的稳恒性,感应电能传输系统的控制方法设计是非常有必要的。

对于感应电能传输系统的控制,学术界提出多种控制策略。文献[4]提出一种基于短路解耦法的副边部分独立控制方法,该方法在短路瞬间会产生较大的能量损耗,使系统效率下降,功率器件应力增大。文献[5-6]通过分析谐振回路固有频率变化对传输效率的影响和失谐机理,提出利用动态无功补偿网络的频率补偿控制方法。但由于无功补偿网络会

参与主谐振回路谐振,导致主谐振回路波形畸变,系统功率传输能力下降。文献[7]提出一种基于磁放大器的静态无功补偿的频率稳定控制方法,该方法由于引入磁放大器,使系统体积及功率损耗相应增加,动态响应能力下降。文献[8]提出一种感应电能传输系统的恒流分段控制策略,该控制策略根据误差及误差变化率大小选择不同的分段控制方案。但在实验中发现,分段切换时的扰动会影响电能输出品质,而且该恒流控制目标主要在于保持原边激磁电流的稳定性,对于系统输出的控制能力仍有局限。

因为感应电能传输系统通常包含较多的储能元件,其阶数一般高于3^[9]。由于系统中包含非线性开关网络,因此呈现出严重的开关非线性^[10]。对于该高阶、非线性系统的控制器设计往往需要借助复杂的建模方法和参数设计过程^[11-12]。同时,复杂的控

收稿日期: 2010-06-01; 修回日期: 2010-10-27

基金项目: 国家自然科学基金(50807057, 50777071); 博士后特别资助(200902285)

作者简介: 戴欣(1978-),男,博士生,主要从事感应电能传输技术方面的研究。

制器也增加了系统实现的难度。

本文提出一种新型的能量注入控制方法,借助系统中的能量平衡关系,通过控制能量注入占空比实现对系统输出的有效控制。

1 感应电能传输系统原理

感应电能传输系统拓扑根据原边及副边的谐振类型可分为PP、PS、SS、SP等4种类型,本文以原边串联谐振、副边串联谐振型(SS型)为例,研究其能量注入控制方法。感应电能传输系统的电路如图1所示。

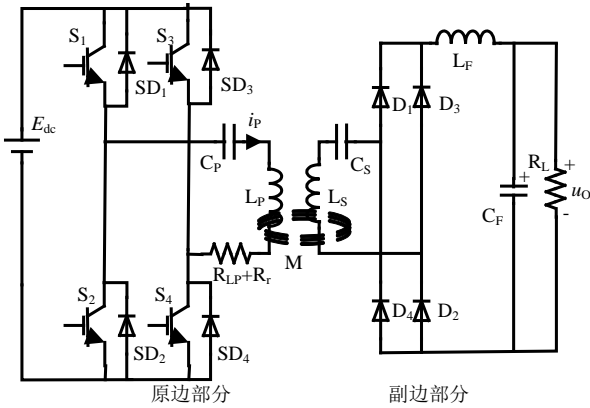


图1 SS型感应电能传输系统电路拓扑

SS型感应电能传输系统分为原边部分与副边部分。在原边部分,直流电压源 E_{dc} 作为能量输入。 $S_1 \sim S_4$ 共4个IGBT开关构成逆变网络,并形成两个IGBT开关对(S_1 、 S_4)和(S_2 、 S_3),以互补的方式产生方波逆变输出。而 L_p 及 C_p 构成的串联谐振网络,用于产生高频谐振,向能量激发线圈(L_p 构成)形成正弦波能量输出,并辅助开关器件进行软开关切换,减小EMI干扰。谐振网络中 R_{Lp} 及 R_r 分别为谐振电感 L_p 内阻及副边向原边的反射电阻。而在副边部分,能量接收线圈(L_s 构成)与谐振电容 C_s 构成接收谐振网络,并将高频能量通过高频整流($D_1 \sim D_4$)、滤波(L_f 及 C_f)环节向负载 R_L 输出。

为实现感应电能传输系统的输出控制,本文提出能量注入及自由振荡双工作模式,通过控制模式切换实现系统能量的控制,从而保证系统输出的稳恒性。

在能量注入模式下,原边部分的逆变网络的开关对(S_1 、 S_4)和(S_2 、 S_3)将直流 E_{dc} 输入,以互补的切换方式形成方波能量输出,并通过 L_p 及 C_p 构成的谐振网络的选频特性将方波能量转换为正弦能量形式。在能量注入过程中,开关对的切换总是在激磁电流 i_p 的过零点进行,切换过程中开关损耗为零,实

