

基于混杂自动机的双向ICPT系统建模及控制

李欣¹, 徐积强²

(1. 兰州交通大学 新能源与动力工程学院, 甘肃 兰州 730070;

2. 兰州交通大学 自动化与电气工程学院, 甘肃 兰州 730070)

摘要:针对双向感应耦合电能传输(ICPT)系统的混杂特性及移相控制方法下系统启动、不同功率传输模式切换时电流波动大的问题,分析了双LCC型补偿拓扑双向ICPT系统的拓扑特性,给出了双向ICPT系统变换器运行的各工作模态。基于混杂自动机理论建立了双向ICPT系统的混杂自动机模型,推导了系统在不同工作模态下的状态空间方程,并根据系统连续状态量与各工作模态间的关系,确定了系统不同工作模态发生切换的边界条件。在此基础上,将双向ICPT系统的控制问题转化为系统离散状态模式边界条件的选择问题,设计了系统混杂控制策略。最后基于MATLAB/Simulink搭建系统仿真模型,验证了模型的正确性和所提控制方法的可行性。与传统移相控制策略进行对比,所提方法有效改善了系统启动及不同功率传输模式切换时的电流波动现象,有利于双向ICPT系统的稳定运行。

关键词:双向感应耦合电能传输系统;LCC型补偿;混杂系统;混杂自动机;建模与控制

中图分类号:TM 92

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202201011

0 引言

感应耦合电能传输 ICPT(Inductively Coupled Power Transfer)技术因其安全、可靠、灵活等优点被广泛应用于消费电子设备^[1]、轨道交通^[2]、电动汽车^[3]等领域。随着 ICPT 技术的发展,ICPT 系统的功率传输方向不再局限于传统的“源”→“荷”,对“荷”→“源”的功率传输也提出了要求。在轨道交通非接触供电系统再生制动能量回收利用和电动汽车无线充电领域,双向 ICPT 技术显得尤为重要。其中电动汽车入网不仅有利于电网“削峰填谷”,改善电能质量,还有利于能量的灵活流动,促进能源高效利用。

双向 ICPT 系统一次侧与二次侧的能量交互是通过松耦合的互感线圈实现的,存在较大的漏感,因此必须设计相应的补偿网络以减小系统无功^[4]。SS 型补偿拓扑结构简单且谐振频率与耦合系数和负载无关,但是输出功率随着耦合系数的减小而增大。相比于 SS 型补偿拓扑,双 LCL 型补偿拓扑感应线圈恒流的特点更适用于多负载无线电能传输系统^[5],但是其外加电感值大,增加了系统体积和成本。对双 LCL 型补偿拓扑中的耦合线圈串联补偿电容,将双 LCL 型补偿拓扑演变为双 LCC 型补偿拓扑。双

LCC 型补偿拓扑不仅保留了双 LCL 型补偿拓扑的优点,同时解决了双 LCL 型补偿拓扑传输功率低和直流磁化的问题^[6]。双 LCC 型补偿拓扑一、二次侧结构对称,参数设计灵活,同时不受负载阻抗影响,可实现系统恒流源输出^[7],有利于双向 ICPT 系统实现能量的双向传输。

ICPT 系统模型可分为稳态模型和动态模型。前者基于互感理论^[8]和耦合模理论^[9]对系统参数设计及功率传输特性分析,模型简单、直观且利于分析。动态模型建模方法主要利用状态空间平均法^[10]、广义状态空间平均法^[11]、扩展函数描述法^[12]等将不连续、时变模型转化为线性、时不变模型,再对其进行线性化处理,动态模型的建立有利于系统暂态分析及控制。目前双向 ICPT 系统建模沿用单向 ICPT 系统的建模方法。双向 ICPT 系统的工作模态随着开关器件状态的变化而改变,将系统的连续状态量的约束看作连续的子系统,系统的不同工作模式和模态看作离散的子系统,连续子系统与离散子系统相互耦合是典型的混杂系统。基于混杂系统理论的系统模型同时包含系统连续时间变量和离散状态量,且不需要对系统模型近似处理,相对传统建模方法能够更精确描述双向 ICPT 系统。基于混杂系统理论的系统建模方法主要有混杂自动机模型、混杂 Petri 网模型以及混合逻辑动态(MLD)模型等。目前基于混杂系统理论的建模方法在电力电子领域的应用主要集中于对开关变换器的研究。文献[13]针对 Buck 变换器提出了一种基于模式选择的混合逻辑动态模型和控制方法,使变换器可以同时工作在电流连续模式(CCM)和断续导电模式(DCM)这 2 种工作模式下。文献[14]运用混杂系统理论建立了

收稿日期:2021-04-13;修回日期:2021-11-16

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51767015);兰州交通大学“天佑创新团队”支持计划资助项目(TY202009);兰州交通大学-天津大学联合创新基金资助项目(2019051)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51767015),“Tianyou Innovation Team” Program of Lanzhou Jiaotong University(TY202009) and the Joint Innovation Fund of Lanzhou Jiaotong University and Tianjin University(2019051)

4阶零电压准谐振变换器在CCM下的混杂自动机模型,并提出了一种基于比例积分(PI)调节器的有限状态机(PSM)控制策略;文献[15]对单向多负载ICPT系统建立了混杂自动机模型并对系统不同工作模式进行了稳定性分析。综上,传统建模方法在对双向ICPT系统建模过程中或采用平均模型忽略了系统的高频特性,或经线性化处理忽略了系统的非线性部分,不能得到系统的精确模型。因此,基于混杂系统理论对双向ICPT系统建模显得尤为必要。

