DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.222389

燃料电池-锂电池混合供电系统的无源控制策略及参数设计方法

敖文杰[1] 陈家伟[1] 陈 杰[2] 陈鹏伟[2]
（1. 重庆大学自动化学院 重庆 400044
2. 南京航空航天大学自动化学院 南京 211106）

摘要 多源混合供电技术可有效地利用不同供电单元性能，在电气化交通系统中得到广泛应用。然而，随着越来越多的恒功率特性及强脉动特性负载接入供电系统，系统的稳定性难以得到保证。针对传统线性控制方法难以保证系统的大信号稳定性，而现有非线性控制的研究仍缺乏兼顾稳定性和动态性能的控制参数设计方法的问题，该文对燃料电池-锂电池混合供电系统设计基于无源控制和扩张高增益状态观测器的复合控制方法，并对控制器和观测器参数进行了设计，有效地保证了系统的动静态性能。在实验室搭建一套额定功率为 3 kW 的燃料电池-锂电池混合供电系统实验平台进行测试，结果验证了所提控制策略和参数设计方法的有效性和正确性。

关键词： 无源控制 参数设计 扩张高增益状态观测器 混合供电系统

中图分类号： TM46; TM911

0 引言

近年来，交通行业持续推进能源供给侧改革，对清洁、高效、无污染的能源需求比例越来越高，研究和发展交通绿色供电技术刻不容缓。以氢燃料电池为代表的氢能技术凭借其低噪声、高能量密度等优势受到了学术界和工业界的广泛关注[1-4]。然而，燃料电池（Fuel Cell, FC）存在动态响应较慢、不能进行能量回收、难以适应交通系统的多工况用能需求，需辅以电池（Batterry, BAT）或超级电容（Supercapacitor, SC）等响应较快的储能单元结合电力电子变换器构成混合供电系统（Hybrid Power Supply System, HPSS），以提升供电灵活性。

混合供电系统的核心技术之一是通过对电力电子变换器控制器的设计实现母线电压稳定及负载功率在不同供电源间的动态分配。然而，随着越来越多的新型多时间尺度（ms-s-min）、强脉动（电磁武器、飞行器舵面）、恒功率（伺服驱动系统）电气化负荷接入 HPSS，大量跨时间尺度、跨功率等级的源荷交织在一起，采用常规线性控制方法（如 PID 控制）难以保证系统的大信号稳定性。此外，传统集中式功率分配控制方法也难以满足多场景用电条件下热插拔、冗余拓展以及再生能量的无损消纳等需求。

针对集中式功率分配的不足，国内外学者相继提出了基于频域解耦[5-6]和基于混合下垂控制[7-10]的分散式控制方法。频域控制通过对各个供电电源端口变换器施加相互独立的控制，实现动态功率分配。混合下垂控制利用虚拟电阻、虚拟电感、虚拟电容的组合实现对供电源端口变换器的输出阻抗设计，使得动态功率按频率范围自动地分配到各个供电源上。文献[10]针对燃料电池-蓄电池-超级电容混合供电系统，基于改进混合下垂控制方法，提出了一种高可靠的分散式动态功率分配策略，实现了脉动负荷功率在供电单元间优化分配、储能单元荷电状态调节和再生能量回收。本文所研究的燃料电池-锂电池（Lithium Battery, LB）HPSS 亦采用此功率分配控制策略。

针对 HPSS 的致稳控制问题，国内外学者基于非线性控制理论，提出了模型预测控制[11-13]、滑模控制[14-16]、反步法[17-19]、有源阻尼控制[20-21]、无源

国家自然科学基金资助项目（51877019）。
收稿日期 2023-01-03 改稿日期 2023-02-22

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

控制（Passivity-Based Control, PBC）[22-26]等先进控制方法。然而，模型预测控制难以在理论层次证明系统的全局稳定性，难以指导控制器参数设计。滑模控制器应用于电力电子变换器时会产生抖振，易受到电磁干扰，且现有研究未考虑兼顾动态性能的控制器参数设计问题。反步法的设计过程在系统阶数较高时较为繁琐，且在设计时未考虑系统的可控性。相较于上述控制方法，无源控制因控制器设计简单、物理意义清晰，近年来在直流电源系统的控制中得到了广泛关注。文献[22-24]针对单个供电源中由恒功率负载（Constant Power Load, CPL）、未知扰动等引起的系统不稳定、存在稳态误差等问题设计了基于扰动观测器的无源控制，有效地解决了稳态误差、系统不稳等问题，但未进行系统化的控制器参数设计以兼顾系统动态性能。文献[25]提出了一种采用非支配排序遗传算法Ⅲ的参数多目标优化，对无源控制器控制参数进行了优化，获得了更好的动静态性能，但未考量优化参数对系统稳定性的影响。文献[26]针对燃料电池-锂电池混合供电系统设计了基于扰动观测器的无源控制，但同样未对控制参数进行优化设计，使得系统性能未能进一步提升。此外，现有研究在设计控制器时通常要对负载建模，引入了非线性项，当负载模型发生变化时，原有的控制器可能保证不了稳定性。在对控制器进行参数设计时，传统线性控制设计方法通常要将系统中的非线性项转化为平衡点附近的线性项，在直流电源系统中这个非线性项通常为恒功率负载，难以保证系统的大信号稳定性。无源控制本质上是一种非线性控制，相关参数设计方法鲜有文献报道，尤其是满足动态性能的设计方法。总体而言，已有研究大都未考虑兼顾系统动态性能及稳定性的参数设计问题。

针对上述问题，本文在现有研究基础上，针对燃料电池-锂电池 HPSS 控制参数设计展开了研究，主要工作及创新点如下：

（1）设计了针对 Boost 变换器的无需考虑负荷类型的无源控制器，将参数不确定性视为扰动并用观测器进行估计并补偿，运用经典控制理论建立端口变换器、PBC 控制器、扩张高增益状态观测器（Extended High Gain State Observer, EHGSO）的小信号模型。

（2）分析了系统参数与系统动态性能、稳定性的关联关系，在无需考虑负载模型的前提下以线性控制器设计方法设计了非线性控制器参数，提出了兼顾系统动态性能的参数整定方法，并通过实验验证了所提方法的有效性。

1　系统模型及复合控制器设计

1.1　系统模型

图 1 为典型的燃料电池-锂电池混合供电系统结构，图中，v_x（x=1, 2）和 i_x 分别为燃料电池和锂电池的输出电压和输出电流，v_{ox} 和 i_{ox} 分别为端口变换器的输出电压和输出电流；v_{bus} 为母线电压，L_x 和 C_x 分别为端口变换器的滤波电感和滤波电容，R_{ix} 为滤波电感的内阻，VD_1 为二极管，S_1、S_2 和 S_3 为功率开关器件。