现ZCS(zero current switching)软开关运行。

在自由振荡模式下,开关管 S_1 及 S_3 关闭,阻止能量输入。而(S_2 、 SD_4)及(S_4 、 SD_2)构成双向续流开关对,用于维持原边部分的串联谐振网络内能量流动,形成能量自由振荡过程。为实现软开关工作,该模式中开关对切换仍利用谐振电流 i_p 的过零点实现ZCS运行。

2 能量注入控制策略研究

为实现系统的输出控制,本文提出一种能量注入与自由谐振模式的切换控制方法。该方法引入一个能量注入占空比变量 δ , δ 为一个控制模式下能量注入模态(符号E表示)和自由谐振模态(符号F表示)的时间长度之比,通常为 $M:1$, $M \in \mathbb{Z}^+$ 。由于要实现ZCS软开关变换,各模态宽度均为谐振周期的整数倍,其控制原理图如图2所示

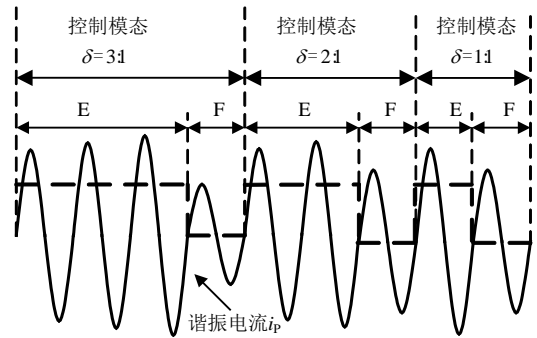


图2 能量注入控制原理

如图2所示,通过控制 δ 的不同数值,即可控制原边谐振网络中的能量,从而实现对系统输出电压的控制。系统谐振周期为 T ,定义 $T = \frac{2\pi}{\sqrt{L_p C_p}}$ 。

为建立系统的能量控制方法,首先给出系统的能量函数,定义系统的能量储存函数为系统原边部分谐振回路的储存能量:

$$H(i_p, u_p) = \frac{1}{2} L_p i_p^2 + \frac{1}{2} C_p u_p^2 \quad (1)$$

定义系统的能量供给函数为原边谐振回路的外界环境输入功率为:

$$S(i_{dc}) = E_{dc} i_{dc} \quad (2)$$

而系统的能量耗散函数为原边谐振回路中耗散功率:

$$W(i_p, R_r) = i_p^2 (R_{Lp} + R_r) \quad (3)$$

式中, R_{Lp} 为谐振电感 L_p 的电阻值; R_r 为从副边反射回原边的反射电阻。在 R_r 上消耗的能量即为通过磁场耦合到副边输出的能量。下面针对能量注入及

自由谐振模式下一个周期的能量进行分析。设 t_0 为周期初始时刻, $t_1 = t_0 + T$ 为周期的结束时刻。

在能量注入模式, 谐振系统能量表示为:

$$\begin{aligned} H(i_p(t_1), u_c(t_1)) = & H(i_p(t_0), u_c(t_0)) + \\ & \int_{t_0}^{t_1} (S(i_{dc}) - W(i_p, R_r)) dt \end{aligned} \quad (4)$$

在自由谐振模式, 谐振系统能量表示为:

$$\begin{aligned} H(i_p(t_1), u_c(t_1)) = & H(i_p(t_0), u_c(t_0)) - \\ & \int_{t_0}^{t_1} W(i_p, R_r) dt \end{aligned} \quad (5)$$

一个控制模式可由多个谐振周期构成, 设 t_0 为初始时刻, t_n 为结束时刻, $t_0, t_1, \dots, t_i, \dots, t_n$ 为其各个谐振周期切换时刻。为描述系统能量在一个控制模式中的变化关系, 定义注入能量函数为:

$$\begin{aligned} E(t_i) = H(i_p(t_i), u_c(t_i)) - \\ H(i_p(t_0), u_c(t_0)) \\ i \in 1, 2, \dots, n \end{aligned} \quad (6)$$