目前对双向ICPT系统的功率控制主要基于脉冲宽度调制(PWM)、移相(PS)、脉冲频率调制(PFM)。目前该领域的理论研究多以移相为主,但是移相控制会造成开关器件硬开关、直流电压纹波大、启动与功率传输模式切换时电流波动大等问题^[16]。文献[17]建立了双向ICPT系统的功率数学模型,并提出一种相角控制算法,实现了对系统功率方向和大小的调节。文献[18]分析了双向ICPT系统3个控制自由度对系统变换器开关器件运行状态和传输效率的影响,并提出了一种可实现双向ICPT系统效率优化的多自由度协调组合控制策略。文献[19]基于扰动观测法提出一种新型控制策略,在不外加电路的条件下,实现了系统不同工况下的相位同步和最大效率点跟踪。综上,目前实现对双向ICPT系统功率控制主要以移相控制为主,而现有移相控制研究主要集中在对开关器件软开关设计和系统效率优化等方面,对系统启动和功率传输模式切换造成的电流波动问题研究较少。

本文基于稳态模型分析了双LCC型补偿拓扑双向ICPT系统的谐振拓扑特性,给出了双向ICPT系统变换器运行过程中各开关器件不同工作状态所对应的工作模式。基于混杂理论建立了双向ICPT系统的混杂自动机模型,根据系统连续状态量与各工作模式之间的关系,确定了系统离散状态模式切换的边界条件,并设计了混杂控制策略。最后通过MATLAB/Simulink仿真验证了该模型的可行性。

1 双LCC型补偿拓扑双向ICPT系统的特性及运行状态分析

1.1 双LCC型补偿拓扑双向ICPT系统拓扑特性分析

双LCC型补偿拓扑的双向ICPT系统结构如图1所示。图中: V_1 、 V_2 分别为一、二次侧直流电压源; S_1 — S_4 组成一次侧H桥; S_5 — S_8 组成二次侧H桥; D_1 — D_8 分别为 S_1 — S_8 的反并联二极管; u_1 、 u_2 分别为一、二次侧H桥输出电压; i_{L11} 、 i_{L12} 分别为一、二次侧谐振回路中电流; L_{11} 、 L_{12} 分别为一、二次侧补偿网络的补偿电感; C_1 、 C_2 和 C_{11} 、 C_{12} 分别为一、二次侧补偿网络的串联和并联补偿电容; L_1 、 L_2 分别为一、二次侧线圈自感; M 为一、二次侧线圈间互感; R_1 、 R_2 分别为

一、二次侧补偿网络的等效电阻。

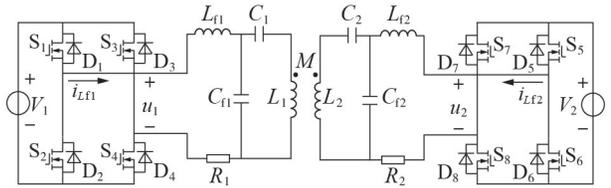


图1 双LCC型补偿拓扑的双向ICPT系统结构

Fig.1 Structure of bidirectional ICPT system with dual LCC-typed compensation topology

为简化分析过程,忽略补偿网络电压、电流的高次谐波分量以及网络中各元件的寄生电阻和开关损耗,可得图2所示双向ICPT系统的简化电路模型。图中: U_1 、 U_2 和 I_{L11} 、 I_{L12} 分别为一、二次侧H桥输出电压基波分量和输出电流的有效值; I_1 、 I_2 分别为一、二次侧线圈电流的有效值; U_{ps} 、 U_{sp} 分别为一、二次侧线圈中的感应电压。

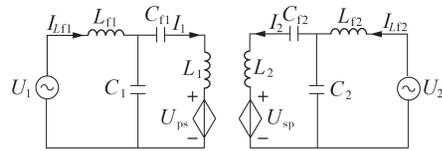


图2 双向ICPT系统的简化基波近似法模型

Fig.2 Simplified fundamental harmonic approximation model of bidirectional ICPT system

利用基波近似FHA(Fundamental Harmonic Approximation)法和基尔霍夫电压定律得到双向ICPT系统的有功功率和无功功率^[20]为:

$$\begin{cases} P = \operatorname{Re}\{-U_2 I_{L12}^*\} = \frac{\alpha k}{X} U_1 U_2 \sin \delta \\ Q = \operatorname{Im}\{-U_2 I_{L12}^*\} = -j \frac{\alpha k}{X} U_1 U_2 \cos \delta \end{cases} \quad (1)$$

$$\alpha = \frac{L_1}{L_{11}} = \frac{L_2}{L_{12}} \quad (2)$$

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \quad (3)$$

$$X = \omega L_{11} = \frac{1}{\omega C_1} = \omega L_{12} = \frac{1}{\omega C_2} \quad (4)$$

式中: ω 为系统工作角频率; δ 为一、二次侧H桥控制信号间的外移相角; U_2 为二次侧H桥输出电压的基波相量; I_{L12}^* 为二次侧H桥输出电流的基波相量的共轭值。

利用傅里叶级数展开,得到一、二次侧H桥输出电压基波分量的有效值为:

$$\begin{cases} U_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_1 \sin \frac{\beta_1}{2} \\ U_2 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_2 \sin \frac{\beta_2}{2} \end{cases} \quad (5)$$

式中: β_1 、 β_2 分别为一、二次侧 H 桥控制信号的内移相角。由式(1)~(5)可得, 双 LCC 型补偿拓扑双向 ICPT 系统的功率传输方向由 δ 决定: 当 $\delta \in [0, \pi)$ 时, 系统功率由一次侧向二次侧传输; 当 $\delta \in (-\pi, 0)$ 时, 系统功率由二次侧向一次侧传输; 且当 $\delta = \pm\pi/2$ 时, 系统传输有功功率最大, 无功功率最小。同时有功功率的幅值还与一次侧和二次侧 H 桥的基波电压有关, 可以通过 β_1 和 β_2 来调节。

