电动汽车车-车能量互济控制策略研究

王睿^{1,2}, 胡旌伟¹, 孙秋野^{1,3*}, 姜文涛², 孙城皓¹

1. 东北大学信息科学与工程学院, 沈阳 110819;

2. 南洋理工大学能源研究所, 新加坡 637141, 新加坡;

3. 东北大学流程工业综合自动化国家重点实验室, 沈阳 110819

* E-mail: sunqiuye@ise.neu.edu.cn

收稿日期: 2020-12-02; 接受日期: 2021-06-11; 网络版发表日期: 2021-10-26

国家重点研发计划(编号: 2018YFA0702200)和国家自然科学基金重点项目(批准号: 61627809)资助项目

摘要 尽管电动汽车已经获得各国政府的大力推广, 但偏远区域充电站数量不足而易产生的电池续航里程问题严重阻碍其发展. 一旦电动汽车出现中途电量不足, 车主只能选择等待救援. 基于此, 本文提出了电动汽车能量互济控制策略以确保车主实现车-车的快速电能互济. 首先, 针对车内蓄电池组等效短路比数值较低问题和互济装置低电压、大电流需求, 构造了等效六通道交错浮动双升压变换器及其状态方程. 其次, 针对耗能车辆恒功率充电和供能车辆弱电源供电而易于产生低频/次同步振荡问题, 利用等效状态方程构建了基于扰动观测器的滑模控制策略以提供符合标准的恒定电压/功率的直流电. 进而利用比例-谐振控制器解决了并联六通道电流均分问题, 从而减少了设备热损和提高了设备使用寿命. 最后仿真和实验结果验证了提出的能量互济控制算法的有效性.

关键词 电动汽车, 能量互济, 扰动观测器, 滑模控制

1 引言

近年来, 化石能源危机与雾霾等环境污染问题日益受到我国政府与社会的广泛关注, 而极速递增的汽车保有量导致能源消耗与环境污染问题日益加剧^[1]. 以电动汽车为代表的新能源汽车是目前解决环境污染与化石能源消耗的有效途径之一^[2,3]. 然而, 我国电动汽车充电站的铺设速度尚无法与日益增长的电动汽车保有量增速相匹配, 尤其在偏远区域此矛盾尤为突出. 电动汽车一旦出现中途电量不足的电池续航里程问题, 车主只能通过电话等移动通信设备救助并等待救

援, 极大程度降低了消费者购买电动汽车的积极性. 针对此类问题, 在2020年的CES展会上智能充电公司Wallbox公布了1款Quasar以实现电动汽车向外界供电. 然而其需要大幅改装电动汽车, 目前仅Nissan Leaf和Mitsubishi Engelberg Tourer具备此功能. 同时, 该技术仅限在美国地区, 且价格高达4000美元, 其难以实际大范围应用. 基于此, 本文提出了无需大规模车辆改装的便携式电动汽车能量互济装置及其能量互济控制策略以确保车主实现车-车的快速电能互济.

根据国标《GB-T 20234.1-2015 电动汽车传导充电5261连接装置》中对电动汽车充电模式定义可

引用格式: 王睿, 胡旌伟, 孙秋野, 等. 电动汽车车-车能量互济控制策略研究. 中国科学: 技术科学, 2022, 52: 957-970

Wang R, Hu J W, Sun Q Y, et al. Vehicle-vehicle energy mutual aid control strategy for electric vehicles (in Chinese). Sci Sin Tech, 2022, 52: 957-970, doi: [10.1360/SST-2020-0478](https://doi.org/10.1360/SST-2020-0478)

知^[4], 当前电动汽车存在四类充电模式, 其中前三种充电时间长达8 h左右, 显然不符合车-车的快速电能互济, 而第四类充电模式俗称快充, 也被称作直流充电. 快充的充电电压为200~600 V, 充电功率一般可达30 kW以上, 充电5 min可以供电动汽车行驶10 km, 可以较好地满足电动汽车车-车电能互济的快速性要求. 然而供能电动汽车电源多采用4~6组12 V直流高功率蓄电池构成, 其输出电压在60 V左右^[5]. 因此设计小体积-高增益大功率的DC/DC升压变换器显得尤为重要. 鉴于寄生电感的影响, 传统的升压变换器难以实现电压高增益和高功率密度运行^[6,7]. 因此, 相关的改进型升压变换器被相继提出, 如多电平升压变换器、二极管-电容升压变换器等^[6,8]. 然而由于电磁饱和问题, 其难以适用于高功率密度的环境. 基于此, 一种小体积、高增益、大电流的交错浮动双升压变换器已经被提出^[9,10]. 因此本文采用六通道交错浮动双升压变换器实现车-车快速能量互济.

耗能电动汽车多采用恒功率快速充电模式, 动态特性表现为恒功率负载(constant power load, CPL)^[5,11]. 由于恒功率负载兼具负阻抗和非线性这两大特性, 而极易导致系统低频和次同步振荡. 同时供能电动汽车等效电源的短路比数值较低进一步加剧了相关的失稳现象^[12]. 因此, 实现交错浮动双升压变换器能量互济控制尤为关键. 为实现兼具弱电源、恒功率负载的升压变换器稳定运行, 大量学者已经做了广泛的研究^[13-24]. 相关研究成果可以分为线性控制策略和非线性控制策略两大类. 从线性控制技术出发, 首先, 通过增加电容/电阻等无源器件的无源阻尼控制技术被提出以实现系统的稳定运行^[13], 然而, 增设的物理原件势必增加系统的成本和耗损. 基于此, 通过虚拟阻抗注入的主动阻尼技术被相继提出^[14,15], 该技术可以同时提高系统的稳定运行裕度和响应速度. 然而, 上述线性控制技术都是基于小信号下的线性模型构建的, 难以同时适应于多类型供能/耗能电动汽车^[16].

不同于线性控制技术, 非线性控制技术可以实现不同电压等级的直流-直流升压变换器的稳定运行^[17]. 首先, 反馈线性化技术被提出去消除恒功率负载造成的负阻抗特性和非线性项^[18,19]. 然而相对于其他非线性控制策略, 该方法具有明显地动态响应慢和扰动机理不清等缺陷. 基于此, 一种传统升压变换器输入-输出线性化策略被提出以实现恒功率负载的安全稳定运

行. 其本质在于将非最小相位系统转化为最小相位系统^[20]. 然而其却存在电路参数敏感问题而难以适用于电动汽车电源等效输出阻抗不确定的系统. 进一步, 基于高阶滑模观测器的模型预测控制技术被提出以实现含恒功率负载升压变换器的稳定运行. 高阶滑模观测器可以较好地消除负阻抗和电路参数不确定的影响^[21]. 然而, 该方法要求极高的计算能力, 显然便捷式能量互济装置中的处理器难以满足相关要求. 针对线路参数部分未知和恒功率负载的传统升压变换器, 文献^[22]提出了基于反步法的扰动观测器以实现准确地跟踪和扰动下的稳定运行. 然而其需要对线路参数部分未知的类型做严格假设, 限制了其在实际系统中的应用. 近期, 滑模控制已经被提出以确保在恒功率负载下升压变压器的稳定运行^[23,24], 其可称之为主动致稳控制策略. 首先, 一种含恒功率负载的定频滑模控制策略被提出以确保系统稳定运行^[23]. 然而其要求额外的电流传感器以至于增加了硬件成本和等效的输出阻抗. 进而鲁棒性滑模控制策略被提出对于传统升压变换器^[24]. 然后其对直流源电压十分敏感, 需要假设系统的电源侧电压恒定. 显然不同电动汽车蓄电池输出电压难以完全一致且恒定. 同时上述方法仅仅针对传统的升压变换器, 而并非本文要求的六通道交错浮动双升压变换器.