当系统进入稳态时, 在一个控制模式的起始点与结束点, 谐振网络中储存能量应保持恒定, 可以得到终态能量为:

$$E(t_n) = E(t_0) = 0 \quad (7)$$

为满足上述关系, 根据式(1)~式(6), 可设计图3所示的一个控制模式下的能量变化关系, 通过该关系图可确定在不同负载条件下能量注入占空比 δ 。

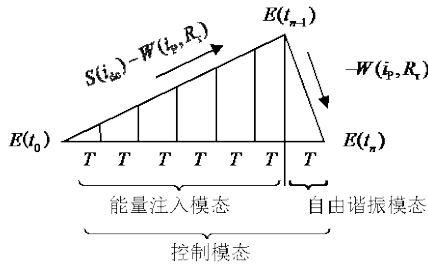


图3 能量注入占空比计算

从图3中可以看出, 在一个控制模式中, 初始能量为 $E(t_0)$, 终态能量为 $E(t_n)$, 依据式(7), $E(t_0)$ 和 $E(t_n)$ 在稳态运行时均为零。在控制作用下, 系统注入能量经历了一个先上升再下降到零的过程。在能量注入模式, 其能量线性上升, 上升斜率即能量注入功率, 为 $S(i_{dc}) - W(i_p, R_r)$ 。在自由谐振模式, 能量线性下降, 下降斜率即为耗散功率, 即 $-W(i_p, R_r)$ 。在一个控制模式中, 根据能量注入占空比定义, 自由谐振模式所占比例始终为1, 即保持一个谐振周期长度 T 。

在负载 R_L 变化时, 反射阻抗 R_r 会相应变化, 导致耗散功率 $W(i_p, R_r)$ 变化, 根据式(5)可计算出实时的负载耗散功率 $-W(i_p, R_r)$, 再根据式(4)可计算能量注入功率 $S(i_{dc}) - W(i_p, R_r)$ 。依据能量守恒关系:

$$E(t_{n-1}) = S(i_{dc}) - W(i_p, R_r)$$

$$E(t_{n-1}) = W(i_p, R_r)$$

可得所需的能量注入控制占空比为:

$$\delta = M : 1 = \frac{W(i_p, R_r)}{[S(i_{dc}) - W(i_p, R_r)]} \quad (8)$$

在式(8)中, 根据式(5), 能量耗散函数 W 的计算只需依据能量存储函数 H 在周期起始与结束点的差值即可算出。而能量存储函数 H 的实时值可通过采样谐振电流 i_p 与谐振电压 u_p 即可获得。而根据式(2)及式(4), 由于输入电压 E_{dc} 为恒定值, 能量供给函数 S 的计算只需求取一个周期内输入电流 i_{dc} 的平均值即可。

在系统中, 负载 R_L 的变化将会影响反射电阻 R_r 的变化, 反射电阻上的耗散功率即为副边负载的输出功率:

$$P_{out} = i_p^2 R_r = \frac{u_o^2}{R_L} \quad (9)$$

通过能量注入控制占空比 δ , 保证了系统谐振能量的恒定性, 并使系统供给反射电阻的功率 $i_p^2 R_r$ 满足负载动态功率需求, 实现了系统输出电压 u_o 的稳恒性要求。

3 实验研究

为验证本文控制方法, 搭建了一个感应电能传输系统实验平台, 平台采用图1所示电路拓扑, 利用 Xilinx Spartan xc2s200E型FPGA作为主控芯片, 主开关管采用FGA25N120 IGBT。实验采用AD574芯片在周期过零点时的采样谐振电流 i_p 与谐振电压 u_p , 通过积分电路完成输入电流 i_{dc} 平均值的计算。设计输出控制指标为8.3 V, 实验参数如表1所示。

表1 实验参数表

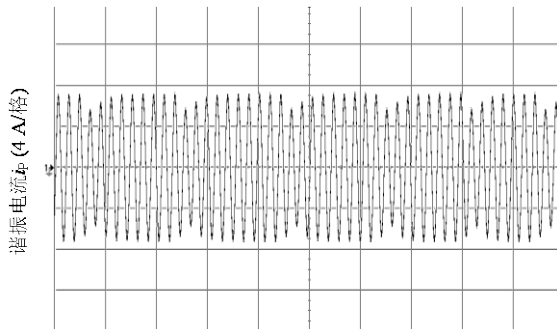
原边参数	参数值	副边参数	参数值
输入电压 E_{dc} /V	4	输出电压/V	8.3
谐振电感 L_p / μ H	80	谐振电感 L_s / μ H	80
谐振电容 C_p / μ F	0.47	谐振电容 C_s / μ F	0.47
谐振频率 f /kHz	25	负载电阻 R_{vp} / Ω	19~70