1.2 双向 ICPT 系统变换器运行状态分析

规定双向 ICPT 系统功率从一次侧向二次侧传输为正向功率传输模式, 反之为反向功率传输模式。本文选取双 LCC 型补偿拓扑, 一次侧与二次侧补偿拓扑为对称结构, 故正向功率传输模式与反向功率传输模式下系统工作状态相类似, 以正向功率传输模式为例, 图 3 为双 LCC 型补偿拓扑双向 ICPT 系统开关信号 S_1 — S_8 和状态量的工作波形图。忽略开关损耗和死区影响, 为使系统传输功率最大, 正向功率传输模式下一次侧 H 桥为逆变网络, 二次侧 H 桥为整流网络, 取 $\beta_1 = \beta_2 = \pi$, $\delta = \pi/2$; 反向功率传输模式下一次侧 H 桥为整流网络, 二次侧 H 桥为逆变网络, 取 $\beta_1 = \beta_2 = \pi$, $\delta = -\pi/2$ 。

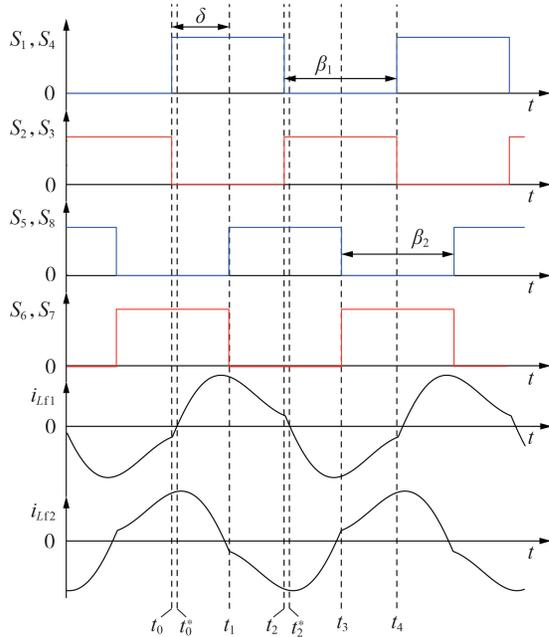


图3 双向 ICPT 系统开关信号和状态量的工作波形
Fig.3 Working waveforms of switching signals and state of bidirectional ICPT system

如图 3 所示, 双向 ICPT 系统正向功率传输模式的一个切换周期分为 4 种工作模式。

1) 工作模式 1: $t \in [t_0, t_1]$ 阶段。此时开关器件的工作状态如附录 A 图 A1(a)、(b) 所示。在 t_0 时刻之前, 一次侧谐振电流 i_{L11} 为负, 且流经开关管 S_2 、 S_3 ; 二次侧谐振电流 i_{L12} 为正, 且流经开关管 S_6 、 S_7 。在 t_0 时

刻, 开关管 S_1 、 S_4 收到驱动信号导通, i_{L11} 为负, 反并联二极管 D_1 、 D_4 导通续流; t_0^* 时刻 i_{L11} 负向减小至 0, 开关管 S_1 、 S_4 以零电压开关 (ZVS) 方式导通, i_{L11} 开始正向增大。该工作模式下, 一次侧串联补偿电容 C_1 反向充电, 二次侧串联补偿电容 C_2 正向放电。

2) 工作模式 2: $t \in (t_1, t_2]$ 阶段。此时开关器件的工作状态如附录 A 图 A1(c) 所示。一次侧各开关管工作状态与工作模式 1 下相同; t_1 时刻, 开关管 S_6 、 S_7 关断, S_5 、 S_8 导通, 全桥整流电路输出电压 u_2 为 V_2 , 谐振电流 i_{L12} 负向增大。该工作模式下, 一次侧串联补偿电容 C_1 反向放电, 二次侧串联补偿电容 C_2 反向充电。

3) 工作模式 3: $t \in (t_2, t_3]$ 阶段。此时开关器件的工作状态如附录 A 图 A1(d)、(e) 所示。 t_2 时刻, 一次侧开关管 S_1 、 S_4 关断, 一次侧谐振电流 i_{L11} 为正, 故反并联二极管 D_2 、 D_3 导通续流; t_2^* 时刻 i_{L11} 减小至 0, 续流二极管 D_2 、 D_3 实现零电流开关 (ZCS) 关断, 开关管 S_2 、 S_3 实现 ZVS 导通, i_{L11} 开始负向增大; 二次侧各开关管工作状态与工作模式 2 下相同。该工作模式下, 一次侧串联补偿电容 C_1 正向充电, 二次侧串联补偿电容 C_2 反向放电。

4) 工作模式 4: $t \in (t_3, t_4]$ 阶段。此时开关器件的工作状态如附录 A 图 A1(f) 所示。一次侧各开关管工作状态与工作模式 3 下相同; t_3 时刻, 二次侧开关管 S_5 、 S_8 关断, S_6 、 S_7 导通, 全桥整流电路输出电压 u_2 为 $-V_2$, 谐振电流 i_{L12} 正向增大; 一次侧串联补偿电容 C_1 开始正向放电, 二次侧串联补偿电容 C_2 正向充电。

2 双向 ICPT 系统的混杂自动机建模及控制策略

2.1 双向 ICPT 系统的混杂自动机模型建立

由前文对双向 ICPT 系统的运行状态分析可知, 双向 ICPT 系统的功率传输过程中对应多种工作模式。其中每一种工作模式均可看作一个离散状态模式, 而单个工作模式中系统变量又受相应的微分方程约束连续变化, 形成一个连续动态系统。双向 ICPT 系统工作过程中连续子系统与离散子系统相互耦合, 体现了系统的混杂特性。

根据混杂自动机理论, 双向 ICPT 系统的混杂自动机模型可表示为函数 $H(Q, X', S_{in}, F, I, E, G)$, 其中: $Q = \{q_i | i = z, f, 1, 2, 3, 4\}$ 表示系统离散状态模式的有限集合, 根据功率传输方向, 系统可分为正向功率传输模式 q_z 和反向功率传输模式 q_f , 每种传输模式中根据开关管的导通状态又可将其分为 4 个离散状态模式 q_1 — q_4 ; X' 表示系统连续状态空间; S_{in} 表示系统的初始状态量集合; F 表示系统离散状态量与连续状态量之间的函数映射; I 表示系统各离散状态模式下连续状态量的不变集合; E 表示系统各离散状态模式的切换集合; G 表示系统各离散状态模式切换

