

非接触电能传输系统恒流充电控制方法研究

戴欣, 曹伟华, 孙跃

(重庆大学自动化学院 重庆 沙坪坝区 400044)

【摘要】针对非接触电能传输(CPT)系统的输出充电电流控制,提出一种基于 H_∞ 控制的原边主动控制方法。借助于微分动力学模型的频域展开,实现了系统广义状态空间平均模型,构建了系统性能加权函数及控制系统结构,建立了控制器及观测器的Riccati方程,并通过Hermitian矩阵完成了该方程的求解,利用迭代计算方法以获得最优 H_∞ 控制器。该方法可动态调节不同负载条件下原边注入能量,有效提高轻载下系统整体效率。实验结果验证了该方法的有效性。

关键词 充电; 恒流; 非接触; H_∞ 控制; 电能传输

中图分类号 TM133

文献标志码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2013.01.018

Study on Constant Charging Current Charging Control of Contactless Power Transfer Systems

DAI Xin, CAO Wei-hua, and SUN Yue

(Automation College of Chongqing University, Shapingba District Shapingba Chongqing 400044)

Abstract Aimed at the charging control of contactless power transfer (CPT) systems, the paper proposes a primary side control method based on H_∞ control. With the conversion of differential dynamic model in frequency domain, the generalized state space averaging model is set up. The control system structure and performance weighted function are proposed. The Riccati equations for controller and observer are put forward and solved with Hermitian matrix as well. Furthermore, an iterative computing method is designed to acquire optimal H_∞ controller. The control method can regulate the energy injection according to different load condition and improves the system efficiency especially for light load condition. The experimental results verify this method.

Key words charging; constant current; contactless; H_∞ control; power transfer

非接触电能传输技术(CPT)是一种借助于电磁场完成电能传输的新兴技术。由于摆脱了传统电气接触方式,该技术可提供一种更灵活、更安全可靠电能接入方式^[1-2]。因此,近几年来,该技术逐渐成为研究热点,并得到了广泛的应用。如电动车的充供电^[3]、数码设备的充电^[4]等。

随着锂电池充电应用的日趋广泛,工业界对锂电池充电过程的控制提出了更高的要求。对锂电池充电过程中,在保证电池寿命的前提下应尽可能提高电池充电速度。通常需要采用恒流充电方式。然而,实现非接触电能传输系统的恒流输出控制较复杂,这主要是因为系统是一个复杂的电磁综合系统,影响输出电流品质的因素较多,如负载参数变化、原副边的耦合参数扰动等^[5]。同时,由于系统的开关拓扑切换给系统带来了严重的开关非线性^[6-7],谐振环节会导致系统存在高阶特性,这些特性都使系

统建模及控制器设计较为困难。

目前,针对非接触电能传输系统的输出控制主要侧重于恒压控制方法。由于系统动力学模型的复杂性,传统恒压控制方法主要采用简单的副边独立控制,如短路解耦法^[8]、动态调谐法^[9-13]等。这些方法皆采用不依赖系统模型的Bang-Bang控制方法,其控制设计简单且易于实现,但控制精度及对参数变化的鲁棒性能却受到一定的影响,并且无法根据负载情况动态控制原边激励能量输入,导致系统在轻载时效率急剧下降。文献[14-15]提出一种基于原边控制的主动控制方法,该方法根据不同负载情况控制原边能量输入,不但可以简化副边结构,而且可以根据负载需求实现按需供电,但控制器设计同样受到模型复杂性及高阶性的限制。

针对非接触电能传输系统充电过程的控制,本文提出一种基于 H_∞ 范数的恒流输出控制方法。该方

收稿日期: 2011-05-02; 修回日期: 2012-09-17

基金项目: 重庆市国际科技合作项目(CSTC,2011GGHZA40001)

作者简介: 戴欣(1978-),男,博士,主要从事非接触电能传输技术方面的研究。

法是一种原边主动控制方法, 通过将系统模型在频域进行展开及非线性开关函数的傅里叶变换, 得到系统的状态空间平均模型(generalized state space averaging, GSSA)。基于该模型, 系统建立性能加权函数构建系统的被控向量, 又基于线性分式描述的系统模型, 分别建立控制器及观测器的Ricatti方程, 并通过Hermitian矩阵完成该方程的求解。在此基础上, 本文建立了一种迭代方法以获得最优的 H_∞ 控制器, 实现对输出电流的恒流控制。

