

文章编号: 1000-582X(2012)10-117-07

LCL 型双向感应电能传输系统建模及控制

李砚玲, 孙 跃, 戴 欣, 周继坤

(重庆大学 自动化学院, 重庆 400044)

摘 要: 由于双向感应电能传输(IPT)系统存在高频开关网络以及较多的工作模态,易引入高次谐波和 EMI 干扰,LCL 滤波网络的加入,可以有效滤除导轨电流中的有害谐波并减小 EMI 干扰,通过对电路交流变量进行复数分析,建立了系统关于传输功率的数学模型,并由此得出,在最大传输效率条件下,原边输入电压 \dot{U}_{pi} 与副边输出电压 \dot{U}_{so} 的相角差 δ 为 $\pm 90^\circ$,系统能量分别正、反向传输;传输功率的大小则可通过调节 \dot{U}_{pi} 或 \dot{U}_{so} 的模来实现。在此基础上,为保证导轨电流恒定,在原副边设计了相互独立的移相控制策略。仿真和实验结果表明,该控制策略在调节原边导轨电流恒定的同时,能根据负载的工作状态和实际需求,动态地改变能量传输的方向和大小,有利于提高系统的运行效率。

关键词: 感应电能传输;双向;LCL 滤波;移相控制

中图分类号: TM743

文献标志码: A

Modeling and control of An LCL bi-directional inductive power transfer system

LI Yanling, SUN Yue, DAI Xin, ZHOU Jikun

(College of Automation, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Since there exist high-frequency switching networks and complicated operating modes in bi-directional inductive power transfer (IPT) system, it is easy to result in high harmonics and EMI interference. An LCL filter network is introduced to effectively filter out the unwanted harmonics in track current and reduce EMI interference. Based on a mathematical model of the power transmission established by complex analysis of the AC variables, under the condition of maximum transmission efficiency, the phase angle differences between the primary input voltage and secondary output voltage \dot{U}_{so} are $\pm 90^\circ$ and the energy is respectively transferred in forward or backward direction. Moreover, the power magnitude can be controlled by adjusting the modulus of \dot{U}_{pi} and \dot{U}_{so} . In addition, to keep the track current constant, different phase-shifting control strategies are designed in the primary and secondary parts. Simulation and experimental results show that these strategies can not only adjust track current to keep constant but also dynamically change the direction and magnitude of power transmission according to the working conditions and actual needs of the system load to improve the system operating efficiency.

Key words: inductive power transfer; bi-directional; LCL filter; phase-shifting control

收稿日期: 2011-12-01

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(50807057);中央高校基本科研业务费资助项目(CDJXS11172238);教育部博士点专项科研基金资助项目(20090191110021)。

作者简介: 李砚玲(1984-),女,重庆大学博士研究生,主要从事非接触电能传输系统与自动控制方向的研究,(Tel)023-65112750;(E-mail) sinuokeyai@126.com。

感应电能传输技术是一种借助高频功率磁场以松耦合方式实现电能无线传输的技术。由于自身的灵活性、可靠性及广泛的环境适应性,近年来,感应电能传输技术被推广应用到多个领域^[1-8]。

但是,感应电能传输技术主要针对能量的单向传输,其中,供电方工作于磁场激发模式,受电方工作于磁场接收模式。能量的这种单向传输特性带来的问题表现在:1)能量无法回馈电网。在大功率电力拖动系统中,受限于能量的单向流动,电机只能单象限运行,因此,电机再生制动过程中转换的电能无法回馈给电网,只能通过并联直流母线被处于电动状态的电机所吸收或者通过制动电阻发热消耗掉,以防止电机过热烧毁。2)电能传输的灵活性降低。在一个供电方为多个受电设备供电的情况下,一旦供电方能量不足,又不能及时回收某些受电设备中闲置或再生的电能,将影响其他受电设备的正常工作。能量的双向传输模式,不仅能将电能及时回馈给电网,提高系统的工作效率,还将有效地延伸电能的传输距离,为无线组网技术的研究和实现提供了重要依据。

目前,针对电能双向传输技术的研究主要集中在双向变换电路的实现与控制上,文献[9]提出一种 DC/DC 双向变换电路,通过一种 PWM 调制的恒流控制策略实现了太阳能电池板充放电的双工作模式。文献[10]提出一种基于移相控制模式的双向 DC/DC 紧耦合变换系统,通过变压器耦合实现能量的双向传输。文献[11]中提出了一种基于松耦合的双向电能高频变换电路,对能量的双向推送模式进行了分析,并采用能量注入与自治振荡的交替工作模式,实现了传输功率的动态调节。