因此, 本文提出了基于扰动观测器的电动汽车能量互济滑模控制算法. 本文的主要特点和优点如下.

(1) 本文针对电动汽车充-放电等效特性, 将弱电源-恒功率负载型升压变换器系统构建含部分未知电路参数的六通道交错浮动双升压变换器模型, 满足了电动汽车能量互济装置弱电源、恒功率供电、小体积、高增益、大电流的需求.

(2) 本文通过构建六通道交错浮动双升压变换器的广义降阶模型, 将其转化为含扰动线路参数的近似传统升压变换器模型, 进而利用功率-能量的状态方程和传统电流-电压的状态方程的微分同胚特性, 构建了基于功率-能量的线性状态方程, 成功地将非线性控制问题转化为线性控制问题. 在不损失控制效果的前提下, 实现了控制器设计难度和计算复杂度的有效降低, 保证其适用于DSP或MCU的计算能力较低的主控器件.

(3) 基于恒功率负载的功率-能量的线性状态方程, 提出了基于扰动观测器的滑模控制策略, 实现了源-载

两侧的稳定运行. 进而利用比例-谐振控制器解决了并联六通道电流均分问题, 以降低设备热损并增加使用寿命.

2 等效六通道交错浮动双升压变换器及其状态方程

当电动汽车发生蓄电池电量不足且无法通过充电桩满足就近充电时, 车主可以利用如图1所示的便携式电动汽车能量互济装置向周围电量充沛的电动汽车寻求帮助. 其中, 定义电量不足的电动汽车为耗能A车, 而电量充沛的供能电动汽车为供能B车. 其中供能B车的输出电压约60 V, 耗能A车的输入电压约250 V.

由于车载蓄电池供电属于弱电源供电, 弱电源可以等效为如图2所示的电源串联电感的戴维南等效电路^[11]. 其等效短路比较小, 其中等效短路比又称广义短路比, 与传统的短路比概念相近, 其针对的是含高比例电力电子器件的微网或弱电网系统^[12]. 图2中等效电感 $L = 1 / \text{SCR}[\text{p.u.}]^{[25]}$, SCR称之为最小短路比, 其常用于表征电网的强度, 根据IEEE 1204-1997标准, $\text{SCR} \in [2, 3]$ 时系统属于弱电网系统, 常见的电动汽车的直流充电桩其最小短路比可达 $\text{SCR} > 20^{[26]}$.

鉴于能量互济装置低电压、大增益、高电流等需求, 本文采用如图3所示的硬件拓扑图, 其中线路中的直流源为供能B车中的弱电源, 耗能A车表示为恒功率负载, 即 P_{CPL} , 其中 $L_{u1} \sim L_{u3}$ 分别表征上桥臂三通路电感, $i_{u1} \sim i_{u3}$ 表征流经其上的电流; 同理, $L_{b1} \sim L_{b3}$ 分别

图1 (网络版彩图)便携式电动汽车能量互济装置
Figure 1 (Color online) Portable electric vehicle energy mutual aid device.

图2 弱电源戴维南等效
Figure 2 Thevenin equivalent of the weak source.

表征下桥臂三通路电感, $i_{b1} \sim i_{b3}$ 表征流经其上的电流; V_u , i_u 和 C_u 表征上桥臂的输出电压、输入电流和输出电容; V_b , i_b 和 C_b 表征下桥臂的输出电压、输入电流和输出电容; V_{dc} , V_{out} 和 i_{out} 表征六通道交错浮动双升压变换器的输入电压、输出电压和输出电流, 其中, $i_{\text{out}} = P_{\text{CPL}} / V_{\text{out}}$. 本文所研究的车-车能量转换装置共包括两个部分, 即硬件拓扑部分和内嵌于DSP中的控制部分, 其中, 图3仅仅表征车-车能量转换装置的硬件拓扑部分. 同时, 图3中的MOSFET和二极管分别为六通道交错浮动双升压变换器Boost子模块电路中的开关管和续流二极管, 其中, S_{u1} , S_{u2} , S_{u3} 分别为上桥臂三个标准Boost通路中的开关管, D_{u1} , D_{u2} , D_{u3} 分别为上桥臂三个标准Boost通路中的续流二极管, S_{b1} , S_{b2} , S_{b3} 分别为下桥臂三个浮动Boost通路中的开关管, D_{b1} , D_{b2} , D_{b3} 分别为下桥臂三个浮动Boost通路中的续流二极管, 六组开关管采用占空比相同的交错PWM控制, 其中, 上桥臂三个开关管驱动信号相位相同, 与下桥臂三个开关管驱动信号相位均相差 180° , 每组开关管和续流二极管互补导通, 本文通过上述硬件拓扑结构和控制方式实现高增益、大功率和低电流纹波, 从而满足车-车能量互济装置需求.

需要注意的是, 便携性和经济性是车-车能量互济装置的首要要求, 因此开关器件相对较多并且含变压

图3 六通道交错浮动双升压变换器硬件拓扑图
Figure 3 Hardware topology of the six channel interleaved floating dual boost converter.

器的隔离型拓扑被排除, 选用非隔离型拓扑以降低装置的体积和成本; 其次, 传统非隔离型拓扑主要受开关性能参数和电感磁芯饱和等限制而难以实现大功率和高增益, 为兼顾车-车能量互济装置的高增益、宽范围升压需求(输入电压: 48~72 V, 输出电压: 200~600 V)和最高达30 kW的大功率输出能力, 选用交错浮动双升压拓扑, 降低开关管的电压/电流应力和电感的纹波电流从而满足大功率需求并实现高升压比; 最后, 根据当前工业级功率器件的参数性能(最大耐压/耐流/功耗)和车-车能量互济装置的输入/输出工况, 单通道Boost电路的最大输出功率可达6 kW, 而对于交错浮动双升压变换器, 其拓扑通道越少, 体积和控制器设计难度越小, 拓扑通道越多, 效率越高, 综合考虑上述变换器特性, 选用六通道交错浮动双升压拓扑; 综上所述, 本文选用六通道交错浮动双升压变换器作为车-车能量互济装置的硬件拓扑。

为了消除弱电源等效电感的影响和方便控制器设计, 如图4所示的等效转化被提出。由于均流控制器的存在, 各个通路上流经的电流是相同的, 即 $i_1 = i_2 = \dots = i_n$ 。根据文献[27]可知, 等效电感在每条通路上转化的电感也是完全相同的, 即 $\Delta L_{g1} = \dots = \Delta L_{gn}$ 。由于每台供能电动汽车的型号和蓄电池的剩余电量等未知, 显然事先获知等效电感值是难以实现的, 即 $\Delta L_{g1} = \dots = \Delta L_{gn}$ 未知。