1 SP型CPT系统工作原理

对于单级谐振型CPT系统, 根据原、副边谐振型的串、并联形式, 通常可分为SS、PP、PS、SP型4种电路拓扑。以下以SP型电路拓扑为例, 其他拓扑与之类似。SP型结构电路拓扑如图1所示。

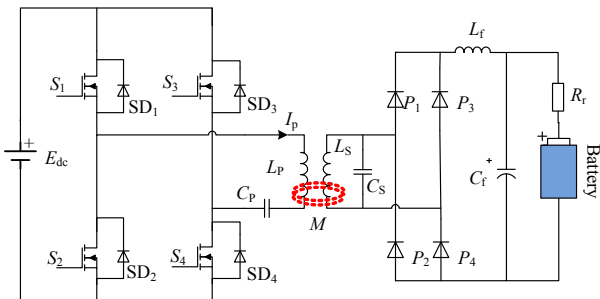


图1 SP型CPT系统电路拓扑

SP型CPT系统可分为原边和副边两部分, 都通过高频磁场进行耦合以完成能量的传输。其中原边部分包括直流输入 E_{dc} , 高频逆变环节($S_1 \sim S_4$)及串联谐振环节(L_p, C_p)。高频逆变将直流输入转换为高频方波电压输出, 而串联谐振环节主要用于将高频方波输入转换为高频正弦谐振电流, 并在激磁线圈(L_p)周围产生高频磁场。而处于邻近空间中的拾取线圈(L_s, L_s)将在高频磁场上产生感应电动势, 并通过副边的并联谐振环节(L_s, C_s)产生谐振以提高功率传输能力。高频整流($P_1 \sim P_4$)及滤波环节(L_f, C_f)主要用于将高频形式的能量转换为直流形式输出给充电电池, 其中 R_f 代表电池内阻。

2 系统GSSA模型建立

在直流电压源 v_{dc} 激励下, 原边的全桥逆变电路通过在一个开关周期内交替导通或关断开关管对(S_1, S_4)和(S_2, S_3), 使得高频谐振网络工作在正向能量注入和反向能量注入两种模式下, 以获得高功率密度的能量发射磁场。因此, CPT无线充电系统的时域微分方程可描述为:

$$\begin{cases} L_p i_{L_p}'(t) + R_{L_p} i_{L_p}(t) + v_{C_p}(t) - M i_{L_s}'(t) = S_p(t) v_{dc} \\ L_s i_{L_s}'(t) + R_{L_s} i_{L_s}(t) + v_{C_s} = M i_{L_p}'(t) \\ C_p v_{C_p}'(t) = i_{L_p}(t) \\ C_s v_{C_s}'(t) + S_s(t) i_{L_f}(t) = i_{L_s}(t) \\ L_f i_{L_f}'(t) + R_{L_f} i_{L_f} + v_{C_f} = S_s(t) v_{C_s}(t) \\ C_f v_{C_f}'(t) + \frac{v_{C_f}(t) - v_b}{R_m + R_f} = i_{L_f}(t) \end{cases} \quad (1)$$

式中, R_{L_p} 、 R_{L_s} 、 R_{L_f} 分别表示电感 L_p 、 L_s 、 L_f 的内阻; R_m 是一个与电池串联的测量电阻, 用于测量充电电流的大小; $S_p(t)$ 、 $S_s(t)$ 分别代表原边逆变环节及副边整流环节的开关非线性函数, 可定义为二值逻辑形式:

$$S_p(t) = \begin{cases} 1 & mT < t \leq (2m+1)T/2, m \in Z \\ -1 & (2m+1)T/2 < t \leq (m+1)T, m \in Z \end{cases} \quad (2)$$

$$S_s(t) = \begin{cases} 1 & \left(m + \frac{\varphi}{2\pi}\right)T < t \leq \left(m + \frac{\varphi}{2\pi} + \frac{1}{2}\right)T \\ -1 & \left(m + \frac{\varphi}{2\pi} + \frac{1}{2}\right)T < t \leq \left(m + \frac{\varphi}{2\pi} + 1\right)T \end{cases} \quad (3)$$