条件的集合,如 $G_{ij}(i, j=z, f, 1, 2, 3, 4)$ 表示系统从 q_i 切换至 q_j 的切换条件。令离散状态模式 q_1 — q_4 下开关管 S_1 — S_8 所对应的开关信号 S_1 — S_8 满足式(6)所示关系,且4种离散状态模式下开关管的工作状态见表1。

$$S_k = \begin{cases} 1 & S_k \text{ 导通} \\ 0 & S_k \text{ 关断} \end{cases} \quad k=1, 2, \dots, 8 \quad (6)$$

表1 各离散状态模式下开关管工作状态
Table 1 Operating states of switches under each discrete state mode

| 离散状态模式 | S_1, S_4 | S_2, S_3 | S_5, S_8 | S_6, S_7 |
|--------|------------|------------|------------|------------|
| q_1 | 1 | 0 | 0 | 1 |
| q_2 | 1 | 0 | 1 | 0 |
| q_3 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| q_4 | 0 | 1 | 0 | 1 |

选取系统的输入量为 $\mathbf{u}(t)=[V_1, V_2]^T$,系统连续状态量为 $\mathbf{x}(t)=[i_{L1}, i_1, u_{C1}, u_{C1}, i_{L2}, i_2, u_{C2}, u_{C2}]^T$ (i_1, i_2 分别为流经系统一、二次侧线圈 L_1, L_2 的电流; u_{C1}, u_{C2} 分别为系统一、二次侧并联补偿电容 C_{11}, C_{12} 两端电压; u_{C1}, u_{C2} 分别为一、二次侧串联补偿电容 C_1, C_2 两端电压)。则双向ICPT系统各离散状态模式的状态空间方程为:

$$F_{q_i}(\mathbf{x})=\dot{\mathbf{x}}(t)=\mathbf{A}\mathbf{x}(t)+\mathbf{B}_{q_i}\mathbf{u}(t) \quad (7)$$

式中: $\mathbf{A}, \mathbf{B}_{q_i}$ 为状态空间方程系数矩阵,其表达式分别见式(8)、(9)。

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_{11}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{L_2}{\Delta} & \frac{L_2}{\Delta} & 0 & 0 & \frac{M}{\Delta} & -\frac{M}{\Delta} \\ \frac{1}{C_{11}} & -\frac{1}{C_{11}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{12}} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{M}{\Delta} & -\frac{M}{\Delta} & 0 & 0 & -\frac{L_1}{\Delta} & \frac{L_1}{\Delta} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{12}} & -\frac{1}{C_{12}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_2} & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\mathbf{B}_{q_i} = \begin{bmatrix} \frac{m}{L_{11}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{n}{L_{12}} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \quad (9)$$

式中: $\Delta=M^2-L_1L_2$; m, n 的取值如表2所示。

表2 各离散状态模式下 m, n 的取值
Table 2 Value of m and n under each discrete state mode

| 离散状态模式 | m | n | 离散状态模式 | m | n |
|--------|-----|-----|--------|-----|-----|
| q_1 | 1 | -1 | q_3 | -1 | 1 |
| q_2 | 1 | 1 | q_4 | -1 | -1 |

双向ICPT系统的离散状态模式切换集合包括:系统功率传输模式的离散状态模式切换集合 $E_0=\{(q_z, q_f), (q_f, q_z)\}$;系统正向功率传输模式下的离散状态模式切换集合 $E_1=\{(q_1, q_2), (q_2, q_3), (q_3, q_4), (q_4, q_1)\}$;系统反向功率传输模式下的离散状态模式切换集合 $E_2=\{(q_1, q_4), (q_4, q_3), (q_3, q_2), (q_2, q_1)\}$ 。

2.2 双向ICPT系统的混杂控制策略

双向ICPT系统混杂自动机模型的建立,使其控制问题等效为系统正、反向功率传输模式的切换和单一模式中各离散状态模式的切换问题,即各离散状态模式间切换条件的确定和选择。正向功率传输模式下,双LCC型补偿拓扑的电感电流和电容电压波形如图4所示。图中, I_{L2} 为正向功率传输模式下工作模式3与工作模式4交界处二次侧谐振电流值; $-I_{L2}$ 为正向功率传输模式下工作模式1与工作模式2交界处二次侧谐振电流值。

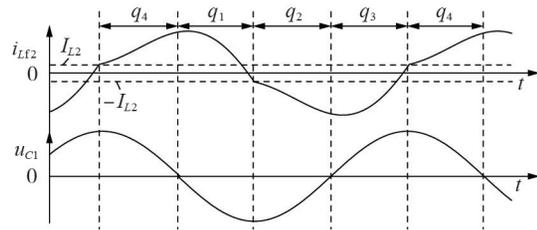


图4 正向功率传输模式下电感电流和电容电压波形
Fig.4 Waveforms of inductor current and capacitor voltage under forward power transfer mode