综上所述, 针对上桥臂而言, 利用基尔霍夫电压/电流定律和模型平均建模技术可知, 其平均模型如下所示:

$$(L_{ui} + \Delta L_{gui}) \frac{di_{ui}}{dt} = V_{dc} - (1 - u_{ui})V_u, \quad (1)$$

$$C_u \frac{dV_u}{dt} = \sum_{i=1}^3 i_u (1 - u_{ui}) - i_{out}, \quad (2)$$

其中 u_{ui} 表征六通道交错浮动双升压变换器中上桥臂

第 i 个通道的占空比; ΔL_{gui} 表征上桥臂第 i 个通道的等效电源未知电感值。由于六通道交错浮动双升压变换器是严格对称结构, 因此, $L_{u1} = L_{u2} = L_{u3}$ 。同时, 由于均分控制器的存在致使 $i_{u1} = i_{u2} = i_{u3}$ 。因此, 上桥臂的广义降阶平均模型如下所示:

$$(L_u + \Delta L_{gu}) \frac{di_u}{dt} = V_{dc} - (1 - u_u)V_u, \quad (3)$$

$$(C_u + \Delta C_u) \frac{dV_u}{dt} = i_u (1 - u_u) - i_{out}, \quad (4)$$

其中, $L_u = \frac{1}{3}L_{ui}$ 表征上桥臂等效升压变换器原侧电感;

$\Delta L_{gu} = \frac{1}{3}\Delta L_{gui}$ 表征上桥臂等效弱电源电感; ΔC_u 表征上桥臂寄生电容导致的电容不确定; u_u 表征上桥臂等值占空比, 即 $u_u = u_{ui}$ 。同理可知, 下桥臂的广义降阶平均模型如下所示:

$$(L_b + \Delta L_{gb}) \frac{di_b}{dt} = V_{dc} - (1 - u_b)V_b, \quad (5)$$

$$(C_b + \Delta C_b) \frac{dV_b}{dt} = i_b (1 - u_b) - i_{out}, \quad (6)$$

其中, $L_b = \frac{1}{3}L_{bi}$ 表征下桥臂等效升压变换器原侧电感;

$\Delta L_{gb} = \frac{1}{3}\Delta L_{gbi}$ 表征下桥臂等效弱电源电感; ΔC_b 表征下桥臂寄生电容导致的电容不确定; u_b 表征下桥臂等值占空比, 即 $u_b = u_{bi}$; 不可否认, $L_u = L_b = L$ 。根据基尔霍夫电压定律可知

$$V_{out} = V_u + V_b - V_{dc}. \quad (7)$$

因此, 本文的控制目标在于精准控制上/下桥臂的输出电压, 即 V_u 和 V_b , 以确保六通道交错浮动双升压变换器的输出电压 V_{out} 可以达到耗能A车的额定输入电压 V_{ref} 。基于此, 上/下桥臂的输出电压应该被控制为 $V_u = V_b = V_{ref}^*$, 其中 $V_{ref}^* = (V_{ref} + V_{dc}) / 2$ 。

3 基于扰动观测器的滑模控制算法

在本节中一种基于扰动观测器的滑模控制策略被提出, 以实现在恒功率负载和弱电源等效电感的情况下, 确保不同额定输出电压的供能B车为不同额定电压的耗能A车稳定充电。

基于文献[28], 本文所提出的广义平均模型(3)~(6)

图4 (网络版彩图)弱电源等效电感转化

Figure 4 (Color online) Equivalent inductance conversion of the weak source.

需转为线性标准系统以设计基于扰动观测器的滑模控制. 首先, 一系列状态变量被定义以描述六通道交错浮动双升压变换器, 即

$$x_1 = 0.5Li_u^2 + 0.5C_uV_u^2, \quad (8)$$

$$x_2 = V_d i_u, \quad (9)$$

$$x_3 = 0.5Li_b^2 + 0.5C_bV_b^2, \quad (10)$$

$$x_4 = V_d i_b, \quad (11)$$

其中, x_1 和 x_3 表征六通道交错浮动双升压变换器上/下桥臂蕴含的能量, x_2 和 x_4 表征六通道交错浮动双升压变换器上/下桥臂的输出功率. 进而对其进行求导计算, 得到如下结果:

$$\dot{x}_1 = Li_u \dot{i}_u + C_u V_u \dot{V}_u, \quad (12)$$

$$\dot{x}_2 = V_d \dot{i}_u, \quad (13)$$

$$\dot{x}_3 = Li_b \dot{i}_b + C_b V_b \dot{V}_b, \quad (14)$$

$$\dot{x}_4 = V_d \dot{i}_b. \quad (15)$$

将等式(3)~(6)代入等式(12)~(15), 可得

$$d_1 = -V_u i_{out} - \frac{\Delta L_{gu}}{L + \Delta L_{gu}} [V_{dc} - (1 - u_u) V_u] - \frac{\Delta C_u V_u}{C_u + \Delta C_u} [(1 - u_u) i_u - i_{out}], \quad (16)$$

$$d_2 = \frac{-V_{dc} \Delta L_{gu}}{L(L + \Delta L_{gu})} [V_{dc} - (1 - u_u) V_u], \quad (17)$$

$$d_3 = -V_b i_{out} - \frac{\Delta L_{gb}}{L_b + \Delta L_{gb}} [V_{dc} - (1 - u_b) V_b] - \frac{\Delta C_b V_b}{C_b + \Delta C_b} [(1 - u_b) i_b - i_{out}], \quad (18)$$

$$d_4 = \frac{-V_{dc} \Delta L_{gb}}{L(L + \Delta L_{gb})} [V_{dc} - (1 - u_b) V_b], \quad (19)$$

$$h_1 = \frac{V_{dc}^2}{L} - \frac{(1 - u_u) V_{dc} V_u}{L}, \quad (20)$$

$$h_2 = \frac{V_{dc}^2}{L} - \frac{(1 - u_b) V_{dc} V_b}{L}. \quad (21)$$

因此, 状态方程(12)~(15)可以重新写成如下:

$$\dot{x}_1 = x_2 + d_1, \quad (22)$$

$$\dot{x}_2 = h_1 + d_2, \quad (23)$$

$$\dot{x}_3 = x_4 + d_3, \quad (24)$$

$$\dot{x}_4 = h_2 + d_4, \quad (25)$$

其中 h_1 和 h_2 分别表示上/下桥臂的虚拟控制量. 值得注意的是, 等式(22)~(25)所表示的功率-能量状态方程和原系统如等式(3)~(6)所表示的电压-电流状态方程具有微分同胚特性, 本特性可以将非线性系统转化为线性的Brunovsky标准形式^[28]. 基于六通道交错浮动双升压变换器的运行机理, 相对于 $V_u i_{out}$ 和 $V_b i_{out}$, 以下成分是对可以忽略的, 即 $[V_{dc} - (1 - u_u) V_u]$, $[(1 - u_u) i_u - i_{out}]$, $[V_{dc} - (1 - u_b) V_b]$ 和 $[(1 - u_b) i_b - i_{out}]$. 因此, 扰动量 d_1 和 d_3 可以进行如下化简:

$$d_1 = -V_u i_{out}, \quad (26)$$

$$d_3 = -V_b i_{out}. \quad (27)$$

利用等式(16)~(21)可以得到控制器的实际控制变量如下:

$$u_u = 1 - \frac{V_{dc}^2 - L h_1}{V_{dc} V_u}, \quad (28)$$

$$u_b = 1 - \frac{V_{dc}^2 - L h_2}{V_{dc} V_b}. \quad (29)$$

经过上述微分同胚映射坐标变换, 本文控制器的目标由 V_{out} 跟踪 V_{ref} 转化为状态变量 x_1 和 x_3 渐近收敛到它们的额定值, 即 x_{1ref} 和 x_{3ref} , 其具体表现形式如下:

$$x_{1ref} = 0.5Li_{uref}^2 + 0.5C_u V_{uref}^2, \quad (30)$$

$$x_{2ref} = V_d i_{uref}, \quad (31)$$

$$x_{3ref} = 0.5Li_{bref}^2 + 0.5C_b V_{bref}^2, \quad (32)$$

$$x_{4ref} = V_d i_{bref}, \quad (33)$$

其中, $V_{uref} = V_{bref} = V_{ref}^*$, i_{uref} 和 i_{bref} 分别表示上/下桥臂的输入电流参考值. 计及输入/输出功率守恒, i_{uref} 和 i_{bref} 可以被表示如下:

$$i_{uref} = i_{bref} = \frac{V_{ref}^* i_{out}}{V_{dc}}. \quad (34)$$

由于扰动量 $d_1 \sim d_4$ 是输出电流和弱电源/寄生电容导致的不确定量构成的, 因此, 它们及其导数存在极值, 即 $d_{imax} = \sup_{t>0} |d_i(t)|$ 和 $\tilde{d}_{imax} = \sup_{t>0} |\dot{d}_i(t)|$. 同时, 在稳态时, 其导数的终值趋向于0.