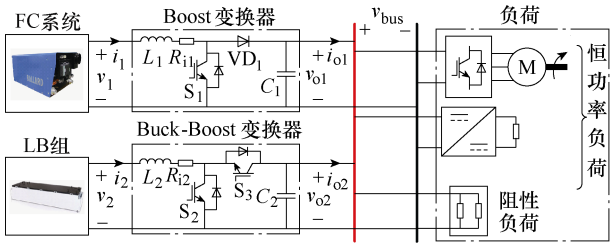


图 1　燃料电池-锂电池混合供电系统结构

Fig.1　Structure diagram of FC-LB HPSS

根据图 1，综合考虑参数的不确定性（滤波电容的内阻、二极管/开关管的导通内阻等引起的不确定建模误差）及测量噪声，端口变换器数学模型[26]可表示为

$$\begin{cases} L_{nx}\dot{i}_{mx} = v_{mx} - (1-u_x)v_{omx} + d_{cx} \\ C_{nx}\dot{v}_{omx} = (1-u_x)i_{mx} - i_{omx} + d_{vx} \end{cases} \tag{1}$$

其中

$$\begin{cases} d_{cx} = \Delta v_x - (1-u_x)\Delta v_{ox} - R_{ix}i_x + \varepsilon_{cx} - \Delta L_x\dot{i}_x - L_{nx}\Delta\dot{i}_x \\ d_{vx} = (1-u_x)\Delta i_x - \Delta i_{ox} + \varepsilon_{vx} - \Delta C_x\dot{v}_{ox} - C_{nx}\Delta\dot{v}_{ox} \end{cases} \tag{2}$$

式中，L_{nx} 和 C_{nx} 分别为 L_x 和 C_x 的标称值；v_{mx}、i_{mx}、v_{omx} 和 i_{omx} 分别为 v_x、i_x、v_{ox} 和 i_{ox} 的测量值；Δv_x、Δi_x、Δv_{ox} 和 Δi_{ox} 分别为 v_x、i_x、v_{ox} 和 i_{ox} 的不确定测量噪声；ΔL_x 和 ΔC_x 分别为 L_x 和 C_x 的不确定变化量；d_{cx} 和 d_{vx} 为由不确定的系统参数和测量噪声等引起的不确定扰动；u_x 为开关管 PWM 的占空比。

令 $\boldsymbol{x}=[i_{m1}\ v_{om1}\ i_{m2}\ v_{om2}]^T$，则式（1）可整理为 Euler-Lagrange 形式[22]。即

$$\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}} + \boldsymbol{J}\boldsymbol{x} = \boldsymbol{\varepsilon} \tag{3}$$

其中

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

$$\begin{cases}\boldsymbol{M}=\begin{bmatrix}L_{n1}&0&0&0\\0&C_{n1}&0&0\\0&0&L_{n2}&0\\0&0&0&C_{n2}\end{bmatrix}\\ \boldsymbol{\varepsilon}=\begin{bmatrix}v_{m1}+d_{c1}\\-i_{om1}+d_{v1}\\v_{m2}+d_{c2}\\-i_{om2}+d_{v2}\end{bmatrix}\end{cases} \tag{4}$$

$$\boldsymbol{J}=\begin{bmatrix}0&1-u_1&0&0\\-(1-u_1)&0&0&0\\0&0&0&1-u_2\\0&0&-(1-u_2)&0\end{bmatrix} \tag{5}$$

式中，$\boldsymbol{M}$ 为正定矩阵；$\boldsymbol{J}$ 为反对称矩阵；$\boldsymbol{\varepsilon}$ 为外部输入矩阵。

1.2 无源控制器设计

设基准状态向量 $\boldsymbol{x}_d=\begin{bmatrix}i_{m1}^* & v_{om1}^* & i_{m2}^* & v_{om2}^*\end{bmatrix}^T$，则系统的跟踪误差向量 $\boldsymbol{e}=\boldsymbol{x}-\boldsymbol{x}_d$。为提升系统的动态跟踪性能，PBC 控制器通常通过反馈控制引入耗散阻尼矩阵 $\boldsymbol{R}_d$ 以加快跟踪误差能量的耗散。因此，系统的动态跟踪误差可表示为

$$\boldsymbol{\psi}=\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{e}}+\boldsymbol{J}\boldsymbol{e}+\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{e} \tag{6}$$

式中，耗散阻尼矩阵 $\boldsymbol{R}_d=\mathrm{diag}(R_{d1}, G_{d1}, R_{d2}, G_{d2})$为正定矩阵。

根据 PBC 控制器的设计方法[27]，令 $\boldsymbol{\psi}\equiv\boldsymbol{0}$，则式（3）的 PBC 控制器可设计为

$$\boldsymbol{\varepsilon}-\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{x}}_d-\boldsymbol{J}\boldsymbol{x}_d+\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{e}=0 \tag{7}$$

即

$$\begin{cases}v_{m1}+d_{c1}-L_{n1}\dot{x}_{d1}-(1-u_1)x_{d2}+R_{d1}e_1=0\\-i_{om1}+d_{v1}-C_{n1}\dot{x}_{d2}+(1-u_1)x_{d1}+G_{d1}e_2=0\\v_{m2}+d_{c2}-L_{n2}\dot{x}_{d3}-(1-u_2)x_{d4}+R_{d2}e_3=0\\-i_{om2}+d_{v2}-C_{n2}\dot{x}_{d4}+(1-u_2)x_{d3}+G_{d2}e_4=0\end{cases} \tag{8}$$

根据式（8），可得 PBC 控制器的控制律为

$$\dot{u}_1=\frac{1-u_1}{C_{n1}a_1}\left[(1-u_1)^2x_{d1}+(1-u_1)b_1-G_{d1}a_1-C_{n1}\dot{a}_1\right] \tag{9}$$

$$\dot{u}_2=\frac{1-u_2}{C_{n2}a_2}\left[(1-u_2)^2x_{d3}+(1-u_2)b_2-G_{d2}a_2-C_{n2}\dot{a}_2\right] \tag{10}$$

其中

$$\begin{cases}a_1=v_{m1}-L_{n1}\dot{x}_{d1}+R_{d1}e_1+d_{c1}\\b_1=G_{d1}x_2-i_{om1}+d_{v1}\\a_2=v_{m2}-L_{n2}\dot{x}_{d3}+R_{d2}e_3+d_{c2}\\b_2=G_{d2}x_4-i_{om2}+d_{v2}\end{cases} \tag{11}$$