但由于双向变换电路中存在高频开关网络,而且系统工作模态较多,容易引入高次谐波和 EMI 干扰,影响谐振电压或电流品质。为此,通过在双向变换电路中引入 LCL 谐振网络,一方面用于产生高频正弦谐振波,另一方面用于有效滤除能量变换环节中引入的高次谐波,减小系统的 EMI 干扰。并通过系统变量进行交流复数分析,建立了这种双向变换电路关于传输功率的数学模型。在系统的原副边,采用相互独立的移相控制策略,旨在保持原边导轨电流恒定的同时,根据实际负载的工作状态及需求,动态的改变能量传输的方向和大小,以提高系统运行的效率。

1 LCL 型双向 IPT 系统的工作原理

传统的双向 IPT 系统^[11]采用双向高频电能推

送模式,实现电能发送端与接收端之间的双向传输与转换。与传统的双向 IPT 系统相比,所研究的这种新型的电路拓扑结构是在原副边附加了 LCL 谐振网络,如图 1 所示。

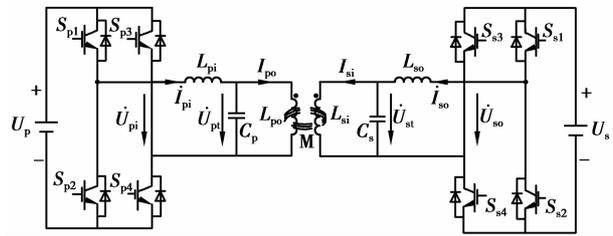


图 1 LCL 型双向 IPT 系统

以原边电路为例,拓扑结构中包括直流电压输入 U_p 、高频逆变环节及 LCL 谐振环节。其中,高频逆变环节作为一个电压型全桥网络,由 4 个全控型开关器件(S_{p1} - S_{p4})及其反并联二极管组成,该全桥结构可工作于高频逆变和高频整流 2 个模式,当能量正向传输时,用于将直流电逆变为高频交流电;当能量反向传输时,则用于将高频交流电整流为直流电。由电感 L_{pi} 、电容 C_p 及导轨电感 L_{po} 组成的 LCL 谐振环节除了用于在导轨线圈中产生高频正弦谐振波外,还具有带通滤波功能,可以有效滤除系统能量变换环节中引入的高次谐波,减小系统的 EMI 干扰。

为分析 LCL 谐振网络的阻抗特性,把高频逆变环节的交流输出电压等效为一电压源,如图 2 所示。

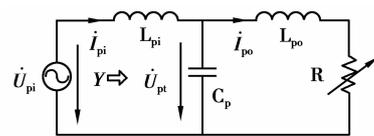


图 2 等效电路拓扑

由副边反射到原边的反射阻抗 Z_{reflect} 为

$$Z_{\text{reflect}} = \frac{\omega^2 M^2}{j\omega L_{si} + 1/j\omega C_s + R_{Lsi}}, \quad (1)$$

式中 R_{Lsi} 为副边拾取线圈的等效电阻,当系统的额定工作频率 ω 接近于谐振网络的固有频率 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_s C_s}$ 时,反射阻抗可简化为

$$Z_{\text{reflect}} = \frac{\omega^2 M^2}{R_{Lsi}}. \quad (2)$$

在图 2 中, $R = R_{Lpo} + Z_{\text{reflect}}$, 其中 R_{Lpo} 为原边导轨的等效电阻,而反射阻抗 Z_{reflect} 呈纯阻性。等效电路的输入阻抗 $Y(s)$ 可表示为

$$Y(s) = \frac{s^2 C_p L_{po} + s C_p R + 1}{s^3 C_p L_{pi} L_{po} + s^2 C_p L_{pi} R + s(L_{pi} + L_{po}) + R} \quad (3)$$

为实现 IPT 系统的充分调谐, LCL 谐振网络的参数应满足 $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{pi} C_p} = 1/\sqrt{L_{po} C_p}$, 将 $s = j\omega_0$ 代入式(3), 得出系统在固有谐振频率 ω_0 工作时的输入导纳为

$$Y(j\omega_0) = \frac{RC_p}{L_{po}} \quad (4)$$

显而易见, 当系统处于稳态时, LCL 谐振网络对驱动源来说是一个纯阻性负载, 因此, 这种拓扑结构还具有整功率因数输入特性。

2 基于复数分析的系统建模

在双向 IPT 系统分析中, 原边 LCL 谐振网络的输入电压 u_{pi} 可定义为一交流复数 \dot{U}_{pi} , 其模为 U_{pi} , 幅角为 $\angle\theta_{pi}$, 分别对应交流电压 u_{pi} 的峰值和相位, 记为