基于等式(26)和(27)可知, 六通道交错浮动双升压变换器的输出电流瞬时值可以通过扰动量 d_1 和 d_3 获得. 因此通过观测 d_1 和 d_3 , 状态变量的额定值 $x_{1ref} \sim x_{4ref}$ 可

以被准确地获取. 基于此, 本文为 $d_1 \sim d_4$ 设计了扰动观测器, 具体如下所示:

$$\begin{cases} \hat{d}_1 = H_{d1}x_1 + \alpha_1, \\ \dot{\alpha}_1 = -H_{d1}(x_2 + \hat{d}_1), \end{cases} \quad (35)$$

$$\begin{cases} \hat{d}_2 = H_{d2}x_2 + \alpha_2, \\ \dot{\alpha}_2 = -H_{d2}(h_1 + \hat{d}_2), \end{cases} \quad (36)$$

$$\begin{cases} \hat{d}_3 = H_{d3}x_3 + \alpha_3, \\ \dot{\alpha}_3 = -H_{d3}(x_4 + \hat{d}_3), \end{cases} \quad (37)$$

$$\begin{cases} \hat{d}_4 = H_{d4}x_4 + \alpha_4, \\ \dot{\alpha}_4 = -H_{d4}(h_2 + \hat{d}_4), \end{cases} \quad (38)$$

其中 $\hat{d}_1 \sim \hat{d}_4$ 表示扰动量 $d_1 \sim d_4$ 的观测值; $H_{d1} \sim H_{d4}$ 表征正观测增益; $\alpha_1 \sim \alpha_4$ 表征观测器内部变量. 利用等式(35)~(38), 观测器误差动态特性如下所示:

$$\dot{e}_{d1} = -H_{d1}e_{d1} + \dot{d}_1, \quad (39)$$

$$\dot{e}_{d2} = -H_{d2}e_{d2} + \dot{d}_2, \quad (40)$$

$$\dot{e}_{d3} = -H_{d3}e_{d3} + \dot{d}_3, \quad (41)$$

$$\dot{e}_{d4} = -H_{d4}e_{d4} + \dot{d}_4, \quad (42)$$

其中, $e_{di} = d_i - \hat{d}_i$ ($i = 1, 2, 3, 4$) 表征观测器误差. 构建如下能量函数:

$$Q(e_{d1}, e_{d2}, e_{d3}, e_{d4}) = 0.5 \sum_{i=1}^4 e_{di}^2. \quad (43)$$

因此, 可以得到如下不等式:

$$\begin{aligned} \dot{Q}(e_{di}) &= \sum_{i=1}^4 (-H_{di}e_{di}^2 + e_{di}\dot{d}_i) \\ &\leq \sum_{i=1}^4 (-H_{di}|e_{di}|^2 + |e_{di}|\tilde{d}_{imax}) \\ &= -\sum_{i=1}^4 |e_{di}|(H_{di}|e_{di}| - \tilde{d}_{imax}). \end{aligned} \quad (44)$$

因此, 在有限时间内, 估计误差是有限的, 并且边界如下:

$$|e_{di}| \leq \sigma_d, \quad (45)$$

其中 $\sigma_d = \max(\tilde{d}_{imax}/H_{di})$. 为了进一步节约成本, 消除输出

电流传感器, 基于等式(26), (27)和(30)~(34), 估计的状态变量参考值如下所示:

$$\hat{x}_{1ref} = 0.5L \frac{\hat{d}_1^2}{V_{dc}^2} + 0.5C_u V_{ref}^{*2}, \quad (46)$$

$$\hat{x}_{2ref} = -\hat{d}_1, \quad (47)$$

$$\hat{x}_{3ref} = 0.5L \frac{\hat{d}_3^2}{V_{dc}^2} + 0.5C_b V_{ref}^{*2}, \quad (48)$$

$$\hat{x}_{4ref} = -\hat{d}_3. \quad (49)$$

进而, 基于扰动观测器的滑模控制器被提出, 其滑模面如下所示:

$$s_1 = a_1 e_{x1} + e_{x2} - \dot{\hat{x}}_{1ref}, \quad (50)$$

$$s_2 = a_2 e_{x3} + e_{x4} - \dot{\hat{x}}_{3ref}, \quad (51)$$

其中, $e_{xi} = x_i - x_{iref}$ 称之为状态偏差; $\dot{\hat{x}}_{1ref}$ 和 $\dot{\hat{x}}_{3ref}$ 表征 $\hat{x}_{1ref}$ 和 $\hat{x}_{3ref}$ 的导数. 为了确保滑模面 s_1 和 s_2 收敛到0, 设计如下控制器:

$$\begin{aligned} h_1 &= -a_1(e_{x2} - \dot{\hat{x}}_{1ref}) + \ddot{\hat{x}}_{1ref} - \dot{\hat{d}}_1 - \hat{d}_2 \\ &\quad - H_{s1} \text{sgn}(s_1) - H_{s2} s_1, \end{aligned} \quad (52)$$

$$\begin{aligned} h_2 &= -a_2(e_{x4} - \dot{\hat{x}}_{3ref}) + \ddot{\hat{x}}_{3ref} - \dot{\hat{d}}_3 - \hat{d}_4 \\ &\quad - H_{s3} \text{sgn}(s_2) - H_{s4} s_2, \end{aligned} \quad (53)$$

其中 $H_{s1} \sim H_{s4}$ 表征正定滑模控制器增益. 综上所述, 控制器的收敛特性和稳定性可以通过如下定理得到.

定理 当如下关系式成立时, 滑模控制器增益 $H_{s1} \sim H_{s4}$ 满足 $(H_{s1} - H_{s2}|s_1|) > (1 + a_1)\sigma_d$ 和 $(H_{s3} - H_{s4}|s_2|) > (1 + a_2)\sigma_d$ 以及足够大的 H_{min} 被选择, 则基于等式(28)和(29)的六通道交错浮动双升压变换器是渐近稳定的, 并且其输出电压 V_{out} 可以跟踪上 V_{ref} .