对于系统式（3），候选李雅普诺夫函数选为

$$V(\boldsymbol{e})=\frac{1}{2}\boldsymbol{e}^T\boldsymbol{M}\boldsymbol{e} \tag{12}$$

结合式（6）、式（7）和式（12），候选李雅普诺夫函数的导数满足

$$\dot{V}(\boldsymbol{e})=\boldsymbol{e}^T\boldsymbol{M}\dot{\boldsymbol{e}}=\boldsymbol{e}^T(\boldsymbol{\psi}-\boldsymbol{J}\boldsymbol{e}-\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{e})=-\boldsymbol{e}^T\boldsymbol{R}_d\boldsymbol{e}<0 \tag{13}$$

因此系统式（3）是全局渐近稳定的。

1.3 EHGSO 设计

由式（9）和式（10）可知，PBC 控制器依赖于扰动 d_{c1}、d_{c2}、d_{v1} 和 d_{v2} 的准确值。然而，在实际工程中，它们通常是不可测量的未知扰动，在其作用下，系统性能变差甚至失稳。因此，本文采用 EHGSO 技术[28]观测扰动 d_{c1}、d_{c2}、d_{v1} 和 d_{v2}，以补偿其对系统性能的影响，从而提高系统的控制性能和鲁棒性。具体而言，本文为扰动 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} 设计的 EHGSO 分别为

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_1=\dfrac{v_{m1}}{L_{n1}}-(1-u_1)\dfrac{x_2}{L_{n1}}+\dfrac{\hat{d}_{c1}}{L_{n1}}+\alpha_{11}K_1(x_1-\hat{x}_1)\\ \dot{\hat{d}}_{c1}=\dot{\hat{d}}_{c1}+L_{n1}\alpha_{12}K_1^2(x_1-\hat{x}_1)\\ \ddot{\hat{d}}_{c1}=L_{n1}\alpha_{13}K_1^3(x_1-\hat{x}_1)\end{cases} \tag{14}$$

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_2=(1-u_1)\dfrac{x_1}{C_{n1}}-\dfrac{i_{om1}}{C_{n1}}+\dfrac{\hat{d}_{v1}}{C_{n1}}+\alpha_{21}K_2(x_2-\hat{x}_2)\\ \dot{\hat{d}}_{v1}=\dot{\hat{d}}_{v1}+C_{n1}\alpha_{22}K_2^2(x_2-\hat{x}_2)\\ \ddot{\hat{d}}_{v1}=C_{n1}\alpha_{23}K_2^3(x_2-\hat{x}_2)\end{cases} \tag{15}$$

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_3=\dfrac{v_{m2}}{L_{n2}}-(1-u_2)\dfrac{x_4}{L_{n2}}+\dfrac{\hat{d}_{c2}}{L_{n2}}+\alpha_{31}K_3(x_3-\hat{x}_3)\\ \dot{\hat{d}}_{c2}=\dot{\hat{d}}_{c2}+L_{n2}\alpha_{32}K_3^2(x_3-\hat{x}_3)\\ \ddot{\hat{d}}_{c2}=L_{n2}\alpha_{33}K_3^3(x_3-\hat{x}_3)\end{cases} \tag{16}$$

$$\begin{cases}\dot{\hat{x}}_4=(1-u_2)\dfrac{x_3}{C_{n2}}-\dfrac{i_{om2}}{C_{n2}}+\dfrac{\hat{d}_{v2}}{C_{n2}}+\alpha_{41}K_4(x_4-\hat{x}_4)\\ \dot{\hat{d}}_{v2}=\dot{\hat{d}}_{v2}+C_{n2}\alpha_{42}K_4^2(x_4-\hat{x}_4)\\ \ddot{\hat{d}}_{v2}=C_{n2}\alpha_{43}K_4^3(x_4-\hat{x}_4)\end{cases} \tag{17}$$

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

式中，$\hat{d}_{c1}$、$\hat{d}_{v1}$、$\hat{d}_{c2}$ 和 $\hat{d}_{v2}$ 分别为扰动 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} 的观测值；$\hat{x}_1 \sim \hat{x}_4$ 分别为状态 $x_1 \sim x_4$ 的观测值；$K_1 \sim K_4$ 均为大于 1 的正比例增益；$\alpha_{11} \sim \alpha_{13}$、$\alpha_{21} \sim \alpha_{23}$、$\alpha_{31} \sim \alpha_{33}$ 和 $\alpha_{41} \sim \alpha_{43}$ 为观测器增益，其分别对应 Hurwitz 多项式 $h_1(s)=s^3+\alpha_{11}s^2+\alpha_{12}s+\alpha_{13}$，$h_2(s)=s^3+\alpha_{21}s^2+\alpha_{22}s+\alpha_{23}$，$h_3(s)=s^3+\alpha_{31}s^2+\alpha_{32}s+\alpha_{33}$ 和 $h_4(s)=s^3+\alpha_{41}s^2+\alpha_{42}s+\alpha_{43}$ 的系数。

由于篇幅受限，观测器的稳定性证明不再赘述，相关证明过程可参考文献[26]。结合混合下垂控制，以及所设计的无源控制器和扩张高增益观测器，FC-LB HPSS 控制架构如图 2 所示，图中，V_{nom} 为母线电压标称值，$P_1^*=(V_{nom}-v_{om1})/m$，$P_2^*=(V_{nom}-v_{om2})/n$。

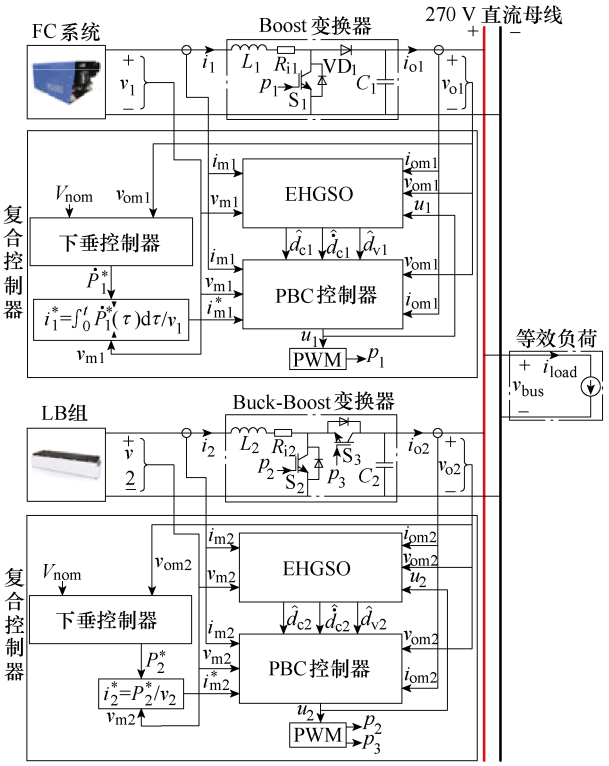


图 2　燃料电池-锂电池混合供电系统控制架构

Fig.2　Control architecture of FC-LB HPSS

2　控制器参数设计

由式（9）和式（10）可知，所提出的无源控制器与负荷类型无关，即负荷类型不会影响系统的全局稳定性。因此，本文以 FC 端口变换器带阻性负荷为例，结合小信号模型研究复合控制器参数设计方法。