为验证负载突加阶跃扰动时系统对输出的控制能力, 实验在系统稳态运行时将负载由19 Ω 切换为

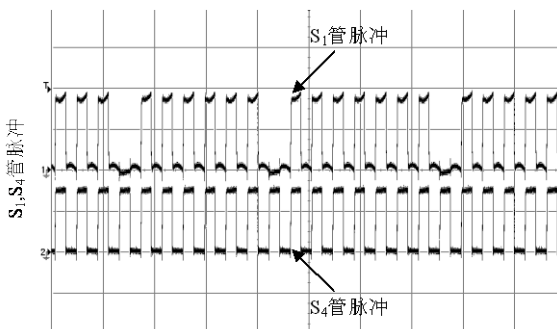
70 Ω ，所得到的负载切换系统实验波形如图4~图6所示。

系统负载切换前的谐振电流 i_p ，以及 S_1 和 S_4 管的控制脉冲如图4所示。

从图4a可以看出，在负载切换前，系统谐振电流呈现为较好的正弦波形，在控制作用下，其峰值在5 A(± 1 A)范围内波动。从图4b可以看出，系统能量注入与自由谐振模式控制比为6:1。而在负载切换后，系统转化为轻载运行，在控制作用下，系统的谐振电流 i_p ，以及 S_1 和 S_4 管的控制脉冲如图5所示。

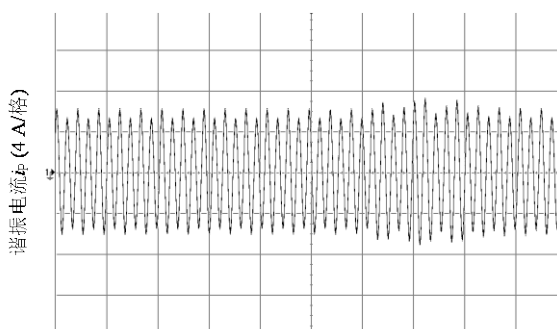


a. 谐振电流 i_p 波形



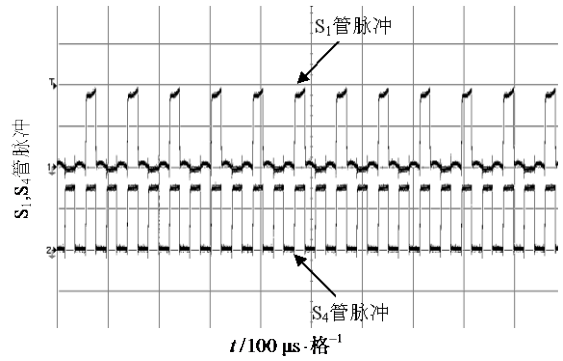
b. 控制脉冲波形

图4 负载切换时谐振电流 i_p 与控制脉冲波形



a. 谐振电流 i_p 波形

从图5a可以看出，在负载切换后，其谐振峰值在5 A(± 0.5 A)范围内波动。从图5b可以看出，在控制调节下，系统能量注入与自由谐振模式控制比为1:1，以适应轻载运行。



b. 控制脉冲波形

图5 负载切换时谐振电流 i_p 与控制脉冲波形

为验证控制作用对负载扰动的抑制能力，图6给出了系统在扰动作用下的输出响应波形。从图中可以看出，在负载扰动情况下，通过控制作用，系统输出电压波形经历了一个超调至稳定的过程。系统输出超调峰值为1.5 V，稳定时间为10 ms，切换前与切换后稳态平均值均为8.3 V，满足控制精度要求，从而验证了本文所提出的控制方法的有效性。

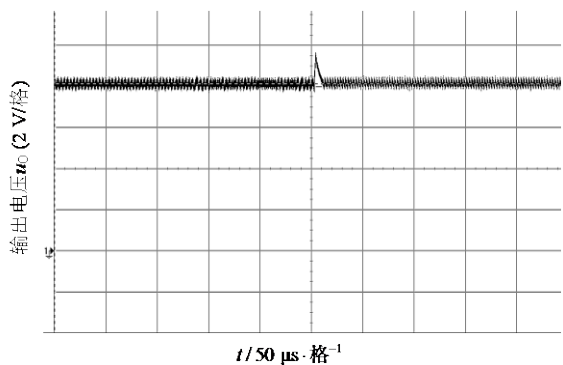


图6 负载切换时输出电压实验波形

4 结论

在感应电能传输系统中，由于系统参数的随机变化特性，系统控制十分必要。但由于系统的高阶、开关非线性特性，使对于系统的控制方法设计较为复杂。本文从能量控制角度出发，针对感应电能传输系统的输出控制，基于原边主电路的能量注入模式及自由谐振模式，提出一种基于双工作模式切换的能量注入控制方法。该控制方法通过能量注入，保证了系统谐振能量的恒定性，并使系统供给能量满足负载动态功率需求，实现了系统输出的稳恒性。该方法避免了复杂的建模过程与参数设计，对于相关电力电子系统设计有一定参考价值。

(下转第89页)