式中, φ 为原、副边开关非线性函数的相相差, 函数逻辑值为1时代表开关管导通, 为-1时则代表对应的开关管关断。

对式(1)中的电路变量按傅里叶级数展开, 其中直流变量的奇次谐波分量和交流变量的偶次谐波分量都近似为零。当系统工作在固有谐振频率点附近时, 交流变量具有准正弦波振荡特性, 采用一次谐波分量即可较好的近似, 而对于经过滤波后的直流变量, 由于纹波较小, 采用零次谐波分量也可以较好的近似。因此, 各电路变量的傅里叶展开形式可近似表示为:

$$\begin{cases} i_{L_p}(t) = \langle i_{L_p} \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle i_{L_p} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \\ v_{C_p}(t) = \langle v_{C_p} \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle v_{C_p} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \\ i_{L_s}(t) = \langle i_{L_s} \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle i_{L_s} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \\ v_{C_s}(t) = \langle v_{C_s} \rangle_1 e^{j\omega t} + \langle v_{C_s} \rangle_{-1} e^{-j\omega t} \\ i_{L_f}(t) = \langle i_{L_f} \rangle_0, v_{C_f}(t) = \langle v_{C_f} \rangle_0 \end{cases} \quad (4)$$

由于交流变量经傅里叶级数展开后, 其奇次谐波分量共轭对称:

$$\langle \bullet \rangle_k = \langle \bullet \rangle_{-k}^* = \text{Re} \langle \bullet \rangle_k + j \text{Im} \langle \bullet \rangle_k \quad (5)$$

因此, 求解频域上的实虚部变量 $\text{Re} \langle \bullet \rangle_k$ 和

$\text{Im}\langle \cdot \rangle_k$, 就可得到共轭对称的谐波分量 $\langle \cdot \rangle_k$ 和 $\langle \cdot \rangle_{-k}$, 进而根据式(4)还原对应的时域交流变量。

根据傅里叶系数的微分特性, 式(1)可转化为以各阶谐波分量为系统变量的频域微分方程形式:

$$\begin{cases} \langle i_{Lp} \rangle_1' = \psi^{-1} (L_s R_{Lp} \langle i_{Lp} \rangle_1 + L_s \langle v_{Cp} \rangle_1 + M R_{Ls} \langle i_{Ls} \rangle_1 + \\ M \langle v_{Cs} \rangle_1) - \psi^{-1} v_{dc} L_s \langle S_p \rangle_1 - jk\omega \langle i_{Lp} \rangle_1 \\ \langle v_{Cp} \rangle_1' = C_p^{-1} \langle i_{Lp} \rangle_1 - jk\omega \langle v_{Cp} \rangle_1 \\ \langle i_{Ls} \rangle_1' = \psi^{-1} (M R_{Lp} \langle i_{Lp} \rangle_1 + M \langle v_{Cp} \rangle_1 + L_p R_{Ls} \langle i_{Ls} \rangle_1 + \\ L_p \langle v_{Cs} \rangle_1) - \psi^{-1} v_{in} M \langle S_p \rangle_1 - jk\omega \langle i_{Ls} \rangle_1 \\ \langle v_{Cs} \rangle_1' = C_s^{-1} (\langle i_{Ls} \rangle_1 - \langle S_s i_{Lr} \rangle_1) - jk\omega \langle v_{Cs} \rangle_1 \\ \langle i_{Lr} \rangle_0' = -L_r^{-1} (\langle v_{Cr} \rangle_0 + R_{Lr} \langle i_{Lr} \rangle_0 - \langle S_s v_{Cs} \rangle_0) - jk\omega \langle i_{Lr} \rangle_0 \\ \langle v_{Cr} \rangle_0' = C_r^{-1} R_m^{-1} (v_b - \langle v_{Cr} \rangle_0 + R_m \langle i_{Lr} \rangle_0) - jk\omega \langle v_{Cr} \rangle_0 \end{cases}$$

式中,

$$\psi = M^2 - L_p L_s \quad (6)$$

根据傅里叶系数的卷积特性, 可将式(6)中的非线性项进行近似线性化处理:

$$\langle S_s i_{Lr} \rangle_1 = \sum_{i=-2,-1,0,1,2} \langle S_s \rangle_{1-i} \langle i_{Lr} \rangle_i = \langle S_s \rangle_1 \langle i_{Lr} \rangle_0 \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \langle S_s v_{Cs} \rangle_0 &= \sum_{i=-2,-1,0,1,2} \langle S_s \rangle_{0-i} \langle v_{Cs} \rangle_i = \\ &\langle S_s \rangle_1 \langle v_{Cs} \rangle_{-1} + \langle S_s \rangle_{-1} \langle v_{Cs} \rangle_1 \end{aligned} \quad (8)$$