$$\dot{U}_{pi} = U_{pi} \angle\theta_{pi} \quad (5)$$

对于全桥结构的电压型逆变网络, 开关管 S_{p1} 与 S_{p2} 、 S_{p3} 与 S_{p4} 的门控信号分别互补, 直流输入电压 U_p 与高频输出电压 \dot{U}_{pi} 的峰值有如下关系^[12]

$$U_{pi} = \frac{4}{\pi} U_p \sin\left(\frac{\varphi_p}{2}\right) \quad (6)$$

在式(6)中, φ_p 为逆变整流桥臂开关管 S_{p1} 和 S_{p3} 上门控信号的相位差。从式(6)可以看出, 当 S_{p1} 和 S_{p3} 上控制信号的相位差为 0 时, 交流输出电压 \dot{U}_{pi} 为 0; 而当 2 者的相位差为 π 时, \dot{U}_{pi} 的峰值最大, 为 $\frac{4}{\pi} U_p$ 。

由于拾取侧逆变网络的拓扑结构与原边相同, 因此, 同理可得拾取侧交流输出电压 \dot{U}_{so} 的峰值为

$$U_{so} = \frac{4}{\pi} U_s \sin\left(\frac{\varphi_s}{2}\right) \quad (7)$$

在式(7)中, φ_s 对应于拾取侧逆变网络开关管 S_{s1} 和 S_{s3} 上门控信号的相位差。

为便于分析, 以 \dot{U}_{pi} 的相位为参考相位, 将系统中的交流变量全部表示为相应的复数形式。当系统处于稳态时, 通过把原副边线圈中的互感电压等效为受控源, 可以得到图 1 的等效电路拓扑, 如图 3 所示。

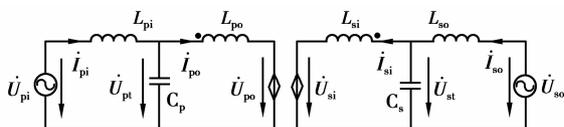


图 3 等效电路

当系统的额定工作频率接近于 LCL 谐振网络的固有频率时, IPT 系统可实现充分调谐^[13-14], 因此, 原副边的 LCL 网络应保持一致的固有频率, 令 $L_{pi} = L_{po} = L_p$, $L_{si} = L_{so} = L_s$, 并满足

$$\begin{aligned} \omega L_p &= \frac{1}{\omega C_p} \Rightarrow X_{Lp} = X_{Cp}, \\ \omega L_s &= \frac{1}{\omega C_s} \Rightarrow X_{Ls} = X_{Cs}, \end{aligned} \quad (8)$$

式中, X_{Lp} 、 X_{Ls} 与 X_{Cp} 、 X_{Cs} 分别是原副边 LCL 谐振网络的感抗和容抗。

当系统满足式(8)的条件并处于稳态运行时, 原边 LCL 谐振网络可变换为如图 4 所示的形式

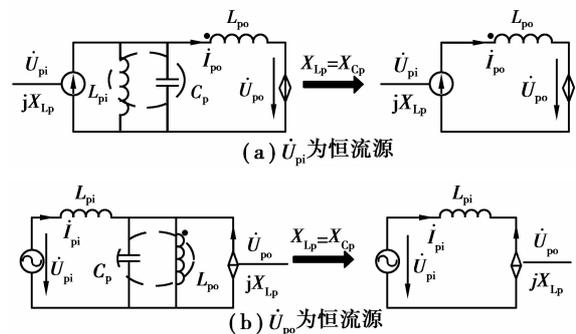


图 4 Norton 等效变换

基于 Norton 等效原理^[15], 在图 4(a)中, LCL 网络的输入电压 \dot{U}_{pi} 被等效为一恒流源, 该恒流源流过原边导轨的激磁线圈, 使导轨电流 \dot{I}_{po} 为

$$\dot{I}_{po} = -j\dot{U}_{pi}/X_{Lp} \quad (9)$$

在图 4(b)中, 受控源 \dot{U}_{po} 同样被等效为一恒流源, 因此原边输入电流 \dot{I}_{pi} 为

$$\dot{I}_{pi} = j\dot{U}_{po}/X_{Lp} \quad (10)$$

同理, 拾取侧输入电流 \dot{I}_{si} 和输出电流 \dot{I}_{so} 有如下形式

$$\dot{I}_{si} = -j\dot{U}_{so}/X_{Ls}; \quad (11)$$

$$\dot{I}_{so} = j\dot{U}_{si}/X_{Ls} \quad (12)$$

基于磁场耦合原理, 导轨电流 \dot{I}_{po} 在拾取线圈 L_{si} 中产生的感应电动势可表示为

$$\dot{U}_{si} = j\omega M \dot{I}_{po} \quad (13)$$

将式(5)和式(13)代入式(12), 输出电流 \dot{I}_{so} 的复数形式可进一步描述为

$$\dot{I}_{so} = j \frac{M}{\omega L_s L_p} U_{pi} \angle\theta_{pi} = \frac{M}{\omega L_s L_p} U_{pi} \angle\left(\theta_{pi} + \frac{\pi}{2}\right) \quad (14)$$