正向功率传输模式下各离散状态模式切换控制策略如下。

1) 离散状态模式 q_1 →离散状态模式 q_2 的切换条件 G_{12} 为:

$$G_{12} = \{\mathbf{x}(t) \mid i_{L2} = -I_{L2}\} \quad (10)$$

2) 离散状态模式 q_2 →离散状态模式 q_3 的切换条件 G_{23} 为:

$$G_{23} = \{\mathbf{x}(t) \mid u_{C1} = 0\} \quad (11)$$

3) 离散状态模式 q_3 →离散状态模式 q_4 的切换条件 G_{34} 为:

$$G_{34} = \{\mathbf{x}(t) \mid i_{L2} = I_{L2}\} \quad (12)$$

4) 离散状态模式 q_4 →离散状态模式 q_1 的切换条件 G_{41} 为:

$$G_{41} = \{x(t) | u_{c1} = 0\} \quad (13)$$

双LCC型补偿拓扑的双向ICPT系统一、二次侧结构对称,故反向功率传输模式的切换控制策略如下。

1)离散状态模式 $q_4 \rightarrow$ 离散状态模式 q_3 的切换条件 G_{43} 为:

$$G_{43} = \{x(t) | u_{c2} = 0\} \quad (14)$$

2)离散状态模式 $q_3 \rightarrow$ 离散状态模式 q_2 的切换条件 G_{32} 为:

$$G_{32} = \{x(t) | i_{L1} = -I_{L1}\} \quad (15)$$

式中: $-I_{L1}$ 为反向功率传输模式下 q_3 与 q_2 交界处一次侧谐振电流值。

3)离散状态模式 $q_2 \rightarrow$ 离散状态模式 q_1 的切换条件 G_{21} 为:

$$G_{21} = \{x(t) | u_{c2} = 0\} \quad (16)$$

4)离散状态模式 $q_1 \rightarrow$ 离散状态模式 q_4 的切换条件 G_{14} 为:

$$G_{14} = \{x(t) | i_{L1} = I_{L1}\} \quad (17)$$

式中: I_{L1} 为反向功率传输模式下 q_1 与 q_4 交界处一次侧谐振电流值。

系统正、反向功率传输模式通过外加触发信号 s_{ps} 来切换,具体分析如下。

1)正向功率传输模式 $q_z \rightarrow$ 反向功率传输模式 q_t 的切换条件 G_{zt} 为:

$$G_{zt} = \{x(t) | s_{ps} = 0\} \quad (18)$$

2)反向功率传输模式 $q_t \rightarrow$ 正向功率传输模式 q_z 的切换条件 G_{tz} 为:

$$G_{tz} = \{x(t) | s_{ps} = 1\} \quad (19)$$

系统切换过程如附录A图A2所示。

3 仿真分析

为验证所提双向ICPT系统混杂自动机模型及混杂控制策略的可行性,本文在MATLAB/Simulink中搭建了双LCC型拓扑双向ICPT系统仿真模型,如附录A图A3所示。模型一、二次侧直流输入电压为280 V,一、二次侧线圈自感为312 μ H,开关工作频率为90 kHz,其他参数值可根据文献[6]所给公式计算求得,如附录A表A1所示。

为了验证基于混杂自动机模型的双向ICPT系统控制策略在正、反向功率传输模式下各工作模式能够稳定、有序发生切换,对双向ICPT系统正向功率传输模式与反向功率传输模式下变换器开关信号及一、二次侧的谐振电流进行仿真。图5、附录A图A4分别为双向ICPT系统在正、反向功率传输模式下变换器开关信号和一、二次侧谐振电流的仿真波

形。由仿真波形可知,本文所建立双向ICPT系统混杂自动机模型在一个控制周期内,正向功率传输模式下,各个离散状态模式的切换顺序为 $q_1 \rightarrow q_2 \rightarrow q_3 \rightarrow q_4 \rightarrow q_1$,系统进入周期循环稳定工作;反向功率传输模式下,各个离散状态模式切换顺序反之。且谐振电流波形与理论分析相符。仿真结果验证了该模型在正、反向功率传输模式下各离散状态模式能够按预期设计有序切换,得到稳定的输出电流。

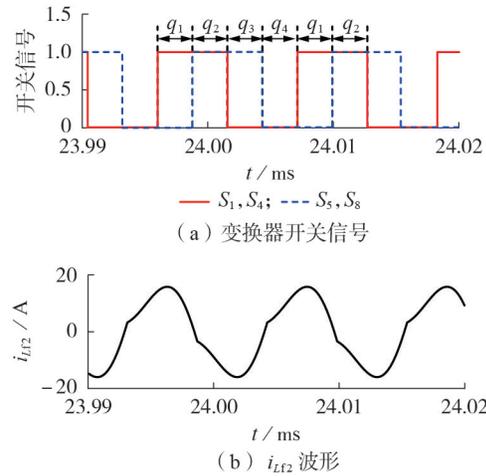


图5 正向功率传输模式下双向ICPT系统仿真波形

Fig.5 Simulative waveforms of bidirectional ICPT system under forward power transmission mode

在 $t=0.05$ s时刻,改变Stateflow模块的外加触发信号 s_{ps} ,以此控制双向ICPT系统的功率传输模式切换。图6为双向ICPT系统二次侧有功功率切换仿真波形图,其中图6(a)为正向功率传输模式向反向功率传输模式切换的系统二次侧有功功率仿真波形,图6(b)为反向功率传输模式向正向功率传输模式切换的系统二次侧有功功率仿真波形。由仿真结果可知,系统有功功率在0.05 s发生换向,即系统正、反向功率传输模式正常切换,且能够快速达到稳定

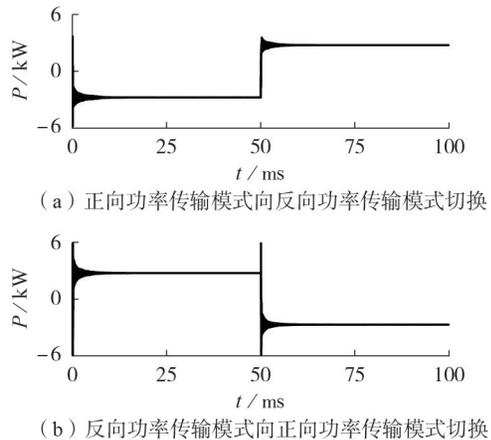


图6 功率传输模式切换时二次侧有功功率仿真波形

Fig.6 Simulative waveforms of active power at secondary side during power transmission modes switching