将式(7)、式(8)代入式(6), 以实现系统变量和开关非线性函数的解耦, 获得一个近似线性化系统。再将式(5)中各阶傅里叶系数的实虚部展开, 并依次定义为GSSA模型的状态变量:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = & \left[\text{Re}\langle i_{Lp} \rangle_1, \text{Im}\langle i_{Lp} \rangle_1, \text{Re}\langle v_{Cp} \rangle_1, \text{Im}\langle v_{Cp} \rangle_1, \right. \\ & \left. \text{Re}\langle i_{Ls} \rangle_1, \text{Im}\langle i_{Ls} \rangle_1, \text{Re}\langle v_{Cs} \rangle_1, \text{Im}\langle v_{Cs} \rangle_1, \right. \\ & \left. \langle i_{Lr} \rangle_0, \langle v_{Cr} \rangle_0 \right]^T \end{aligned} \quad (9)$$

这样, CPT无线充电系统的微分方程描述就可以转换为一个以各阶傅里叶系数的实虚部作为变量的状态空间描述:

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 v_b(t) + \mathbf{B}_2 v_{in}(t) \quad (10)$$

选择副边电池负载的充电电流作为系统的输出变量, 则有输出方程:

$$y(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_1 v_b(t) + \mathbf{D}_2 v_{in}(t) \quad (11)$$

3 H_∞ 控制器设计

为实现原边主动控制, 系统控制原理采取根据副边输出充电电流幅值, 通过控制器计算出所需的

原边直流输入电压, 实现对输出充电电流的控制。对于CPT充电系统而言, 为保证恒流充电模式下充电电流具有较小的变化、有界的充电电压及直流输入电压, 模型中选择充电电流 i_o 、充电电压 v_o 及输入电压 v_{in} 作为系统的被调输出, 并依次附加性能加权函数 W_o 、 W_d 、 W_u , 组成系统的被控向量 $\mathbf{z} = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ 。在充电过程中, 由于电池电压的变化会影响其充电电流, 因此, 把电池电压当作系统的扰动输入, 如图2所示。

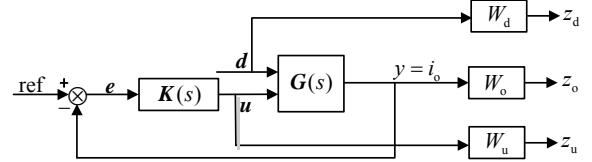


图2 闭环控制系统框图

其中, 性能加权函数 W_o 和 W_u 分别反映被控系统高频未建模部分和中低频参数不确定性的范数有界性, 性能加权函数 W_d 则表示恒流干扰的频谱特性。

在加权函数下系统增广对象模型可以表示成状态空间方程形式:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \mathbf{d}(t) + \mathbf{B}_2 \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{z}(t) = \mathbf{C}_1 \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_1 \mathbf{d}(t) + \mathbf{D}_2 \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{e}(t) = \mathbf{C}_2 \mathbf{x}(t) + \mathbf{D}_2 \mathbf{d}(t) + \mathbf{D}_2 \mathbf{u}(t) \end{cases} \quad (12)$$

具有这种线性分式形式被控对象的 H_∞ 综合问题, 就是寻找一个稳定的输出反馈控制器 $\mathbf{u}(s) = \mathbf{K}(s)\mathbf{e}(s)$, 使得闭环系统满足以下性质:

1) 闭环系统总是内部稳定的, 即闭环系统状态矩阵的所有特征值均具有负实部; 2) 从扰动输入 \mathbf{d} 到被调输出 \mathbf{z} 的闭环传递函数 $T_{dz}(s)$ 的 H_∞ 范数总是被限制在一个给定的小整数 γ , 即:

$$\|T_{dz}(s)\|_\infty < \gamma \quad (13)$$

设输出反馈 H_∞ 控制器具有状态空间实现:

$$\begin{aligned} \dot{\hat{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}_k \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B}_k \mathbf{e}(t) \\ \mathbf{u}(t) &= \mathbf{C}_k \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{D}_k \mathbf{e}(t) \end{aligned} \quad (14)$$

式中, $\hat{\mathbf{x}} \in \mathbf{R}^n$ 是控制器的状态; \mathbf{A}_k 、 \mathbf{B}_k 、 \mathbf{C}_k 、 \mathbf{D}_k 是待确定的控制器参数矩阵。