假设拾取侧 LCL 谐振网络的交流输出电压 \dot{U}_{so} 滞后于原边交流电压 δ 角度, 记为 $U_{so} \angle(\theta_{pi} - \delta)$, 系统拾取侧的输出功率可由下式给出

$$P_o = -\frac{1}{2} \operatorname{Re}\{|\dot{U}_{so}| |\dot{I}_{so}| \angle(\theta_{U_{so}} - \theta_{I_{so}})\}. \quad (15)$$

根据 \dot{U}_{so} 的复数形式和式(14), 计算得出系统拾取侧的输出功率为

$$P_o = \frac{M}{2\omega L_s L_p} U_{so} U_{pi} \sin(\delta). \quad (16)$$

在 LCL 型双向 IPT 系统中, 由于原副边电路的拓扑结构一致, 因此同理可得, 原边输入功率为

$$P_{in} = -\frac{1}{2} \operatorname{Re}\{|\dot{U}_{pi}| |\dot{I}_{pi}| \angle(\theta_{U_{pi}} - \theta_{I_{pi}})\} = -\frac{M}{2\omega L_s L_p} U_{so} U_{pi} \sin(\delta). \quad (17)$$

从式(16)、式(17)中可以看出, 能量的传输方向可通过 \dot{U}_{so} 与 \dot{U}_{pi} 的幅角差来判定: 当 $0 < \sin(\delta) \leq 1$ 时, 即 $0 < \delta \leq \frac{\pi}{2}$, $P_o > 0$ 、 $P_{in} < 0$ 表明能量从原边传输至副边(正向传输); 当 $-1 \leq \sin\delta < 0$ 时, 即 $-\frac{\pi}{2} \leq \delta < 0$, $P_o < 0$ 、 $P_{in} > 0$ 表明能量从副边反馈回原边(反向传输)。而要保证能量在原副边之间有最大的传输功率, 应使导轨侧与拾取侧的功率因数为 1, 即 $\sin(\delta) = \pm 1$ 。

若原边输入电压 \dot{U}_{pi} 的幅角为 0, 则当交流输出电压 \dot{U}_{so} 滞后其 90° 时, 能量正向传输; 当 \dot{U}_{so} 超前于 \dot{U}_{pi} 90° 时, 能量反向传输。再根据公式(9)、(11)、(14), 得到能量双向传输时电路主要变量间的相位关系, 如图 5 所示。

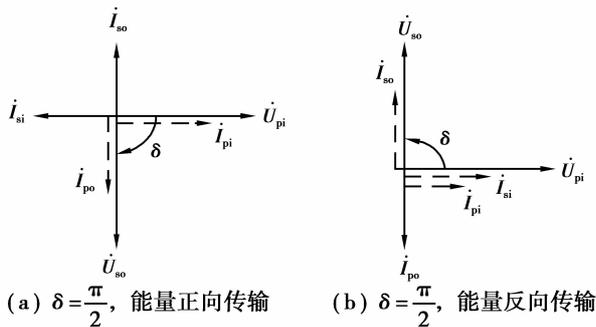


图 5 电路变量间的相位关系图

将式(6)、式(7)代入式(16), 副边输出功率的形式变为

$$P_o = \frac{8M}{\omega \pi^2 L_s L_p} U_s U_p \sin\left(\frac{\varphi_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\varphi_p}{2}\right) \sin(\delta). \quad (18)$$

同理, 原边输入功率的形式为

$$P_{in} = -\frac{8M}{\omega \pi^2 L_s L_p} U_s U_p \sin\left(\frac{\varphi_s}{2}\right) \sin\left(\frac{\varphi_p}{2}\right) \sin(\delta). \quad (19)$$

在式(18)、(19)中, $\varphi_s, \varphi_p \in [0, \pi]$ 。若忽略系统的电路损耗, 原边输入功率与副边输出功率的方向相反但大小相等; 对于原副边给定的直流输入电压 U_p 和 U_s , 传输功率的大小与电路参数、工作频率及原副边可控逆变网络控制信号的相移角有关。