2.1　供电单元小信号模型

2.1.1　FC 端口变换器带阻性负荷的小信号模型

根据式（1），FC 端口变换器带阻性负荷的小信号模型可推导为

$$\begin{cases}\tilde{i}_{m1}(s)=G_{dci1}(s)\tilde{d}_{c1}(s)-G_{dvi1}(s)\tilde{d}_{v1}(s)+\\ \qquad G_{dci1}(s)\tilde{v}_{m1}(s)+G_{ui1}(s)\tilde{u}_1(s)\\ \tilde{i}_{om1}(s)=G_{dcio1}(s)\tilde{d}_{c1}(s)+G_{dvio1}(s)\tilde{d}_{v1}(s)+\\ \qquad G_{dcio1}(s)\tilde{v}_{m1}(s)-G_{uio1}(s)\tilde{u}_1(s)\\ \tilde{v}_{om1}(s)=R_{load}\tilde{i}_{om1}(s)\end{cases} \tag{18}$$

式中，$G_{dci1}(s)$、$G_{dvi1}(s)$、$G_{ui1}(s)$、$G_{dcio1}(s)$、$G_{dvio1}(s)$、$G_{uio1}(s)$详见附录式（A1）～式（A6）；$\tilde{v}_{m1}(s)$、$\tilde{i}_{m1}(s)$、$\tilde{v}_{om1}(s)$、$\tilde{i}_{om1}(s)$和$\tilde{u}_1(s)$分别为 v_{m1}、i_{m1}、v_{om1}、i_{om1} 和 u_1 小信号值对应的频域函数。

2.1.2　PBC 控制器的小信号模型

根据式（8），FC 端口变换器 PBC 控制器的小信号模型可推导为

$$\begin{aligned}\tilde{u}_1(s)=&-G_{dcu1}(s)\tilde{\tilde{d}}_{c1}+G_{dvu1}(s)\tilde{\tilde{d}}_{v1}+G_{riu1}(s)\tilde{i}_{m1}^*(s)-\\ &G_{dcu1}(s)\tilde{v}_{m1}(s)-G_{iu1}(s)\tilde{i}_{m1}(s)+G_{vou1}(s)\tilde{v}_{om1}(s)-\\ &G_{dvu1}(s)\tilde{i}_{om1}(s)\end{aligned} \tag{19}$$

式中，$G_{dcu1}(s)$、$G_{dvu1}(s)$、$G_{riu1}(s)$、$G_{iu1}(s)$、$G_{vou1}(s)$详见附录式（A7）～式（A11）。

2.1.3　EHGSO 的小信号模型

根据式（14），扰动 d_{c1} 和 d_{v1} EHGSO 的小信号模型可推导为

$$\begin{cases}\tilde{\tilde{d}}_{c1}(s)=-G_{vdc1}(s)\tilde{v}_{m1}(s)+G_{idc1}(s)\tilde{i}_{m1}(s)+\\ \qquad G_{vodc1}(s)\tilde{v}_{om1}(s)-G_{udc1}(s)\tilde{u}_1(s)\\ \tilde{\tilde{d}}_{v1}(s)=-G_{idv1}(s)\tilde{i}_{m1}(s)+G_{vodv1}(s)\tilde{v}_{om1}(s)+\\ \qquad G_{iodv1}(s)\tilde{i}_{om1}(s)+G_{udv1}(s)\tilde{u}_1(s)\end{cases} \tag{20}$$

式中，$G_{vdc1}(s)$、$G_{idc1}(s)$、$G_{vodc1}(s)$、$G_{udc1}(s)$、$G_{idv1}(s)$、$G_{vodv1}(s)$、$G_{iodv1}(s)$、$G_{udv1}(s)$详见附录式（A12）～式（A19）。

综上所述，FC 供电单元带阻性负荷的小信号模型如图 3 所示，图中，PBC 控制器和 EHGSO 所使用的电压和电流信号均经过了滤波环节 $G_s(s)$，$G_s(s)=1/(T_s s+1)$，T_s 为开关周期。

2.2　无源控制器参数设计

为简化设计过程，本节在设计 PBC 控制器参数时，忽略外部扰动和 EHGSO 的影响，即令 $\tilde{d}_{c1}(s)=0$，$\tilde{d}_{v1}(s)=0$，$\tilde{\tilde{d}}_{c1}(s)=0$，$\tilde{\tilde{d}}_{v1}(s)=0$，系统仅在 PBC 控制器的控制下运行。结合图 3，系统的闭环传递函数可推导为

$$\begin{aligned}G_{PBC}(s)&=\frac{\tilde{i}_{m1}(s)}{\tilde{i}_{m1}^*(s)}\\ &=\frac{G_{riu1}G_{ui1}}{1+G_s\left(G_{iu1}G_{ui1}-G_{dvu1}G_{uio1}+G_{uio1}G_{vou1}R_{load}\right)}\end{aligned} \tag{21}$$