形如式(13)的 H_∞ 综合控制问题可通过求解以下控制器与观测器的Riccati方程来解决。

控制器Riccati方程为:

$$\mathbf{A}^T \mathbf{X} + \mathbf{X} \mathbf{A} + \mathbf{X} (\gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T - \mathbf{B}_2 \mathbf{B}_2^T) \mathbf{X} + \mathbf{C}_1 \mathbf{C}_1^T = 0 \quad (15)$$

而观测器Riccati方程为:

$$\mathbf{A} \mathbf{Y} + \mathbf{Y} \mathbf{A}^T + \mathbf{Y} (\gamma^{-2} \mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2^T \mathbf{C}_2) \mathbf{Y} + \mathbf{B}_1^T \mathbf{B}_1 = 0 \quad (16)$$

控制器Riccati方程和观测器Riccati方程分别对应着唯一的Hermitian矩阵 \mathbf{H} 和 \mathbf{J} , 定义为:

$$\begin{cases} \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{A} & 0 \\ -\mathbf{C}_1^T \mathbf{C}_1 & -\mathbf{A}^T \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{B} \\ -\mathbf{C}_1^T \mathbf{D}_{1*} \end{bmatrix} \mathbf{R}_n^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{1*}^T \mathbf{C}_1 \mathbf{B}^T \\ \mathbf{D}_{1*}^T \mathbf{C}_1 \mathbf{B}^T \end{bmatrix} \\ \mathbf{J} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}^T & 0 \\ -\mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T & -\mathbf{A} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \mathbf{C}^T \\ -\mathbf{B}_1 \mathbf{D}_{1*}^T \end{bmatrix} \bar{\mathbf{R}}_n^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{D}_{*1} \mathbf{B}_1^T \mathbf{C} \\ \mathbf{D}_{*1} \mathbf{B}_1^T \mathbf{C} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (17)$$

式中, $\bar{\mathbf{R}}_n = \mathbf{D}_{*1} \mathbf{D}_{*1}^T - \begin{bmatrix} \gamma^2 \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$; $\mathbf{D}_{1*} = [\mathbf{D}_{11} \quad \mathbf{D}_{12}]$;

$\mathbf{D}_{*1} = [\mathbf{D}_{11} \quad \mathbf{D}_{21}]^T$; $\mathbf{R}_n = \mathbf{D}_{1*}^T \mathbf{D}_{1*} - \begin{bmatrix} \gamma^2 \mathbf{I} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$.

依据上述Hermitian矩阵的特征值分解, 即可得出对应Riccati方程的解 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} .

为获得最优的 H_∞ 综合控制器, 首先给定 γ 值的上下界及一个最小偏差 δ , 并采用 γ 平分算法, 反复迭代求解 \mathbf{X} 和 \mathbf{Y} , 直到 γ 的上一次值与最后一次值的偏差小于 δ . 但是对于每一次迭代的 γ 值, 在求解Riccati方程的过程中, 都必须检测下述的条件, 以保证 H_∞ 控制器的存在.

- 1) 哈密顿矩阵 \mathbf{H} 和 \mathbf{J} 没有位于虚轴的特征值;
- 2) 控制器 Riccati 方程的解 \mathbf{X} 和观测器 Riccati 方程的解 \mathbf{Y} 均为半正定矩阵;
- 3) $\rho(\mathbf{X}\mathbf{Y}) < \gamma^2$, 即两个 Riccati 方程解的积矩阵的谱半径小于 γ^2 .

基于Riccati方程的解, H_∞ 控制器传函阵为:

$$\mathbf{K}(s) = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_f & -\mathbf{Z}\mathbf{L} \\ \mathbf{F} & 0 \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中, $\mathbf{A}_f = \mathbf{A} + \gamma^{-2} \mathbf{B}_1 \mathbf{B}_1^T \mathbf{X} + \mathbf{B}_2 \mathbf{F} + \mathbf{Z}\mathbf{L}\mathbf{C}_2$; $\mathbf{F} = -\mathbf{B}_2^T \mathbf{X}$; $\mathbf{L} = -\mathbf{Y}\mathbf{C}_2^T$; $\mathbf{Z} = (\mathbf{I} - \gamma^{-2} \mathbf{Y}\mathbf{X})^{-1}$.

在求解 H_∞ 综合控制器时, 设 γ 的边界条件为 $0 < \gamma \leq 1$, 最小偏差为0.001, γ 迭代过程从 $\gamma=1$ 开始, 全部的11次迭代过程参数均符合 H_∞ 控制器的存在条件. 第11次和第10次迭代时的 γ 值达到了预设的最小偏差, 此时, γ 最优值为 $\gamma_{\text{opt}}=0.088$.