3 控制策略

在整功率因数条件下, 传输功率的大小可通过调节 \dot{U}_{pi} 或 \dot{U}_{so} 的模来实现。但由于原边导轨电流 \dot{I}_{po} 与输入电压 \dot{U}_{pi} 有关, 调节 \dot{U}_{pi} 的幅值将改变导轨电流 \dot{I}_{po} 的大小, 而拾取侧的感应电压 \dot{U}_{si} 也会随导轨电流 \dot{I}_{po} 的改变而改变。对于幅值恒定的拾取侧输出电压 \dot{U}_{so} 来说, 当系统轻载运行时, 导轨电流 \dot{I}_{po} 的减小将导致较小的拾取侧输入电压 \dot{U}_{si} , 使得拾取侧的品质因数 Q ($Q = \dot{U}_{so} / \dot{U}_{si}$) 增大。但是, 较大及变化的 Q 值会使系统对电路的元件容差更为敏感, 影响系统的稳定性甚至使系统失稳。为避免这种情况, 系统应通过调节拾取侧输出电压 \dot{U}_{so} 的幅值来控制传输功率的大小, 同时保持原边导轨电流恒定。在双向 IPT 系统中, 若原副边的直流输入电压 U_p 和 U_s 已给定且系统工作在固定频率下, 调节原副边逆变网络的移相占空比就可对 \dot{U}_{so} 及 \dot{I}_{po} 的模进行调节。

基于不同的控制目标及感应电能无线传输的限制, 对原副边的控制器进行独立设计。

在原边导轨侧, 为保持导轨电流 \dot{I}_{po} 恒定, 设计了一个基于移相控制的闭环系统, 如图 6 所示。首先, 用一电流传感器检测出随时间变化的瞬时导轨电流 \dot{I}_{po} , 经信号处理后得出 \dot{I}_{po} 的峰值包络线, 再与导轨电流期望值 I_{ref} 进行比较, 所得偏差 e 作为 PID 控制器的输入, 通过控制输出相移角 φ_p , 产生逆变网络的门控信号, 实现对导轨电流 \dot{I}_{po} 的调节。

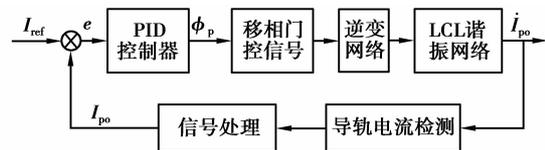


图 6 原边控制策略

副边拾取侧采用的控制策略与原边相同, 但控制目标是实现对输出功率 P_o 的调节, 如图 7 所示。首先检测出副边 LCL 谐振网络的输出电压 \dot{U}_{so} 和输出电流 \dot{I}_{so} , 信号处理模块用来计算输出功率的瞬时值 P_o , P_o 与其期望值 $P_{o,ref}$ 比较后得出偏差 e , 在偏差 e 的作用下, PID 控制器输出相移角 φ_s , 再根据 φ_s

的大小向副边逆变网络输出门控信号,调节输出功率 P_o 。接近或等于期望值 $P_{o,ref}$ 。

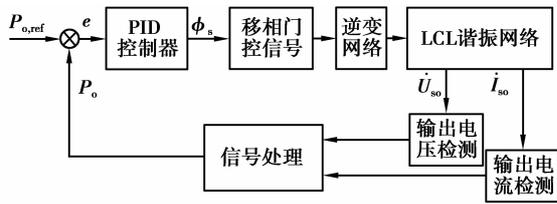


图 7 副边控制策略

4 仿真与实验

1) 仿真结果

根据 LCL 型双向 IPT 系统的工作原理,计算得出系统主要的电路参数如表 1 所示。

表 1 系统参数表

$L_{pi}/\mu\text{H}$	$L_{po}/\mu\text{H}$	$C_p/\mu\text{F}$	$M/\mu\text{H}$	$L_{si}/\mu\text{H}$
28.8	28.8	2.20	10.0	28.8
$L_{so}/\mu\text{H}$	$C_s/\mu\text{F}$	U_p/V	U_s/V	
28.8	2.20	106	106	

基于上述仿真参数,搭建 LCL 型双向 IPT 系统的 MATLAB/SIMULINK 仿真模型,仿真过程如下:设置 $\delta = \frac{\pi}{2}$,使能量正向传输,控制导轨电流 I_{po} 的峰值为 35 A,输出功率 P_o 为 700 W,系统处于稳定运行状态。当 $t = 0.02 \text{ s}$ 时,输出功率 P_o 的参考值突变为 400 W,在原副边移相控制作用下,导轨电流峰值 I_{po} 及输出功率 P_o 的动态响应过程,如图 8 所示。