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

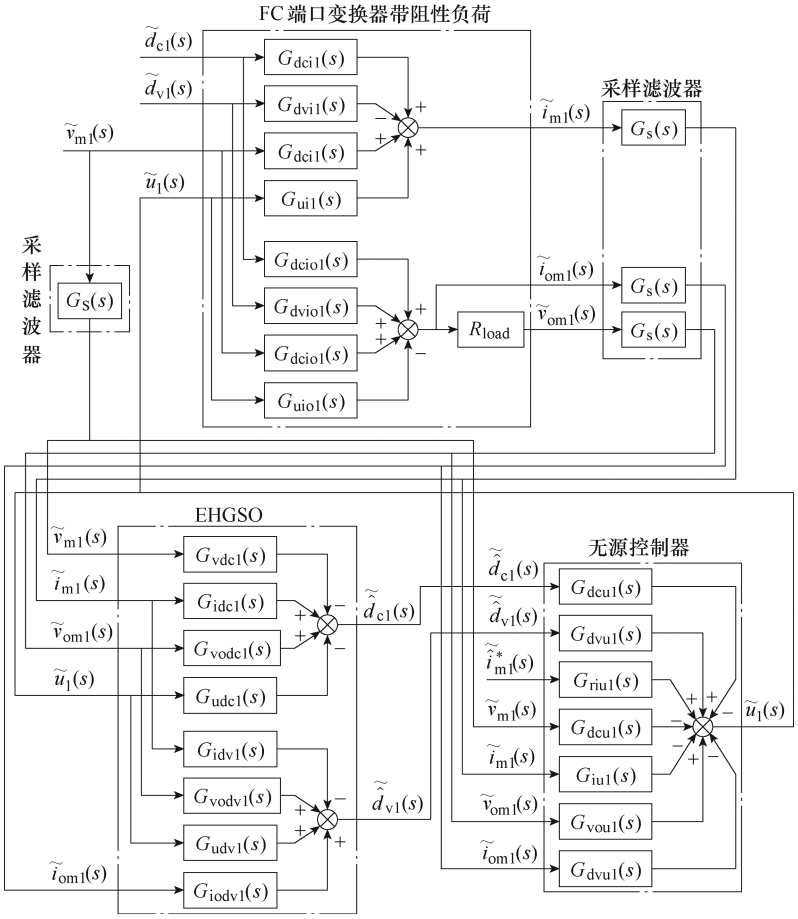


图 3 FC 供电单元带阻性负荷小信号模型

Fig.3 Small-signal model of the FC power supply unit with resistive load

式中，$G_{PBC}(s)$为系统仅在 PBC 控制器控制下的闭环传递函数。

若不考虑采样滤波器 $G_s(s)$，即采样滤波器的时间常数 T_s=0 时，结合稳态关系 $I_{m1}=I_{m1}^*$ 和 $V_{om1}=V_{om1}^*$，由式（21）可推导出，系统仅在 PBC 控制器控制下的闭环传递函数恒为

$$G_{PBC}(s)=1 \tag{22}$$

由式（22）可知，在理想情况下，即不考虑采样滤波器 $G_s(s)$时，PBC 控制器的闭环控制带宽无穷大。因此，FC 端口变换器的输入电流可完全复现其对应的输入电流基准，但 PBC 控制器无法抑制系统中的高频干扰。在实际工程应用中，为消除电压/电流信号中高频干扰对系统性能的影响，需先对采集信号进行滤波处理再代入控制算法进行运算，从而获得相应的控制信号。需要说明的是，$G_s(s)$的截止频率通常设为端口变换器开关频率的 1/10。

对于稳定的高阶系统，其动态性能主要由闭环主导极点决定。因此，通过分析系统参数对系统闭环传递函数主导极点的影响，即可定性说明系统参数与动态性能的关联关系。基于表 1 中初选的系统参数，根据式（21）可得，在考虑采样滤波器 $G_s(s)$后，系统闭环传递函数 $G_{PBC}(s)$的零极点见表 2。由表 2 可知，零点 z_3、z_4 和极点 s_3、s_4 可近似相消，且远大于零点 z_1、z_2 和极点 s_1、s_2。因此，系统动态性能主要由闭环主导极点 s_1、s_2 和闭环主导零点 z_1、z_2 决定。

表 1 FC/LB HPSS 的参数

Tab.1 Parameters of the FC/LB HPSS

单元	参 数	数 值
FC 供电单元	额定电压 V_1/V	105.6
	额定功率 P_{1max}/kW	3
	最大功率变化率β_{pcr}/(kW/s)	0.3
	滤波电感 L_{n1}/mH	1
	滤波电容 C_{n1}/μF	220
	开关频率 f_s/kHz	20
	下垂系数 m	3.18×10^{-3}

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

（续）

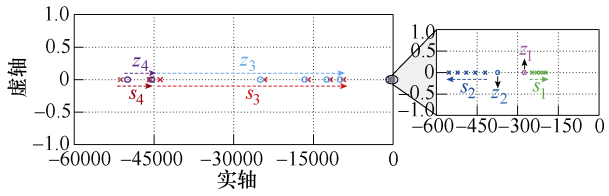
单元	参　数	数　值
FC 供电单元	虚拟阻尼电阻 R_{d1}/Ω	0.1
	虚拟阻尼电导 G_{d1}/S	8
	EHGSO 增益α_{11}, α_{21}	55.80
	EHGSO 增益α_{12}, α_{22}	112.96
	EHGSO 增益α_{13}, α_{23}	12.36
	EHGSO 正比例增益 K_1, K_2	1 000
LB 供电单元	额定电压 V_2/V	120
	额定功率 P_{2max}/kW	3
	额定容量 S_{2max}/(A·h)	24
	滤波电感 L_{n2}/mH	1
	滤波电容 C_{n2}/μF	1 880
	开关频率 f_s/kHz	20
	下垂系数 n	4×10^{-3}
	基准电压增量ΔV_b/V	4
	虚拟阻尼电阻 R_{d2}/Ω	0.4
	虚拟阻尼电导 G_{d2}/S	4
	EHGSO 增益α_{31}, α_{41}	158.79
	EHGSO 增益α_{32}, α_{42}	1 126.66
	EHGSO 增益α_{33}, α_{43}	436.76
	EHGSO 正比例增益 K_3, K_4	6 000
其他	母线标称电压 V_{nom}/V	270
	母线电压上限 V_{busmax}/V	280
	母线电压下限 V_{busmin}/V	250
	功率分配边界频率 f_{fb}/Hz	0.2
	最大再生功率 P_{remax}/kW	0.6

表 2　$G_{PBC}(s)$的零极点

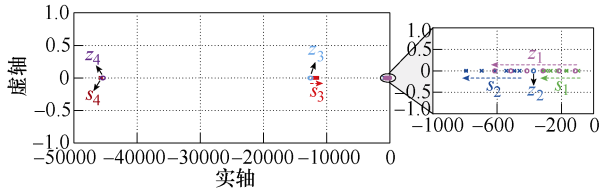
Tab.2　Zeros and poles of $G_{PBC}(s)$

参　数		数　值
零点	z_1	−206.50
	z_2	−521.47
	z_3	−11 946.29
	z_4	−45 717.21
极点	s_1	−275.39
	s_2	−374.11
	s_3	−12 562.81
	s_4	−45 439.16