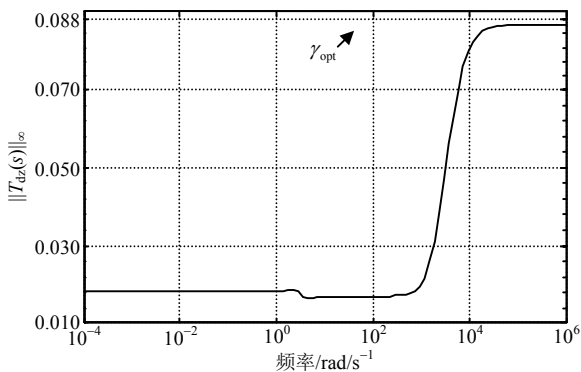


图3 频率响应曲线

基于 γ 迭代方法求解出的 H_∞ 综合控制器, 闭环传递函数 $\|T_{dz}(s)\|_\infty$ 的频率响应曲线如图3所示. 从图中可以看出, 在频域范围 $[10^{-4}, 10^6]$ 内, 闭环传递函数 $\|T_{dz}(s)\|_\infty$ 范数满足鲁棒性能设计指标:

$$\|T_{dz}(s)\|_\infty < \gamma_{\text{opt}} \quad (19)$$

4 实验研究

为验证本文设计的 H_∞ 鲁棒控制方法的有效性, 搭建了相应的SP型CPT实验系统. 实验系统结构如图4所示.

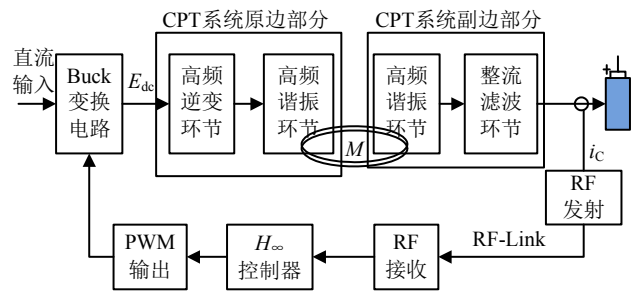


图4 实验系统结构图

实验系统结构与图1所示的CPT系统结构相同, 只是在其原边输入端加入一个Buck变换电路以调节CPT系统的直流输入, 从而主动控制副边充电电流恒定. 充电对象采用锂电池作为充电对象. 副边通过检测充电电流, 再通过射频模块将电流信息发射至原边, 而原边接收后经过 H_∞ 控制器后产生控制量, 经PWM模块后转换成PWM驱动波形驱动Buck模块产生调节作用. 实验系统所采用的参数如表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 | 32 | 谐振电感 $L_s/\mu\text{H}$ | 60 |
| 谐振电感 $L_p/\mu\text{H}$ | 154 | 谐振电容 $C_s/\mu\text{F}$ | 0.47 |
| 谐振电容 $C_p/\mu\text{F}$ | 0.22 | 滤波电感 $L_r/m\text{H}$ | 3 |
| 谐振频率 f/kHz | 30 | 滤波电容 $C_f/\mu\text{F}$ | 220 |

为便于DSP程序实现, 控制律可通过离散差分方程来表示:

$$y_k = \sum_{i=1}^n a_i y_{k-i} + \sum_{j=0}^m b_j u_{k-j} \quad (20)$$

为验证系统在负载扰动条件下的控制性能, 设定控制目标为恒定充电电流为4 A. 分别测试了充电过程中突加和突减负载的控制效果. 在充电过程中, 被充电电池突然并入和卸去一个4 Ω 的阻性负载, 分别对应图5中负载跳变1和2, 控制器对输出充电电流

的控制效果, 如图5所示。

从图中可以看出, 在负载跳变点1, 即突然并入阻性负载时刻, 输出充电电流出现1 A的超调, 但在控制作用下, 经过15 ms的调节过程即进入系统稳态。稳定后充电电流幅值为4 A。在负载跳变点2, 即突然移除并入的阻性负载时刻, 输出充电电流同样出现1 A的超调。但在控制作用下, 经过12 ms的调节过程进入系统稳态, 稳定后充电电流幅值仍保持为4 A。从而验证了在负载振动条件下系统的控制效果。图中下方为原边谐振电流 i_{LP} 的波形, 可以看出在控制作用下, 原边谐振电流根据负载情况进行相应的调整以适应负载变化。