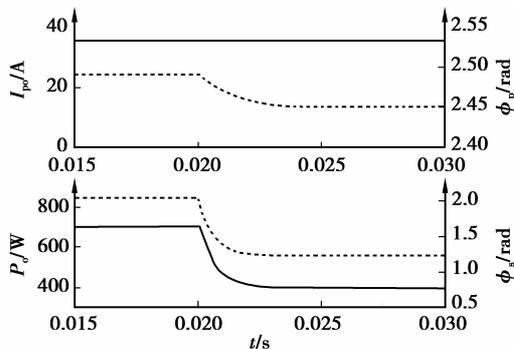
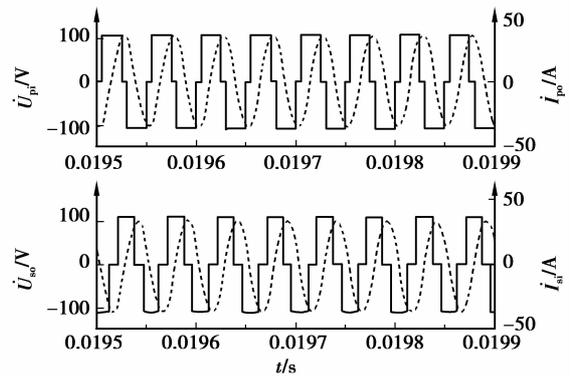


图 8 原副边闭环系统的输出响应曲线

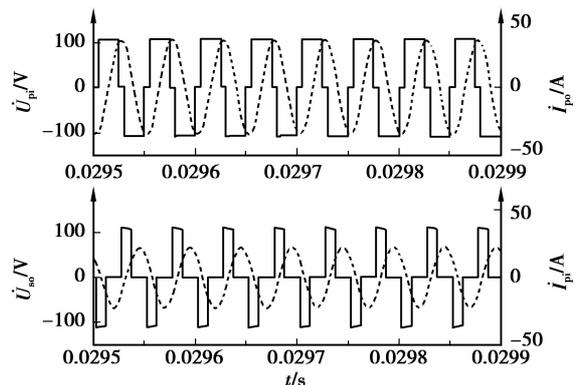
在图 8 中,实线依次代表导轨电流峰值 I_{po} 及输

出功率 P_o ;虚线依次代表原副边逆变网络相移角。从图中可以看出,在 $[0.015, 0.02] \text{ s}$ 区间范围内,系统处于稳定运行状态,当输出功率参考值 $P_{o,ref}$ 突变为 400 W 时,副边的移相控制器迅速作用,通过减小逆变网络的相移角 ϕ_s ,实现拾取侧的输出功率 P_o 。跟随其参考值变化。在整个调节过程中,副边逆变网络的相移角从 2.03 rad 减小到 1.23 rad, P_o 则从上一稳态 700 W 被调节到下一稳态 400 W,调节时间大约为 3 ms,且过程中输出功率 P_o 无超调。由于副边 P_o 的变化会影响到导轨电流 I_{po} ,因此,原边的移相控制器也迅速作用,通过将原边逆变网络的相移角 ϕ_p 从 2.49 rad 微调到 2.45 rad,从而使导轨电流的峰值 I_{po} 仍然为 35 A,整个调节过程大约为 5 ms, ϕ_p 变化较小无超调, I_{po} 则无明显的变化。

当工作频率固定时,LCL 型双向 IPT 系统在不同稳态运行时的电路波形,如图 9 所示。



(a) 稳态 1: $I_{po}=35 \text{ A}$, $P_o=700 \text{ W}$



(b) 稳态 2: $I_{po}=35 \text{ A}$, $P_o=400 \text{ W}$

图 9 电路波形图

图 9 是系统频率为 20 kHz 时的电路波形,包括原边输入电压 \dot{U}_{pi} 和副边输出电压 \dot{U}_{so} (实线所示),及导轨电流 \dot{I}_{po} 和拾取侧输入电流 \dot{I}_{si} (虚线所示)。

在图 9(a) 中,系统运行在稳态 1: $P_o = 700 \text{ W}$,

在移相控制作用下, \dot{U}_{pi} 取值为 $\pm U_p$ 和 0; \dot{U}_{so} 取值为 $\pm U_s$ 和 0; \dot{I}_{po} 和 \dot{I}_{si} 均为低畸变度的高频正弦波, 其中, 导轨电流峰值 I_{po} 为 35 A, 而拾取侧输入电流峰值 I_{si} 为 33 A。

图 9(b) 为系统运行在稳态 2: $P_o = 400$ W 时的电路波形, 导轨电流的峰值 I_{po} 保持为 35 A, 而拾取侧输入电流的峰值 I_{si} 变为 23 A。由于移相占空比的变化, \dot{U}_{pi} 与 \dot{U}_{so} 的波形与图 9(a) 略有不同。

当设置 $\delta = -\frac{\pi}{2}$ 时, 能量即从副边反馈回原边, 传输功率及导轨电流的控制过程与能量正向传输时类似, 不再赘述。

2) 实验结果

按照仿真电路, 搭建双向 LCL 型 IPT 系统的实验装置, 在能量正向传输的情况下, 要求导轨电流 \dot{I}_{po} 恒定的同时, 副边输出功率 P_o 从 35 W 变化到 50 W, 实验结果如图 10、11 所示。