运行状态。仿真结果表明本文所提混杂控制策略能够实现双向ICPT系统功率传输模式稳定切换。

为了验证基于混杂自动机模型的系统控制策略对双向ICPT系统启动及功率传输模式切换时电流波动的抑制作用,将所提混杂控制策略与传统移相控制方法进行对比。对于移相控制,取正向功率传输模式下 $\beta_1=\beta_2=\pi, \delta=\pi/2$,反向功率传输模式下 $\beta_1=\beta_2=\pi, \delta=-\pi/2$,开关器件的开关频率 f_s 设为90 kHz。对于本文基于混杂自动机模型的混杂控制策略,正向功率传输模式下,双向ICPT系统的混杂自动机控制逻辑由式(10)~(13)确定,反向功率传输模式下,双向ICPT系统的混杂自动机控制逻辑由式(14)~(17)确定;双向ICPT系统正、反向功率传输模式间切换的混杂自动机控制逻辑由式(18)、(19)确定。2种控制策略下系统二次侧谐振电流和有功功率仿真波形对比分别如图7、附录A图A5所示。仿真结果表明,系统稳定运行时,2种控制方法所对应的系统二次侧谐振电流及有功功率波形基本重合,当系统发生启动、功率传输模式切换时,采用所提控制策略,系统二次侧谐振电流及有功功率的波动范围较传统移相控制有明显减小,更有利于系统稳定运行。

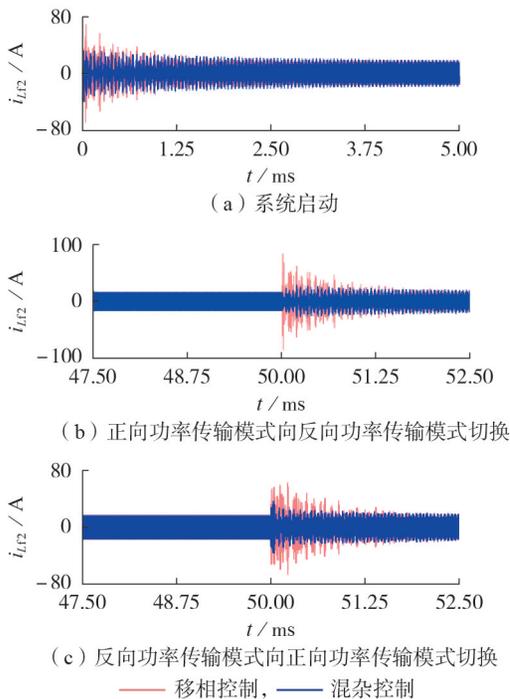


图7 二次侧谐振电流仿真波形对比

Fig.7 Comparison of simulative waveforms of resonant current at secondary side

4 结论

本文对双向ICPT系统建立了混杂自动机模型,分析了系统连续状态变量与离散状态模式之间的耦合关系,得到系统各离散状态模式切换的边界条件,实现了对系统不同功率传输模式及其各离散状态模

式的控制。与传统的建模方法相比,双向ICPT系统的混杂自动机模型未对其离散模型做任何近似处理,能够更准确地描述双向ICPT系统的动态特性,模型精度高。同时基于混杂自动机模型设计的控制器,将系统的控制问题转换为各离散状态模式边界条件的选择问题,对双向ICPT系统的连续变量与离散状态模式进行统一控制且有效改善了系统启动及不同功率传输模式切换所引起的电流波动现象,控制层次清晰,方法简单。仿真结果表明,一个控制周期内双向ICPT系统各工作模态有序切换,且能够实现双向ICPT系统的正、反向功率传输模式切换。同时基于混杂自动机模型的系统控制策略能够有效抑制系统启动及不同功率传输模式切换时的电流波动,有利于双向ICPT系统稳定运行,从而验证了该方法的可行性。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] WANG Y J, MAI J W, YAO Y S, et al. Analysis and design of an IPT system based on S/SP compensation with improved output voltage regulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(5): 3256-3266.
- [2] 李欣, 赵乐. 计及信号与电能同步传输影响的ICPT系统谐振参数优化方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(8): 147-156.
LI Xin, ZHAO Le. Resonance parameter optimization of ICPT system considering influence on synchronous transmission of signal and power energy[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(8): 147-156.
- [3] 刘晓胜, 顾轩溥, 姚友素, 等. 基于电容调制的无线电能传输系统信号电能同步传输[J]. 电力自动化设备, 2018, 38(3): 140-146, 154.
LIU Xiaosheng, GU Xuanpu, YAO Yousu, et al. Synchronous transmission of signal and power in WPT system based on capacitor modulation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2018, 38(3): 140-146, 154.
- [4] ZHANG W, MI C C. Compensation topologies of high-power wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2016, 65(6): 4768-4778.
- [5] FANG L, ZHANG Y M, CHEN K N, et al. A comparative study of load characteristics of resonance types in wireless transmission systems[C]//2016 Asia-Pacific International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Shenzhen, China: IEEE, 2016: 203-206.
- [6] 陈凯楠, 赵争鸣, 刘方, 等. 电动汽车双向无线充电系统谐振拓扑分析[J]. 电力系统自动化, 2017, 41(2): 66-72.
CHEN Kainan, ZHAO Zhengming, LIU Fang, et al. Analysis of resonant topology for bi-directional wireless charging of electric vehicle[J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(2): 66-72.
- [7] ZHU Q W, WANG L F, GUO Y J, et al. Applying LLC compensation network to dynamic wireless EV charging system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6557-6567.
- [8] 徐立刚, 柯光洁, 陈乾宏, 等. 基于非接触滞环调节器和动态基准调节的自激闭环控制策略[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(15): 141-149.