证明 利用等式(22)~(25), (39)~(42)和(46)~(49), 滑模面 s_1 和 s_2 的导数如下所示:

$$\dot{s}_1 = a_1 e_{d1} + e_{d2} - H_{s1} \text{sgn}(s_1) - H_{s2} s_1, \quad (54)$$

$$\dot{s}_2 = a_2 e_{d3} + e_{d4} - H_{s3} \text{sgn}(s_2) - H_{s4} s_2. \quad (55)$$

定义标准李雅普诺夫函数:

$$V(s_1, s_2) = 0.5s_1^2 + 0.5s_2^2. \quad (56)$$

基于此, $V = V(s_1, s_2)$ 的导数如下所示:

$$\begin{aligned}
\dot{V} &= s_1 \dot{s}_1 + s_2 \dot{s}_2 \\
&= -H_{s1}|s_1| - H_{s2}s_1^2 - H_{s3}|s_3| - H_{s4}s_2^2 \\
&\quad + (a_1 e_{d1} + e_{d2})s_1 + (a_2 e_{d3} + e_{d4})s_2 \\
&\leq -H_{s1}|s_1| - H_{s2}s_1^2 - H_{s3}|s_3| - H_{s4}s_2^2 \\
&\quad + (1+a_1)\sigma_d s_1 + (1+a_2)\sigma_d s_2 \\
&= -[H_{s1} + H_{s2}|s_1| - (1+a_1)\sigma_d]|s_1| \\
&\quad - [H_{s3} + H_{s4}|s_2| - (1+a_2)\sigma_d]|s_2|. \quad (57)
\end{aligned}$$

因此, 当 $(H_{s1} - H_{s2}|s_1|) > (1+a_1)\sigma_d$ 且 $(H_{s3} - H_{s4}|s_2|) > (1+a_2)\sigma_d$, 系统状态误差渐近收敛到定义的滑模面 $s_1=0$ 和 $s_2=0$. 当 $H_{d1} \sim H_{d4}$ 选择足够大时, σ_d 可以选取任意小, 同时 $H_{s1} \sim H_{s4}$ 也可以选取相对较小而缓解了滑模抖振问题. 基于等式(50)和(51), 当 $s_1=0$ 和 $s_2=0$ 时,

$$e_{x2} = -a_1 e_{x1} + \dot{\hat{x}}_{1\text{ref}}, \quad (58)$$

$$e_{x4} = -a_2 e_{x3} + \dot{\hat{x}}_{3\text{ref}}, \quad (59)$$

$$\dot{e}_{x1} = e_{x2} + e_{d1} - \dot{\hat{x}}_{1\text{ref}}, \quad (60)$$

$$\dot{e}_{x3} = e_{x4} + e_{d3} - \dot{\hat{x}}_{3\text{ref}}. \quad (61)$$

将等式(58)和(59)代入等式(60)和(61)并结合等式(39)~(42)可知, 基于扰动观测器的六通道交错浮动双升压变换器的滑模动态是

$$\dot{e} = \mathbf{A}e + \mathbf{B}\dot{d}, \quad (62)$$

其中 $\dot{e} = [\dot{e}_{x1}, \dot{e}_{d1}, \dot{e}_{d2}, \dot{e}_{x3}, \dot{e}_{d3}, \dot{e}_{d4}]^T$ 和 $\dot{d} = [\dot{d}_1, \dot{d}_2, \dot{d}_3, \dot{d}_4]$; $\mathbf{A}$ 和 $\mathbf{B}$ 是如下矩阵:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -a_1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -H_{d1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -H_{d2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -H_{d3} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -H_{d4} \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}.$$

定义如下李雅普诺夫函数:

$$V_e = Q(e_{di}) + 0.5e_{x1}^2 + 0.5e_{x3}^2, \quad (63)$$

其导数如下所示:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_e &= \dot{Q}(e_{di}) + e_{x1}\dot{e}_{x1} + e_{x3}\dot{e}_{x3} \\
&= \dot{Q}(e_{di}) + (-a_1 e_{x1}^2 + e_{x1}e_{d1}) + (-a_3 e_{x3}^2 + e_{x3}e_{d3}) \\
&= \sum_{i=1}^4 (-H_{di}e_{di}^2 + e_{di}\dot{d}_i) + (-a_1 e_{x1}^2 + e_{x1}e_{d1}) \\
&\quad + (-a_3 e_{x3}^2 + e_{x3}e_{d3}). \quad (64)
\end{aligned}$$

利用杨不等式, 可以得到如下结果:

$$\begin{aligned}
\dot{V}_e &\leq -(H_{d1}-1)e_{d1}^2 - H_{d2}e_{d2}^2 - (H_{d3}-1)e_{d3}^2 - H_{d4}e_{d4}^2 \\
&\quad - (a_1-0.5)e_{x1}^2 - (a_3-0.5)e_{x3}^2 + 0.5 \sum_{i=1}^4 \dot{d}_i. \quad (65)
\end{aligned}$$

计及等式(63), 不等式(65)可以被简写为

$$\dot{V}_e \leq -H_{\min} V_e + 2\tilde{d}_{\max}, \quad (66)$$

其中,

$$H_{\min} = \min \left[\frac{2(H_{d1}-1), 2H_{d2}, 2(H_{d3}-1),}{2H_{d4}, 2(a_1-0.5), 2(a_2-0.5)} \right] > 0,$$

$$\tilde{d}_{\max} = \max[\tilde{d}_{1\max}, \tilde{d}_{2\max}, \tilde{d}_{3\max}, \tilde{d}_{4\max}].$$

根据等式(66), 在有限时间内, V_e 是有界且 $V_e \leq \xi$, 其中 $\xi = 2\tilde{d}_{\max}/H_{\min}$. 通过选取足够大的 $H_{\min}$ 可以保证 V_e 是趋近于0的. 因此, 等式(62)定义的误差可以渐近收敛到原系统的任意小邻域内. 故而定理得证.

综上所述, 六通道交错浮动双升压变换器的上/下桥臂输出电压可以很好地被控制为 $V_u = V_b = V_{\text{ref}}^*$, 即六通道交错浮动双升压变换器的输出电压可以实现 $V_{\text{out}} = V_{\text{ref}}$.

需要注意的是, 由于本文所研究的车载能量互济装置需具备便携性和低成本的要求, 因此主控制器件多采用DSP和MCU, 其计算能力有限, 因此, 本文利用功率-能量的状态方程和传统电流-电压的状态方程的微分同胚特性, 构建了基于功率-能量的线性状态方程, 成功地将恒功率负载非线性控制问题转化为线性控制问题. 力求在不损失控制效果的前提下, 实现了控制器设计难度和计算复杂度的有效降低, 保证其适用于DSP或MCU的计算能力较低的主控制器件. 综上所述, 相较于智能充电公司Wallbox所提出的方案, 本文所提出的方法具备无需大幅改装电动汽车的低成本和高适用性等优势, 相较于目前的Boost变换器非线性控制技

术, 具有控制器设计简单和控制算法计算负担低的优势。

4 电流均分比例-谐振控制器

尽管六通道交错浮动双升压变换器的桥臂是镜像对称的, 但由于不可避免的电路参数和占空比偏差, 将会导致六个通路上流经的电流不一致而造成硬件设备的不必要耗损。通常采用PI控制器实现电流插补, 但由于恒功率负载在电磁时间尺度易产生低频/次同步振荡, 因此本文采取电流均分比例-谐振控制器, 详细控制框图如图5所示, 其中, $i_{ave} = (i_u + i_b) / 6$ 。因此, 每个通路的电流均分补偿器表示如下:

$$u_{comi} = K_p e_{comi} + \frac{K_R s}{s^2 + \omega_c^2} e_{comi}, \quad (67)$$