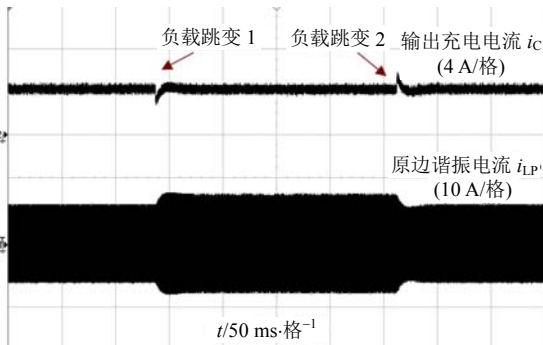


图5 负载跳变实验波形

为验证系统对于控制目标变化的跟踪效果, 进行了给定跳变的实验测试。在实验中, 设定控制目标分别产生两次跳变, 一次是从4 A至1 A, 另一次为4 A至1 A, 分别观察输出充电电流的跟踪效果。所测得的实验波形如图6所示。

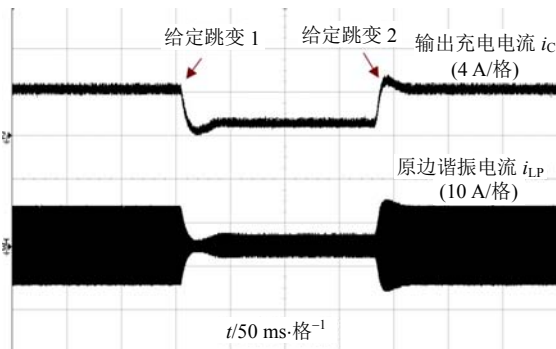


图6 给定跳变实验波形

从图中可以看出, 在给定跳变点1, 即控制目标由4 A跳至1 A时, 输出充电电流经历了一个25 ms的调节过程后进入稳态, 并产生了1 A的超调, 此时原边谐振电流也相应减小以适应控制目标变化。而在给定跳变点2, 即控制目标由1 A跳至4 A时, 输出充电电流也经历了一个20 ms的调节过程进入稳态, 并产生1 A的超调。

为验证输出充电电流对于给定线性变化的跟踪

效果, 设定控制目标从1 A至4 A线性变化, 验证输出充电电流的跟踪效果。所测得的实验结果如图7所示。

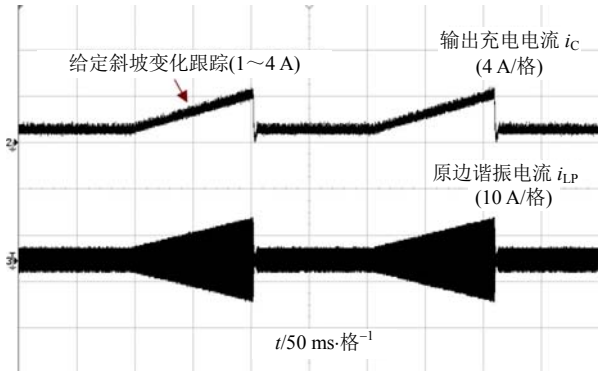


图7 给定斜坡跟踪实验波形

可以看出, 在控制目标给定线性变化过程中, 输出充电电流始终保持较好的跟踪控制效果, 原边谐振电流峰值也从5 A相应变化至13 A以满足控制的需求。从以上分析可以看出, 在控制作用下, 系统输出电流达到较好的稳恒性及鲁棒性。

5 结论

围绕非接触电能传输系统的输出恒流充电控制问题, 本文提出了一种基于原边主动控制的解决方法。该方法可根据不同的负载条件, 动态调节原边直流输入电压, 对原边谐振电流产生调节作用以控制能量传输磁场幅值, 最终实现对输出充电电流产生控制以保证其稳恒性。该方法对其他类型电力电子系统也具有一定参考价值。

参考文献

- [1] WU Y Z, HU A P, BUDGETT D, et al. Harmonic analysis of voltage-fed full-bridge converter for TET application [C]//5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Taichung, Taiwan, China: IEEE, 2010: 1040-1045.
- [2] ZAHEER M, PATEL N, HU A P. Parallel tuned contactless power pickup using saturable core reactor[C]//IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. Kandy, Sri Lanka: IEEE, 2010.
- [3] WU H H, GILCHRIST A, SEARLY K, et al. A review on inductive charging for electric vehicles[C]//Electric Machines & Drives Conference. Niagara Falls, Canada: [s.n.], 2011: 43-47.
- [4] JANG Y T, JOVANOVIC M M. A contactless electrical energy transmission system for portable-telephone battery chargers[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(3): 520-527.
- [5] 戴欣, 孙跃. 感应电能传输系统能量注入控制方法研究 [J]. 电子科技大学学报, 2011, 40(1): 69-72.
DAI Xin, SUN Yue. Study on energy injection control