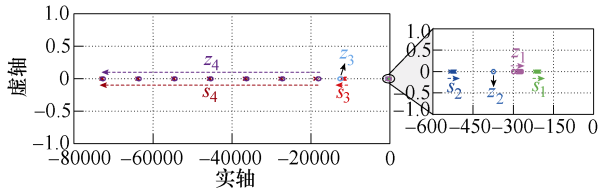
图 4 所示为系统闭环传递函数 $G_{PBC}(s)$的零极点分布，图中除调节的参数外，其余参数见表 1。从图 4a 中可以看出，主导极点 s_2 实部的模比主导极点 s_1 实部的模大一倍左右，故主导极点 s_1 对系统动态性能的影响更大。随着时间常数 T_s 的增大，主导极点 s_1 往靠近虚轴的方向移动，系统的动态响应速度变慢。从图 4b 中可以看出，随着虚拟耗散电阻 R_{d1} 的增大，主导极点 s_1 和 s_2 均往远离虚轴的方向移动，系统动态响应速度变快。从图 4c、图 4d 和图 4e 中可以看出，随着虚拟耗散电导 G_{d1}、滤波电感 L_{n1} 和滤波电容 C_{n1} 的增大，主导极点 s_1 和 s_2 均往靠近虚轴的方向移动，系统动态响应速度变慢。综上所述，系统参数的整定方法可归纳为：若需加快系统动态响应速度，则可适当减小采样滤波器时间常数 T_s、虚拟耗散电导 G_{d1}、滤波电感 L_{n1}、滤波



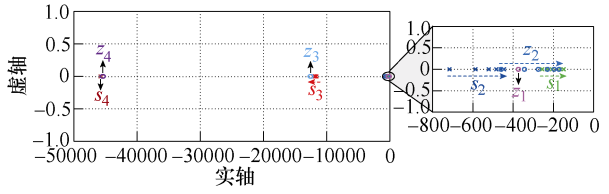
（a）T_s 由 2×10^{-5} s 增大至 1×10^{-4} s



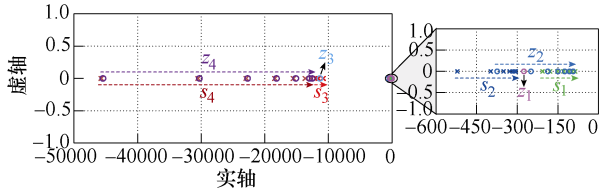
（b）R_{d1} 由 0.1 Ω 增大至 0.6 Ω



（c）G_{d1} 由 4 S 增大至 16 S



（d）L_{n1} 由 0.6 mH 增大至 1.6 mH



（e）C_{n1} 由 220 μF 增大至 880 μF

图 4　$G_{PBC}(s)$的零极点分布

Fig.4　Pole-zero location of $G_{PBC}(s)$

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

电容 C_{n1} 或增大虚拟耗散电阻 R_{d1}；若需降低系统动态响应速度，则可适当增大采样滤波器时间常数 T_s、虚拟耗散电导 G_{d1}、滤波电感 L_{n1}、滤波电容 C_{n1} 或减小虚拟耗散电阻 R_{d1}。

为保证 FC 供电单元仅提供低频负荷功率而 LB 供电单元缓冲所有的高频脉动功率，LB 端口变换器的动态响应速度应远快于 FC 端口变换器。根据这一准则，本文将 FC 和 LB 端口变换器在 10%负载和满载之间阶跃跳变的调节时间（误差带取 2%）分别设置为 20 ms 和 1 ms，超调量均不超过 3%。图 5 所示为 FC 端口变换器在不同控制参数下对应的动态性能。通过对比不同控制参数对应的动态性能，从图 5 中可以看出，随着虚拟耗散电阻 R_{d1} 的增大，FC 端口变换器的调节时间缩短，动态响应速度变快，但超调量增大；随着虚拟耗散电导 G_{d1} 的增大，FC 端口变换器的调节时间变长，动态响应速度变慢，超调量略微增大。这说明 FC 端口变换器控制参数与动态响应速度的关联关系符合上述分析结果。由于 LB 端口变换器控制参数的设计过程与 FC 端口变换器类似，在此不再赘述。根据设定的动态性能指标，FC 和 LB 端口变换器的 PBC 控制器参数 R_{d1}、G_{d1} 和 R_{d2}、G_{d2} 最终选取为 0.1 Ω、8 S 和 0.4 Ω、4 S，见表 1。在此控制参数下，FC 和 LB 端口变换器对应的调节时间（误差带取 2%）分别为 20.66 ms 和 1.04 ms，超调量分别为 1.46%和 2.97%，均基本满足设计要求。

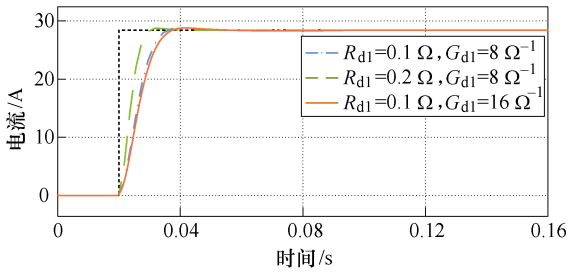


图 5 FC 端口变换器的动态性能

Fig.5 Dynamic performance of the FC converter

2.3 EHGSO 参数设计

结合图 3 及式（18）～式（20），EHGSO 的扰动观测值 $\tilde{\tilde{d}}_{c1}(s)$ 对扰动 $\tilde{d}_{c1}(s)$ 的闭环传递函数 $G_{c1}(s)$ 可推导为

$$G_{c1}(s)=\frac{K_1^2\left(\alpha_{12}s+\alpha_{13}K_1\right)}{\left(T_s s+1\right)\left(s^3+\alpha_{11}K_1 s^2+\alpha_{12}K_1^2 s+\alpha_{13}K_1^3\right)} \tag{23}$$

由于采样滤波器 $G_s(s)$的时间常数 T_s 通常很小，则 $G_{c1}(s)$的极点$-1/T_s$ 远离虚轴，其所对应的响应分量衰减很快，可忽略不计。因此，可将闭环传递函数 $G_{c1}(s)$近似为

$$G_{c1}(s)\approx\frac{K_1^2\left(\alpha_{12}s+\alpha_{13}K_1\right)}{s^3+\alpha_{11}K_1 s^2+\alpha_{12}K_1^2 s+\alpha_{13}K_1^3} \tag{24}$$