其中, $e_{comi} = i_{ave} - i_{ui}$ 或者 $e_{comi} = i_{ave} - i_{bi}$; K_p 和 K_R 是比例谐振控制器参数, 其中 $K_p > 0$ 且 $K_R > 0$ 。值得关注的是, 滑模控制器控制带宽需要高于比例谐振控制器控制带宽的5倍以上^[29]。

基于此, 电动汽车能量互济控制策略的整体控制框图如图6所示。车-车能量转换装置共包括两个部分, 即硬件拓扑部分和内嵌于DSP中的控制部分, 图3表征车-车能量转换装置的硬件拓扑部分, 图6表征均流控制器和基于扰动观测器的滑模控制器。

5 仿真验证

本文的仿真基于Matlab/Simulink 2019b, 搭建了如图3所示的六通道交错浮动双升压变换器以及如图6所示的仿真验证系统, 通过设定供能电动汽车的输出电压 V_{dc} , 以及设定耗能电动汽车的输入电压 V_{out} 和功率 P_{CPL} 以验证提供方法的有效性。如果实际检测的耗能电动汽车的输入电压和功率(可由电压和电流的乘积表示)与设定值相同, 并且耗能电动汽车的输入值没有明显的抖动现象, 则说明本文提出的方法是高度有效的。根据目前电动汽车的充电国家标准关于第四种快充模式, 耗能电动汽车的输入电压为200~600 V, 充电功率可达30 kW。因此, 本文选取300 V/30 kW和250 V/20 kW的耗能电动汽车。从供能电动汽车的角度出发, 每组蓄电池可以提供12 V左右

图5 电流均分控制器

Figure 5 Current sharing controller.

图6 整体控制框图

Figure 6 Overall control block diagram.

的直流电压, 通常由4~6组蓄电池向外以60 V左右的电压提供能量, 因此本文选取60和75 V的供能电动汽车进行控制方法仿真验证。六通道交错浮动双升压变换器的硬件参数如下所示: 六桥臂电感 $L_{u1} = L_{u2} = L_{u3} = L_{b1} = L_{b2} = L_{b3} = 0.33 \text{ mH}$; 未知弱电源等效电感 $\Delta L_g = 0.2L$; $C_u = C_b = 1.41 \text{ mF}$ 。扰动观测器的参数如下: 正观测器增益分别为 $H_{d1} = H_{d3} = 2000$ 和 $H_{d2} = H_{d4} = 280$ 。滑模控制器参数如下: 正定滑模控制器增益为 $H_{s1} = H_{s3} = 0.01$ 和 $H_{s2} = H_{s4} = 20000$; 系数 $a_1 = a_2 = 10000$ 。电流均分比例-谐振控制器参数如下: 比例系数 $K_p = 0.1$; 谐振系数 $K_R = 5$; 截止频率 $\omega_c = 3$ 。

案例1 设定供能B车的蓄电池额定的输出电压为75 V, 耗能A车以300 V电压恒定充电, 其中 $P_{CPL} = 30 \text{ kW}$, 基于此, 便捷式能量互济装置上/下桥臂的额定输出电压为 $V_{ref}^* = 187.5 \text{ V}$; 便捷式能量互济装置输出额定电压为 $V_{ref} = 300 \text{ V}$ 。如图7(a)所示, 便捷式能量互济装置实际输出电压为 $V_{out} = 300 \text{ V}$ 。同时, 如图7(b)可知, 便捷式能量互济装置的上/下桥臂实际输出电压为 $V_u = V_b = 187.5 \text{ V}$ 。如图8所示, 便捷式能量互济装置六个通道上流经的电流相同, 证明电流均分比例-谐振控制

图 7 案例1便捷式能量互济装置电压. (a) 实际输出电压; (b) 上/下桥臂实际输出电压

Figure 7 Voltage of the portable energy mutual aid device in Case 1. (a) Actual output voltage; (b) actual output voltage of upper/lower bridge arm.

图 8 案例1便捷式能量互济装置各个通道电流

Figure 8 Current of each arm regarding the portable energy mutual aid device in Case 1.

器可以很好地实现电流的均分. 因此, 电动汽车能量互济控制策略可以有效实现源-荷两侧稳定运行, 以确保车主实现车-车的快速能量互济.

案例2 在本案例中, 相较于案例1, 通过设定不同于案例1的供能B车的蓄电池额定的输出电压以验证在不同源侧电压下的所提基于扰动观测器的滑模控制算法的有效性. 设定供能B车的蓄电池额定的输出电压为60 V, 耗能A车以300 V电压恒定充电, 其中 $P_{CPL}=30$ kW, 基于此, 便捷式能量互济装置上/下桥臂的额定输出电压是 $V_{ref}^*=180$ V; 便捷式能量互济装置输出额定电压为 $V_{ref}=300$ V. 如图9(a)所示, 便捷式能量互济装置实际输出电压依旧稳定在 $V_{out}=300$ V. 同时, 如图9(b)可知, 便捷式能量互济装置的上/下桥臂实际输出电压为 $V_u=V_b=180$ V. 如图10所示, 即使源侧电压变化, 便捷式能量互济装置六个通道上流经的电流依旧相同. 上述案例说明供能车辆输出电压变化时,

图 9 案例2便捷式能量互济装置电压. (a) 实际输出电压; (b) 上/下桥臂实际输出电压

Figure 9 Voltage of the portable energy mutual aid device in Case 2. (a) Actual output voltage; (b) actual output voltage of upper/lower bridge arm.

图 10 案例2便捷式能量互济装置各个通道电流

Figure 10 Current of each arm regarding the portable energy mutual aid device in Case 2.

电动汽车能量互济控制策略依旧能够确保车主实现车-车的快速能量互济. 该现象说明了本文提出的方法的广泛适用性和能够确保便捷式能量互济装置的广泛应用, 有利于应用于各种类型的电动汽车当中, 助力消除电动汽车的里程焦虑.

案例3 在本案例中, 通过设定耗能A车的蓄电池额定的输入电压和额定功率以验证在不同载侧电压和功率下的所提基于扰动观测器的滑模控制算法的有效性. 设定供能B车的蓄电池额定的输出电压为60 V, 耗能A车以250 V电压恒定充电, 其中 $P_{CPL}=20$ kW, 基于此, 便捷式能量互济装置上/下桥臂的额定输出电压是 $V_{ref}^*=155$ V; 便捷式能量互济装置输出额定电压为 $V_{ref}=250$ V. 如图11(a)所示, 便捷式能量互济装置实际输出电压稳定在 $V_{out}=250$ V. 同时, 如图11(b)可知, 便捷式能量互济装置的上/下桥臂实际输出电压为 $V_u=V_b=155$ V. 如图12所示, 在不同电压和功率输出下便捷式

图 11 案例3便捷式能量互济装置电压. (a) 实际输出电压; (b) 上/下桥臂实际输出电压

Figure 11 Voltage of the portable energy mutual aid device in Case 3. (a) Actual output voltage; (b) actual output voltage of upper/lower bridge arm.

图 12 案例3便捷式能量互济装置各个通道电流

Figure 12 Current of each arm regarding the portable energy mutual aid device in Case 3.

能量互济装置六个通道上流经的电流同样相同. 上述案例说明耗能车辆额定电压/功率变化时, 电动汽车能量互济控制策略依旧能够确保车主实现车-车的快速能量互济.