- XU Ligang, KE Guangjie, CHEN Qianhong, et al. Self-oscillating closed-loop control strategy based on contactless hysteresis regulator and dynamic reference modulation[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(15): 141-149.
- [9] LI H C, WANG K P, HUANG L, et al. Dynamic modeling based on coupled modes for wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(11): 6245-6253.
- [10] SWAIN A K, NEATH M J, MADAWALA U K, et al. A dynamic multivariable state-space model for bidirectional inductive power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4772-4780.
- [11] HAO H, COVIC G A, BOYS J T. An approximate dynamic model of LCL-T-based inductive power transfer power supplies[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(10): 5554-5567.
- [12] ADITYA K, WILLIAMSON S. Linearization and control of series-series compensated inductive power transfer system based on extended describing function concept[J]. Energies, 2016, 9(11): 962-978.
- [13] JIANG L, LIU E L, LIU D. A mode selected mixed logic dynamic model and model predictive control of Buck converter[J]. Complexity, 2020(22): 1-11.
- [14] 唐春森, 沈昊, 李小飞. 基于混杂自动机的准谐振变换器建模及分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(8): 120-126.
TANG Chunsen, SHEN Hao, LI Xiaofei. Modeling and analyzing of quasi-resonant converter based on hybrid automata[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(8): 120-126.
- [15] 林宝成, 李若琼. 基于混杂自动机的多负载ICPT系统建模方法研究[J]. 武汉大学学报(工学版), 2020, 53(8): 712-720.
LIN Baocheng, LI Ruojiong. Research on modelling method of multi-load ICPT system based on hybrid automata[J]. Engineering Journal of Wuhan University, 2020, 53(8): 712-720.
- [16] LI H C, FANG J Y, CHEN S X, et al. Pulse density modulation for maximum efficiency point tracking of wireless power transfer systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 5492-5501.
- [17] SHI Z H, QIU Z C, CHEN X Y, et al. Modeling and experimental verification of bidirectional wireless power transfer[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2019, 29(2): 1-5.
- [18] 刘方, 陈凯楠, 蒋焯, 等. 双向无线电能传输系统效率优化控制策略研究[J]. 电工技术学报, 2019, 34(5): 891-901.
LIU Fang, CHEN Kainan, JIANG Ye, et al. Research on the overall efficiency optimization of the bidirectional wireless power transfer system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(5): 891-901.
- [19] TAN T, CHEN K N, JIANG Y, et al. A bidirectional wireless power transfer system control strategy independent of real-time wireless communication[C]//2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems. Jeju, Korea: ICEMS, 2018: 2608-2613.
- [20] ZHANG X M, CAI T, DUAN S X, et al. A control strategy for efficiency optimization and wide ZVS operation range in bidirectional inductive power transfer system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(8): 5958-5969.

作者简介:



李欣

李欣(1978—),男,教授,博士,主要研究方向为电气化交通与能源融合技术(E-mail: lxfp167@163.com);

徐积强(1994—),男,硕士研究生,主要研究方向为双向无线电能传输(E-mail: hsxujiqiang@163.com)。

(编辑 王欣竹)

Modeling and control of bidirectional ICPT system based on hybrid automata

LI Xin¹, XU Jiqiang²

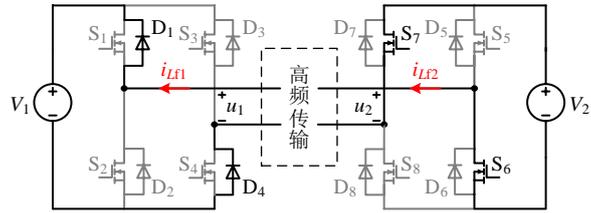
(1. School of New Energy and Power Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China;

2. School of Automation & Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

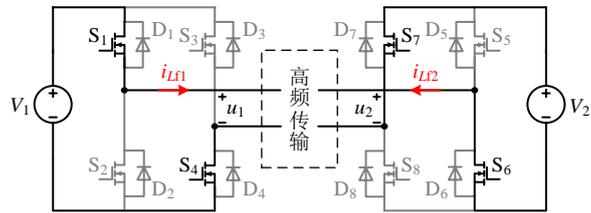
Abstract: In view of the hybrid characteristics of bidirectional ICPT (Inductively Coupled Power Transfer) system and the problem of large current fluctuation during the system startup with the phase-shift control method and the switching between different power transmission modes, the topology characteristics of bidirectional ICPT system with dual LCC-typed compensation topology is analyzed, and each operating mode of bidirectional ICPT system converters is given. Based on the theory of hybrid automata, a hybrid automata model of bidirectional ICPT system is established. The state space equations of the system under different operating modes are derived. According to the relationship between continuous state variables and operating modes, the boundary conditions for switching between different operating modes are determined. On this basis, the control problem of bidirectional ICPT system is transformed into the problem of selecting boundary conditions of system discrete state modes, and a hybrid control strategy is designed. Finally, the system simulation model is built based on MATLAB/Simulink to verify the correctness of the modeling and the feasibility of the proposed control strategy. Compared with the traditional phase-shift control strategies, the proposed method can effectively improve the current fluctuation phenomenon during system startup and switching of different power transmission modes, which is conducive to the stable operation of bidirectional ICPT system.

Key words: bidirectional ICPT system; LCC-typed compensation; hybrid system; hybrid automata; modeling and control