在工程实践中，通常要求控制系统既要具有较快的响应速度，又要具有一定的阻尼程度。为此，高阶系统参数常常调整到使系统具有一对闭环共轭主导极点。此时，高阶系统的动态性能可用二阶系统的动态性能指标来估算。因此，闭环传递函数 $G_{c1}(s)$可设计为

$$G_{c1}(s)=\frac{\left(\omega_{nc1}^2+2p_{c1}\zeta_{c1}\omega_{nc1}\right)s+p_{c1}\omega_{nc1}^2}{\left(s+p_{c1}\right)\left(s^2+2\zeta_{c1}\omega_{nc1}s+\omega_{nc1}^2\right)} \tag{25}$$

式中，p_{c1} 为 $G_{c1}(s)$非主导极点实部的模；ζ_{c1} 为 $G_{c1}(s)$近似二阶系统的阻尼比（或相对阻尼系数）；ω_{nc1} 为 $G_{c1}(s)$近似二阶系统的自然频率（或无阻尼振荡频率）。

若保证 $G_{c1}(s)$具有一对共轭复数主导极点 $-\zeta_{c1}\omega_{nc1}\pm\mathrm{j}\omega_{nc1}\sqrt{1-\zeta_{c1}^2}$（$0<\zeta_{c1}<1$），且闭环零点 $-p_{c1}\omega_{nc1}^2\Big/\left(\omega_{nc1}^2+2p_{c1}\zeta_{c1}\omega_{nc1}\right)$不在主导极点附近，非主导极点$-p_{c1}$ 实部的模比主导极点实部的模大 3 倍以上（$p_{c1}\geqslant 3\zeta_{c1}\omega_{nc1}$），则可将 $G_{c1}(s)$进一步近似为

$$G'_{c1}(s)=\frac{\omega_{nc1}^2}{s^2+2\zeta_{c1}\omega_{nc1}s+\omega_{nc1}^2} \tag{26}$$

式中，$G'_{c1}(s)$ 为 $G_{c1}(s)$的近似二阶系统的传递函数。

根据经典控制理论可知，二阶系统式（26）单位阶跃响应的超调量σ_{c1}%和调节时间 t_{sc1} 分别为

$$\sigma_{c1}\%=\mathrm{e}^{-\frac{\pi\zeta_{c1}}{\sqrt{1-\zeta_{c1}^2}}}\times 100\% \tag{27}$$

$$t_{sc1}=-\frac{\ln\left(\Delta\sqrt{1-\zeta_{c1}^2}\right)}{\zeta_{c1}\omega_{nc1}} \tag{28}$$

式中，Δ为系统实际响应与稳态输出之间的误差带，本文取 Δ=2%。

为保证 EHGSO 及时补偿不确定扰动对系统性能的影响，EHGSO 的动态响应速度应远快于 PBC 控制器。根据这一准则，本文将 FC 和 LB 端口变换器所采用的 EHGSO 的调节时间分别设置为 10 ms 和 0.5 ms，超调量不超过 5%。因此，二阶系统式（26）单位阶跃响应的调节时间设置为 t_{sc1}=10 ms，超调量满足σ_{c1}%≤5%。

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

一般而言，为确保二阶系统单位阶跃响应的振荡特性适度且调节时间较短，系统的阻尼比通常设定为 0.4～0.8。首先，考虑到系统的超调量设计要求，本文将二阶系统式（26）的阻尼比设置为ζ_{c1}=0.707，则其对应的超调量为 4.33%，满足设计要求。其次，将ζ_{c1}=0.707 和 t_{sc1}=0.01 s 代入式（28），即可求解出二阶系统式（26）的自然频率为ω_{nc1}=602.33 rad/s。再次，根据条件 $p_{c1}\geqslant 3\zeta_{c1}\omega_{nc1}$ 选取合适的 p_{c1}，确保 $G_{c1}(s)$的零点不在主导极点附近（若选取的 p_{c1} 无法保证 $G_{c1}(s)$的零点不在主导极点附近，则需根据条件 $p_{c1}\geqslant 3\zeta_{c1}\omega_{nc1}$ 重新选取 p_{c1}）。本节取 $p_{c1}=100\zeta_{c1}\omega_{nc1}=42\ 584.46$，则 $G_{c1}(s)$的零点 $-p_{c1}\omega_{nc1}^2\Big/\left(\omega_{nc1}^2+2p_{c1}\zeta_{c1}\omega_{nc1}\right)=-421.75$ 不在主导极点 $-\zeta_{c1}\omega_{nc1}\pm \mathrm{j}\omega_{nc1}\sqrt{1-\zeta_{c1}^2}=-425.84\pm \mathrm{j}425.97$ 附近，满足 $G_{c1}(s)$的简化条件。最后，通过合理选择 d_{c1} EHGSO 的正比例增益 K_1，结合式（24）和式（25），求解出 d_{c1} EHGSO 的观测增益α_{11}、α_{12}和α_{13}，并验证其能否保证 $h_1(s)=s^3+\alpha_{11}s^2+\alpha_{12}s+\alpha_{13}$ 为 Hurwitz 多项式，即能否保证条件式（29）成立。同理，若 $h_1(s)$不是 Hurwitz 多项式，则需重复上述步骤直至 $h_1(s)$为 Hurwitz 多项式为止。

若 $h_1(s)=s^3+\alpha_{11}s^2+\alpha_{12}s+\alpha_{13}$ 为 Hurwitz 多项式，则根据劳斯判据可得，观测增益α_{11}、α_{12}和α_{13}满足

$$\begin{cases}\alpha_{11}>0\\ \alpha_{11}\alpha_{12}-\alpha_{13}>0\\ \alpha_{13}>0\end{cases}\tag{29}$$

由式（24）和式（25）可得，EHGSO 参数满足

$$\begin{cases}\alpha_{11}K_1=2\zeta_{c1}\omega_{nc1}+p_{c1}\\ \alpha_{12}K_1^2=\omega_{nc1}^2+2p_{c1}\zeta_{c1}\omega_{nc1}\\ \alpha_{13}K_1^3=p_{c1}\omega_{nc1}^2\end{cases}\tag{30}$$

本文取 K_1=1 000，则根据式(30)求解出 EHGSO 的观测增益α_{11}、α_{12} 和α_{13} 分别为α_{11}=43.44、α_{12}=36.63 和α_{13}=15.45，满足条件式（29）。