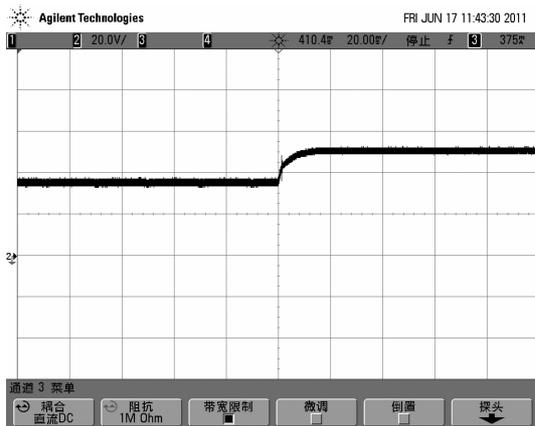


图 10 副边输出功率 P_o 。

(通道 1: 20.0 V/div, 横坐标: 20.00 ms/div)

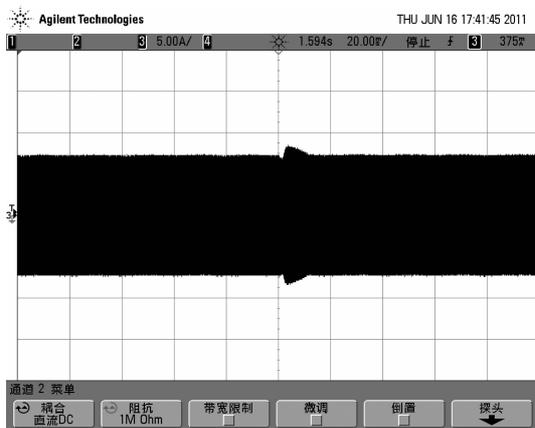
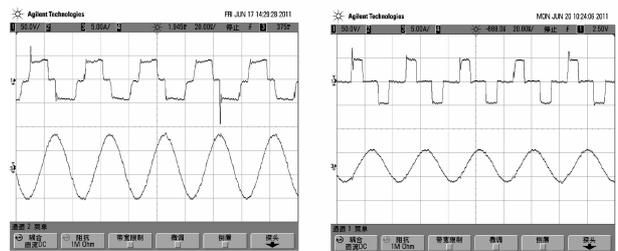


图 11 原边导轨电流 \dot{I}_{po} 。

(通道 1: 5.00 A/div, 横坐标: 20.00 ms/div)

从图 11、12 看出, P_o 的变化过程说明副边控制策略能使系统准确跟踪功率参考值, 而在原边控制策略下, \dot{I}_{po} 在前后 2 个稳态的幅值也基本保持 7 A 不变, 整个调节时间大约为 10 ms。

在不同稳态下, 系统主要的电路波形如图 12、13 所示。

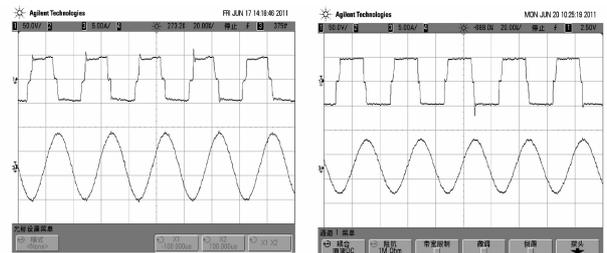


(a) \dot{U}_{pi} 、 \dot{I}_{po}

(b) \dot{U}_{so} 、 \dot{I}_{si}

图 12 稳态 1(通道 1: 50.0 V/div, 通道 3: 5.00 A/div, 横坐标: 20.00 μ s/div)

图 12 是 P_o 为 35 W 时 \dot{U}_{pi} 、 \dot{I}_{po} 、 \dot{U}_{so} 、 \dot{I}_{si} 的稳态波形, 此时原副边逆变网络的相移角分别为 2.89 rad 和 1.43 rad, 拾取侧输入电流峰值 I_{si} 为 3 A。



(a) \dot{U}_{pi} 、 \dot{I}_{po}

(b) \dot{U}_{so} 、 \dot{I}_{si}

图 13 稳态 2(通道 1: 50.0 V/div, 通道 3: 5.00 A/div, 横坐标: 20.00 μ s/div)

图 13 是 P_o 为 50 W 时 \dot{U}_{pi} 、 \dot{I}_{po} 、 \dot{U}_{so} 、 \dot{I}_{si} 的稳态波形, 此时原副边逆变网络的相移角分别为 3.04 rad 和 3.06 rad, 拾取侧输入电流峰值 I_{si} 则为 5 A。