- method for inductive power transfer system[J]. Journal of University of Electronics and Technology of China, 2011, 40(1): 69-72.
- [6] DAI X, HUANG X Y. Study on dynamic accurate modelling and nonlinear phenomena of a push-pull soft switched converter[C]//1st IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Singapore: IEEE, 2006.
- [7] HU A P. Selected resonant converters for IPT power supplies[D]. Auckland: The University of Auckland, 2000.
- [8] BOYS J T, COVIC G A, GREEN A W. Stability and control of inductively coupled power transfer systems[J]. IEE Proceedings: Electric Power Applications, 2000, 147(1): 37-43.
- [9] COVIC G A, BOOYS J T, TAM A M, et al. Self tuning pick-ups for inductive power transfer[C]//PESC 39th IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 3489-3494.
- [10] HSU J W, HU A P. Determining the variable inductance range for an LCL wireless power pick-up[C]//IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits. Tainan, Taiwan, China: IEEE, 2007: 489-492.
- [11] SI P, HU A P, MALPAS S, et al. A frequency control method for regulating wireless power to implantable devices[J]. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 2008, 2(1): 22-29.
- [12] KUMAR A, HU A P. Linearly tuned wireless power pick-up[C]//IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. Kandy, Sri Lanka: IEEE, 2010.
- [13] ZAHEER M, PATEL N, HU A P. Parallel tuned contactless power pickup using saturable core reactor[C]// IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies. Kandy, Sri Lanka: IEEE, 2010.
- [14] LI H L, HU A P, COVIC G A, et al. A new primary power regulation method for contactless power transfer[C]//IEEE International Conference on Industrial Technology. Churchill, VIC, Australia: IEEE, 2009.
- [15] LI H L, HU A P, COVIC G A. A power flow control method on primary side for a CPT system[C]//International Power Electronics Conference-ECCE Asia. Sapporo, Japan: [s.n.], 2010: 1050-1055.

编辑 漆蓉

(上接第43页)

- [7] NIEMINEN T A. T-matrix method for modeling optics tweezers[J]. Journal of Modern Optics, 2011, 58(5): 528-544.
- [8] MATUS V V. T-matrix method formulation applied to the study of flexural waves scattering from a through obstacle in a plate[J]. Journal of Sound and Vibration, 2010, 329(14): 2843-2850.
- [9] WATERMAN P C. Symmetry, unitary, and geometry in electromagnetic scattering[J]. Phys Review D, 1971, 3(4): 825-839.
- [10] LEI B. On the far field in the Lorenz-Mie theory and T-matrix formulation[J]. Journal of Quantitative Spectroscopy and Radiative Transfer, 2010, 111(3): 515-518.
- [11] 朱峰. T-matrix方法到经典解析解的过渡实现[J]. 电子科技大学学报, 1998, 27(4): 394-396.
ZHU Feng. Transition from T-matrix method to classical solution[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 1998, 27(4): 394-396.
- [12] 朱峰. T矩阵方法的解析解实现[J]. 电子科技大学学报, 2001, 30(5): 494-496.
ZHU Feng. Transition from T-matrix method to canonical solution[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2001, 30(5): 494-496.
- [13] 朱峰. 用于电磁散射的T矩阵方法及其相关的减元理论[D]. 成都: 西南交通大学, 1997.
ZHU Feng. The T-matrix method and related reducing theory for scattering problem[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 1997.
- [14] WRIEDT T. Using the T-matrix method for light scattering computations by non-axisymmetric particles: superellipsoids and realistically shaped particles[J]. Part Part Syst Charact, 2002, 28(1): 256-268.
- [15] ISHIMARU A. Electromagnetic wave propagation, radiation and scattering[M]. Englewood Cliffs, New Jersey: Prentice-Hall, Inc, 1991.
- [16] 何国瑜, 卢才成, 洪家才, 等. 电磁散射的计算和测量[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2006.
HE Guo-yu, LU Cheng-cai, HONG Jia-cai, et al. Calculation and measurement of electromagnetic scattering [M]. Beijing: Beihang University Press, 2006.

编辑 税红