案例4 本部分提供了对比仿真案例, 即本文方法和传统的滑模控制策略(见等式(50)和(51))进行对比. 图13表征了在耗能电动汽车额定功率变化下的耗能电动汽车的输入电压值. 其中耗能电动汽车的理想电压为300 V, 额定容量在0.08 s时从30 kW增加至40 kW, 在0.1 s时恢复至30 kW. 尽管在30 kW时 x_{2ref} 和 x_{4ref} 满足 $d_1 + x_{2ref} = 0$ 和 $d_3 + x_{4ref} = 0$, 但额定容量改变将产生误差项. 基于此, 采用传统的滑模控制策略的实际耗能电动汽车的输入电压值为280 V, 而采用本文所提出的含扰动观测器的滑模控制策略的实际耗能电动汽车的输入电压值保持在300 V. 因此, 本文方法的有效性得到了很好的验证.

图 13 (网络版彩图)案例4便捷式能量互济装置电压

Figure 13 (Color online) Voltage of the portable energy mutual aid device in Case 4.

6 实验验证

为验证所提出电动汽车能量互济控制策略的有效性, 本节搭建了如图14所示的六通道交错浮动双升压换流器硬件在环(controller hardware-in-the-loop, CHIL)实验平台. 其中, 控制频率为 10^5 Hz. 六通道交错浮动双升压换流器都通过数字信号处理器(digital signal processor, DSP)控制器(TMS320F28335)进行控制. 其中, DSP的输入是六通道电压和电流测量值, 由OPAL-RT系统的D2A终端将其从数字信号转换为模拟信号. 同时, DSP控制器的输出是PWM信号, 这些信号被发送到OPAL-RT系统的PWM通道, 然后驱动六通道交错浮动双升压换流器模型中的电源开关. 最后, 将其其他元件及其相关控制器的切换模型嵌入OPAL-rtop5600仿真器中, 其余参数同仿真验证部分参数相同, 详细的实验平台如文献[16]所示.

本实验部分首先选取与仿真案例1相同的工况, 设定供能B车的蓄电池额定的输出电压为75 V, 耗能A车以300 V电压恒定充电, 其中 $P_{CPL}=30$ kW, 能量互济装置输出额定电压为 $V_{ref}=300$ V. 如图15所示, 便捷式能量互济装置实际输出电压为 $V_{out}=300$ V. 由此可知, 电动汽车能量互济控制策略可以有效实现源-荷两侧稳定运行. 如图16所示, 便捷式能量互济装置六个通道上流经的实验电流相同. 通过上述实验结果可知, 电动汽车能量互济控制策略可以实现电动汽车之间的车-车安全稳定的快速能量互济.

本实验部分其次选取与仿真部分的案例2完全相同的工况, 设定供能B车的蓄电池额定的输出电压为60 V, 耗能A车以300 V电压恒定充电, 其中 $P_{CPL}=30$ kW, 便捷式能量互济装置输出额定电压为 $V_{ref}=300$ V. 如

图 14 (网络版彩图)硬件在环实验平台

Figure 14 (Color online) Experiment set regarding the controller hardware-in-the-loop.

图 15 (网络版彩图)供能汽车 75 V 下的能量互济装置输出实验电压

Figure 15 (Color online) Experimental output voltage of energy mutual aid device for energy supply vehicle at 75 V.

图 16 (网络版彩图)供能汽车 75 V 下的能量互济装置各个通道实验电流

Figure 16 (Color online) Experimental output current in each arm of energy mutual aid device for energy supply vehicle at 75 V.

图 17 所示, 便捷式能量互济装置实际输出电压为 $V_{out}=300$ V. 由此可知, 电动汽车能量互济控制策略可以有效实现源-荷两侧稳定运行. 如图 18 所示, 便捷式能量互济装置六个通道上流经的实验电流相同, 证实电流均分比例-谐振控制器的有效性. 通过上述实验结果可知, 电动汽车能量互济控制策略可以实现电动汽车之间的车-车安全稳定的快速能量互济.

需要注意的是, 本文的实验部分与仿真部分的案例 1 和 2 完全相同, 仿真部分的六通道交错浮动双升压变换器输出电压可以稳定在 300 V, 同时流经各个通道的电流相同. 实验部分的六通道交错浮动双升压变换器输出电压也可以稳定在 300 V, 同时流经各个通道的电流相同. 由于仿真和实验结果得到相同的结论, 更进一步说明了本文所提出方法的有效性和复现性.

图 17 (网络版彩图) 供能汽车 60 V 下的能量互济装置输出实验电压

Figure 17 (Color online) Experimental output voltage of energy mutual aid device for energy supply vehicle at 60 V.

图 18 (网络版彩图) 供能汽车 60 V 下的能量互济装置各个通道实验电流

Figure 18 (Color online) Experimental output current in each arm of energy mutual aid device for energy supply vehicle at 60 V.

7 结论

基于电动汽车车-车快速能量互济的需求, 本文提出了电动汽车能量互济控制策略以确保车主实现车-车的快速电能互济。鉴于车内蓄电池组等效短路比数值较低问题和互济装置低电压、大电流需求, 本文首先构造了等效六通道交错浮动双升压变换器及其状态方程。由于耗能车辆恒功率充电和供能车辆弱电源而

易于产生低频/次同步振荡问题, 本文利用等效状态方程构建了基于扰动观测器的滑模控制算法以提供符合电动汽车国家标准的恒定电压/功率直流电。针对六通道均流问题, 本文提出了比例-谐振控制器以降低热损和提高使用寿命。最后, 通过四组车-车能量互济仿真案例和两组在环实验案例, 验证了提出的电动汽车能量互济控制策略的有效性。

参考文献

- 1 Zhou X X, Zeng R, Gao F, et al. Development status and prospects of the Energy Internet (in Chinese). *Sci Sin Inf*, 2017, 47: 149–170 [周孝信, 曾嵘, 高峰, 等. 能源互联网的发展现状与展望. 中国科学: 信息科学, 2017, 47: 149–170]
- 2 Xi L, Yu L, Zhang X, et al. Automatic generation control of ubiquitous power internet of things integrated energy system based on deep reinforcement learning (in Chinese). *Sci Sin Tech*, 2020, 50: 221–234 [席磊, 余璐, 张弦, 等. 基于深度强化学习的泛在电力物联网综合能源系统的自动发电控制. 中国科学: 技术科学, 2020, 50: 221–234]
- 3 Wang X F, Shao C C, Wang X L, et al. Survey of electric vehicle charging load and dispatch control strategies (in Chinese). *Proc CSEE*, 2013, 33: 1–10 [王锡凡, 邵成成, 王秀丽, 等. 电动汽车充电负荷与调度控制策略综述. 中国电机工程学报, 2013, 33: 1–10]
- 4 National Standards of the People's Republic of China. Connection set for conductive charging of electric vehicles. Part 1: General requirements (in Chinese). GB/T 20234.1-2015 [中华人民共和国国家标准. 电动汽车传导充电用连接装置. 第1部分: 通用要求. GB/T 20234.1-2015]
- 5 Wang R, Sun Q, Qin D, et al. Steady-state stability assessment of AC-busbar plug-in electric vehicle charging station with photovoltaic. *J Modern Power Syst Clean Energy*, 2020, 8: 884–894
- 6 Zhang Y, Liu J, Dong Z, et al. Dynamic performance improvement of diode-capacitor-based high step-up DC-DC converter through right-half-plane zero elimination. *IEEE Trans Power Electron*, 2017, 32: 6532–6543
- 7 Jiang W, Zhang X, Guo F, et al. Large-signal stability of interleave boost converter system with constant power load using sliding-mode control. *IEEE Trans Ind Electron*, 2020, 67: 9450–9459
- 8 Jiang W, Chincholkar S H, Chan C Y. Investigation of a voltage-mode controller for a DC-DC multilevel boost converter. *IEEE Trans Circuits Syst II*, 2018, 65: 908–912
- 9 Huangfu Y, Zhuo S, Chen F, et al. Robust voltage control of floating interleaved boost converter for fuel cell systems. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2018, 54: 665–674
- 10 Spiazzi G, Buso S. Analysis of the interleaved isolated boost converter with coupled inductors. *IEEE Trans Ind Electron*, 2015, 62: 4481–4491