经过仿真和实验分析, LCL 型双向 IPT 系统在移相控制策略下, 不仅导轨电流 \dot{I}_{po} 能保持恒定, 而且输出功率 P_o 也能准确跟随其参考值 $P_{o,ref}$ 的变化。对于充电电池在不同充电模式下的功率要求, 通过对原副边逆变网络进行移相控制, 即可满足不同的充电要求。

5 结论

以一种松耦合的 LCL 型双向 IPT 系统为研究对象, 基于系统变量的交流复数分析, 建立了系统传

输功率的数学模型。研究发现,在整功率因数条件下,传输功率的方向取决于交流输出电压 \dot{U}_{so} 与输入电压 \dot{U}_{pi} 的相角关系;传输功率的大小则与 \dot{U}_{so} 与 \dot{U}_{pi} 的模或原副边可控逆变网络的相移角有关。因此,采用移相控制策略分别为原副边设计控制器,用以调节原边导轨电流 \dot{I}_{po} 及传输功率 P_o 。仿真结果表明,在 LCL 型双向 IPT 系统中,在保持导轨电流 \dot{I}_{po} 恒定的情况下,传输功率的方向和大小都能根据实际需求进行有效控制。

参考文献:

- [1] Li H L, Hu A P, Covic G A. A power flow control method on primary side for a CPT system [C]// Proceedings of 2010 International Power Electronics Conference, June 21-24, 2010, Sapporo, Japan. Piscataway: IEEE Press, 2010: 1050-1055.
- [2] Kissin M L G, Boys J T, Covic G A. Interphase mutual inductance in polyphase inductive power transfer systems [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2393-2400.
- [3] Nagatsuka Y, Ehara N, Kaneko Y, et al. Compact contactless power transfer system for electric vehicles[C]// Proceedings of 2010 International Power Electronics Conference, June 21-24, Sapporo, Japan. Piscataway: IEEE, 2010: 807-813.
- [4] Sergeant P, Bossche A V D. Inductive coupler for contactless power transmission [J]. Electric Power Applications, 2008, 2(1): 1-7.
- [5] Sallan J, Villa J L, Llombart A, et al. Optimal design of ICPT systems applied to electric vehicle battery charge [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2140-2149.
- [6] 苏玉刚,王小飞,唐春森,等. 非接触电能传输系统双模控制式交直交变换器[J]. 重庆大学学报, 2010, 33(8): 12-16.
SU Yugang, WANG Xiaofei, TANG Chunsen, et al. Dual-mode AC-DC-AC converter for contactless power transfer system[J]. Journal of Chongqing University, 2010, 33(8): 12-16.
- [7] 马皓,孙轩. 原副边串联补偿的电压型耦合电能传输系统设计[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(15): 48-52.
MA Hao, SUN Xuan. Design of voltage source inductively coupled power transfer system with series compensation on both sides of transformer [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(15): 48-52.
- [8] Pantic Z, Bai S Z, Lukic S M. Inductively coupled power transfer for continuously powered electric vehicles [C]// Proceedings of the 5th IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference, September 7-11, Dearborn, USA. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1271-1278.
- [9] Tachikawa S, Hirose T, Yanagi H, et al. An analysis of a constant current controlled Bi-directional DC-DC converter with digital control [C]// Proceedings of 31st International Telecommunications Energy Conference, October 18-22, 2009, Incheon, Korea. Piscataway: IEEE Press, 2009: 1-5.
- [10] Chan H L, Cheng K W E, Sutanto D. Bi-directional phase-shifted DC-DC converter [J]. Electronics Letters, 1999, 35(7): 523-524.
- [11] 戴欣,孙跃,苏玉刚,等. 非接触电能双向推送模式研究[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(18): 55-61.
DAI Xin, SUN Yue, SU Yugang, et al. Study on contactless power bi-directional push mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(18): 55-61.
- [12] Hu A P. Selected resonant convertor for IPT power supplies [D]. Auckland: University of Auckland, 2001.
- [13] Boheemen V E L, Boys J T, Covic G A. Near-field coupled antennas for use in inductive power transfer communication systems [C]// Proceedings of the 34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics, November 10-13, 2008, Orlando, FL. Piscataway: IEEE, 2008: 1504-1509.
- [14] 傅文珍,张波,丘东元,等. 自谐振线圈耦合式电能无线传输的最大效率分析与设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(18): 21-26.
FU Wenzhen, ZHANG Bo, QIU Dongyuan, et al. Maximum efficiency analysis and design of self-resonance coupling coils for wireless power transmission system [J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(18): 21-26.
- [15] 周守昌. 电路原理 [M]. 北京: 高等教育出版社, 2009.

(编辑 侯 湘)