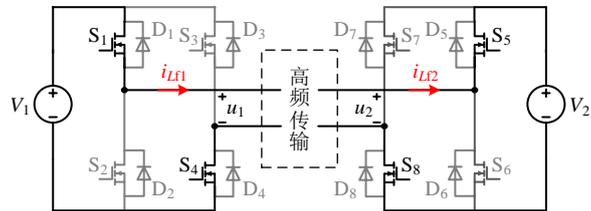
附录 A



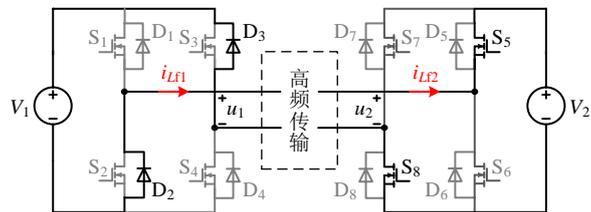
(a) $t \in [t_0, t_0^*]$



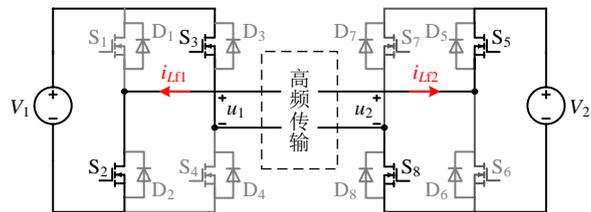
(b) $t \in (t_0^*, t_1]$



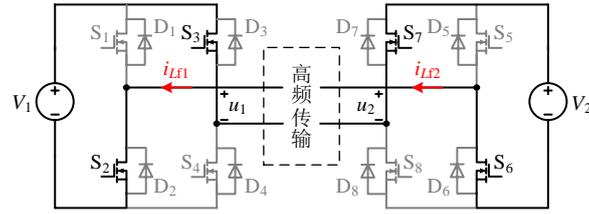
(c) $t \in (t_1, t_2]$



(d) $t \in (t_2, t_2^*]$



(e) $t \in (t_2^*, t_3]$



(f) $t \in (t_3, t_4]$

图 A1 各工作模式开关管工作状态

Fig.A1 Operating states of switches in each operating mode

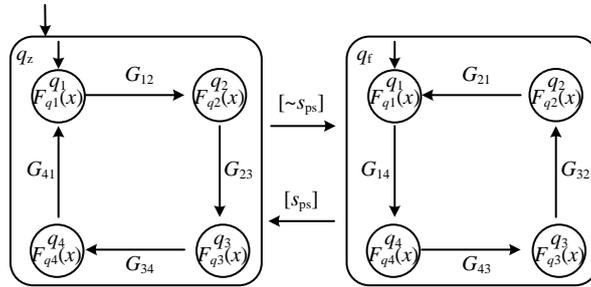


图 A2 双向 ICPT 系统各离散状态模式间的切换过程

Fig.A2 Switching process of each discrete state mode of bidirectional ICPT system

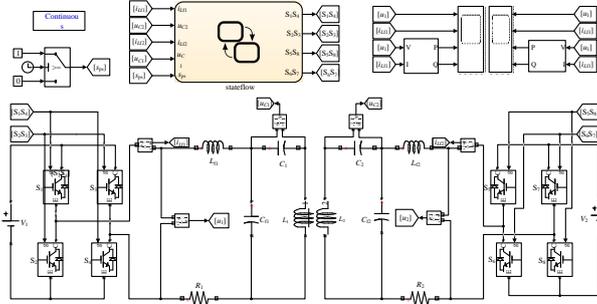


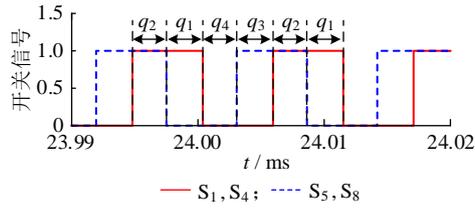
图 A3 双向 ICPT 系统仿真模型

Fig.A3 Simulation model of bidirectional ICPT system

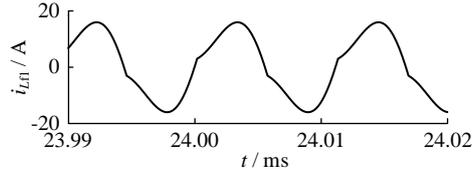
表 A1 双向 ICPT 系统仿真参数

Table A1 Simulation parameters of bidirectional ICPT system

| 参数 | 数值 | 参数 | 数值 |
|------------------------|--------|------------------------|--------|
| 一次侧直流电压源 V_1/V | 280 | 二次侧直流电压源 V_2/V | 280 |
| 一次侧串联电感 $L_{f1}/\mu F$ | 44.7 | 二次侧串联电感 $L_{f2}/\mu F$ | 44.7 |
| 一次侧串联电容 C_1/nF | 11.699 | 二次侧串联电容 C_2/nF | 11.699 |
| 一次侧并联电容 C_{f1}/nF | 70 | 二次侧并联电容 C_{f2}/nF | 70 |
| 一次侧线圈自感 $L_1/\mu H$ | 312 | 二次侧线圈自感 $L_2/\mu H$ | 312 |
| 线圈间互感 $M/\mu H$ | 50 | 开关频率 f_s/kHz | 90 |
| 一次侧等效电阻 R_1/Ω | 0.1 | 二次侧等效电阻 R_2/Ω | 0.1 |



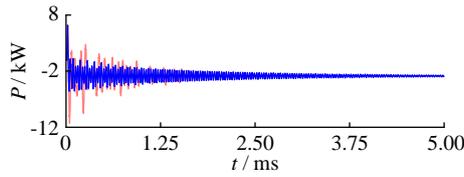
(a) 变换器开关信号



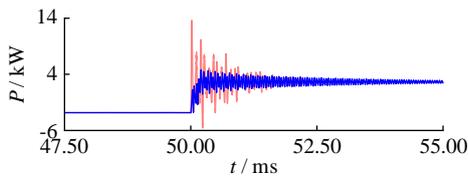
(b) i_{Lf1} 波形

图 A4 反向功率传输模式下双向 ICPT 系统仿真波形

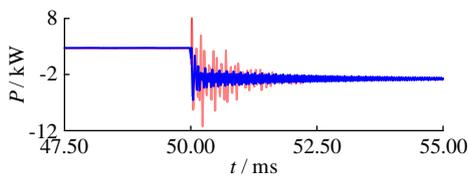
Fig.A4 Simulative waveforms of bidirectional ICPT system under reverse power transmission mode



(a) 系统启动



(b) 正向功率传输模式向反向功率传输模式切换



(c) 反向功率传输模式向正向功率传输模式切换

— 移相控制, — 混杂控制

图 A5 二次侧有功功率仿真波形对比

Fig.A5 Comparison of simulative waveforms of active power at secondary side