- 11 Rui W, Qiuye S, Dazhong M, et al. Line inductance stability operation domain assessment for weak grids with multiple constant power loads. *IEEE Trans Energy Convers*, 2021, 36: 1045–1055
- 12 Xin H H, Gan D Q, Ju P. Generalized short circuit ratio of power systems with multiple power electronic devices: Analysis for various renewable power generations (in Chinese). *Proc CSEE*, 2020, 40: 5516–5527 [辛焕海, 甘德强, 鞠平. 多馈入电力系统广义短路比: 多样化新能源场景. *中国电机工程学报*, 2020, 40: 5516–5527]
- 13 Wang H S, Wang H, Zhang J W, et al. Split-capacitor passive damping control for LCL grid-connected inverter (in Chinese). *Power Syst Tech*, 2014, 38: 895–902 [王海松, 王晗, 张建文, 等. LCL型并网逆变器的分裂电容无源阻尼控制. *电网技术*, 2014, 38: 895–902]
- 14 Zhuang X Z, Zhang Q J, Liu Y C, et al. An active damping control of constant power load for all-electric ships (in Chinese). *Trans China Electrotech Soc*, 2020, 35: 101–109 [庄绪州, 张勤进, 刘彦呈, 等. 船舶全电力推进系统恒功率负载有源阻尼控制策略. *电工技术学报*, 2020, 35: 101–109]
- 15 Wu M, Lu D D C. A Novel stabilization method of LC input filter with constant power loads without load performance compromise in DC microgrids. *IEEE Trans Ind Electron*, 2015, 62: 4552–4562
- 16 Zhang X, Zhong Q C, Kadiramanathan V, et al. Source-side series-virtual-impedance control to improve the cascaded system stability and the dynamic performance of its source converter. *IEEE Trans Power Electron*, 2019, 34: 5854–5866
- 17 Zhang Z D, Zheng L, Wu X, et al. State estimation of distributed electric vehicle based on robust adaptive UKF (in Chinese). *Sci Sin Tech*, 2020, 50: 1461–1473 [张志达, 郑玲, 吴行, 等. 基于鲁棒自适应UKF的分布式电动汽车状态估计. *中国科学: 技术科学*, 2020, 50: 1461–1473]
- 18 Le J Y, Xie Y X, Hong Q Z, et al. Sliding mode control of boost converter based on exact feedback linearization (in Chinese). *Proc CSEE*, 2011, 31: 16–23 [乐江源, 谢运祥, 洪庆祖, 等. Boost变换器精确反馈线性化滑模变结构控制. *中国电机工程学报*, 2011, 31: 16–23]
- 19 Sulligoi G, Bosich D, Giadrossi G, et al. Multiconverter medium voltage DC power systems on ships: Constant-power loads instability solution using linearization via state feedback control. *IEEE Trans Smart Grid*, 2014, 5: 2543–2552
- 20 Liu J B, Ming W L. A novel scheme of nonlinear control strategy based on input-output linearization for boost type DC/DC converter (in Chinese). *Proc CSEE*, 2010, 30: 55–61 [刘锦波, 明文龙. 一种基于输入/输出反馈线性化的Boost型DC/DC变换器非线性控制方案. *中国电机工程学报*, 2010, 30: 55–61]
- 21 Xu Q, Yan Y, Zhang C, et al. An offset-free composite model predictive control strategy for DC/DC buck converter feeding constant power loads. *IEEE Trans Power Electron*, 2020, 35: 5331–5342
- 22 Xu Q, Zhang C, Wen C, et al. A novel composite nonlinear controller for stabilization of constant power load in DC microgrid. *IEEE Trans Smart Grid*, 2017, 10: 752–761
- 23 Zhao Y, Qiao W, Ha D. A sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC buck converters with constant power loads. *IEEE Trans Ind Applicat*, 2014, 50: 1448–1458
- 24 Singh S, Fulwani D, Kumar V. Robust sliding-mode control of dc/dc boost converter feeding a constant power load. *IET Power Electron*, 2015, 8: 1230–1237
- 25 Wu W, Zhang M, Chen Y, et al. Sequence impedance modeling and stability comparative analysis of voltage-controlled VSGs and current-controlled VSGs. *IEEE Trans Ind Electron*, 2019, 66: 6460–6472
- 26 Krishayya P, Adapa R, Holm M, et al. IEEE guide for planning DC links terminating at AC locations having low short-circuit capacities. Part I: AC/DC system interaction phenomena. *IEEE Standard 1204-1997*, 1997
- 27 Wang R, Sun Q, Liu X, et al. Power flow calculation based on local controller impedance features for the AC microgrid with distributed generations. *IET Energy Syst Integration*, 2019, 1: 202–209
- 28 Xu X, Liu Q, Zhang C, et al. Prescribed performance controller design for DC converter system with constant power loads in DC microgrid. *IEEE Trans Syst Man Cybern Syst*, 2020, 50: 4339–4348
- 29 Wang R, Sun Q Y, Zhang P J, et al. Reduced-order transfer function model of the droop-controlled inverter via jordan continued-fraction expansion. *IEEE Trans Energy Convers*, 2020, 35: 1585–1595

Vehicle-vehicle energy mutual aid control strategy for electric vehicles

WANG Rui^{1,2}, HU JingWei¹, SUN QiuYe^{1,3}, JIANG WenTao² & SUN ChengHao¹

¹ College of Information Science and Engineering, Northeastern University, Shenyang 110819, China;

² Energy Research Institute, Nanyang Technological University, Singapore 637141, Singapore;

³ State Key Laboratory of Synthetical Automation for Process Industries, Northeastern University, Shenyang 110819, China

Although electric vehicles have been extensively promoted by governments around the world, their development is seriously hampered by the shortage of charging stations in remote areas. Once the electric vehicle is lacking electricity in the midway, the owners can only choose to wait for rescue. For this purpose, this study proposes an energy mutual aid control strategy for an electric vehicle to ensure the rapid power mutual supply of the vehicle owner. First, aiming at the low short circuit ratio (SCR) of the source subsystem in the electric vehicle and the low voltage as well as large current demand of the mutual aid device, the equivalent six-channel interleaved floating dual boost converter and its state-space function are constructed. Further, for the limitation of low frequency/sub-synchronous oscillation caused through constant power supply of the absorbed energy electric vehicle and weak source of the supplied energy vehicle, a disturbance observer based sliding mode control algorithm is proposed using equivalent state-space function to provide DC power with constant voltage/power by the standard. Furthermore, the proportional-resonant controller is proposed to solve the current sharing problem among six parallel channels, which reduces the heat loss and improves the service life of the device. Finally, simulation and experimental results illustrate the high performance of the proposed stabilization control algorithm.

electric vehicle, energy mutual aid, disturbance observer, sliding mode control

doi: [10.1360/SST-2020-0478](https://doi.org/10.1360/SST-2020-0478)