图 6 所示为 $G_{c1}(s)$在不同观测增益下对应的动态性能。从图 6 中可以看出，原传递函数 $G_{c1}(s)$的超调量与设定的超调量指标相差太大，不满足设计要求。为此，本文将在设计参数的基础上适当调节 d_{c1} EHGSO 的观测增益α_{11}、α_{12}和α_{13}，以保证原传递函数 $G_{c1}(s)$的动态性能满足设定指标。通过对比 $G_{c1}(s)$在不同观测增益下对应的动态性能可以发现，当观测增益α_{12}和α_{13}保持不变时，增大观测增益α_{11}，$G_{c1}(s)$的超调量将稍微增大，调节时间将变长；当观测增益α_{11} 和α_{13} 保持不变时，增大观测增益α_{12}，$G_{c1}(s)$的超调量将显著减小，调节时间将变长；当观测增益α_{11} 和α_{12} 保持不变时，增大观测增益α_{13}，$G_{c1}(s)$的超调量将增大，调节时间明显变长。因此，根据上述规律，本节在设计参数的基础上适当增大α_{11}、α_{12} 以及适当减小α_{13}，使原传递函数 $G_{c1}(s)$的超调量显著减小，调节时间适当变长，从而满足预设指标。EHGSO 式（14）的观测增益α_{11}、α_{12}和α_{13}最终设定为α_{11}=55.80、α_{12}=112.96 和α_{13}=12.36，满足条件式（29）。在此参数下，d_{c1} EHGSO 单位阶跃响应的调节时间（误差带取 2%）为 9.98 ms，超调量为 4.25%，满足设计要求。参照 d_{c1} EHGSO 的参数设计过程，d_{v1} EHGSO 最终选取的参数与 d_{c1} EHGSO 参数完全相同，而 d_{c2} 和 d_{v2} EHGSO 的正比例增益最终设定为 K_3=K_4=6 000，观测增益最终设定为α_{31}=α_{41}=158.79、α_{32}=α_{42}=1 126.66 和α_{33}=α_{43}=436.76。在此参数下，d_{c2} 和 d_{v2} EHGSO 单位阶跃响应的调节时间（误差带取 2%）为 0.48 ms，超调量为 4.32%，满足设计要求。

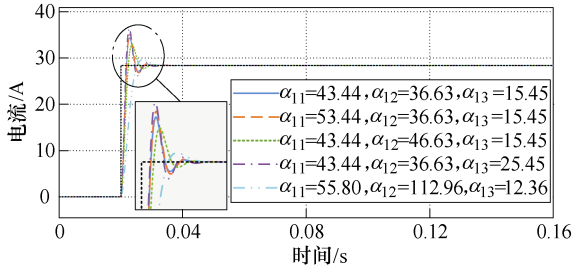


图 6　$G_{c1}(s)$的动态性能

Fig.6　Dynamic performance of $G_{c1}(s)$

3　仿真及实验验证分析

为验证所提控制策略的有效性和可行性，搭建了 FC/LB HPSS 的实验平台如图 7 所示，系统参数详见表 1。负荷部分采用可编程电子负载来模拟。

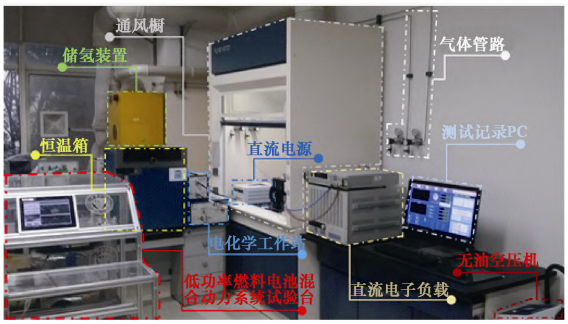


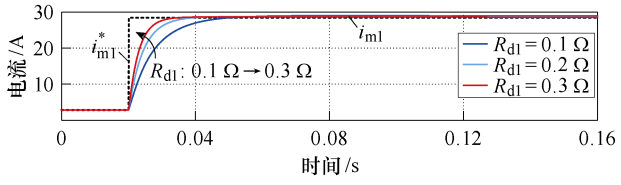
图 7　燃料电池-锂电池混合供电系统实验平台

Fig.7　FC-LB HPSS experiment platform

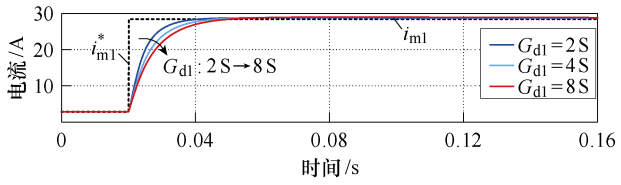
(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

3.1 PBC 控制器的动态特性测试

图 8 所示为 FC 端口变换器仅在 PBC 控制器控制下带阻性负荷的仿真结果。在此仿真中，不确定扰动 d_{c1} 和 d_{v1} 设为 0，输入电流基准 i_{m1}^* 在 10%负载（2.84 A）和满载（28.41 A）之间阶跃跳变。从图 8a 中可以看出，当虚拟耗散电阻 G_{d1}=8 S 保持不变时，FC 端口变换器输入电流的动态响应速度随着虚拟耗散电阻 R_{d1} 的增大而变快。从图 8b 中可以看出，当虚拟耗散电阻 R_{d1}=0.1 Ω 保持不变时，虚拟耗散电导 G_{d1} 越大，FC 端口变换器输入电流的动态响应速度越慢。这与 PBC 控制器的参数分析结果相一致，验证了 PBC 控制器参数设计的正确性。



（a）R_{d1} 由 0.1 Ω 增大至 0.3 Ω

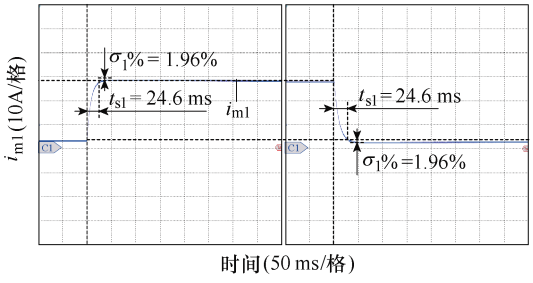


（b）G_{d1} 由 2 S 增大至 8 S

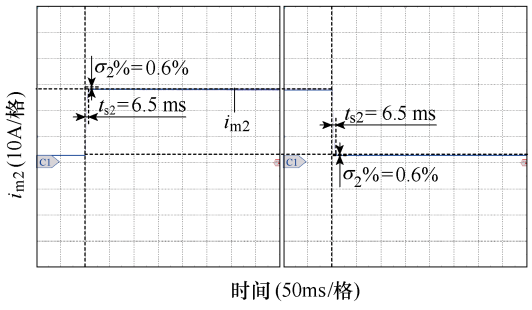
图 8 FC 端口变换器带阻性负荷的仿真结果

Fig.8 Simulation results of the FC converter with resistive load

图 9 所示为 FC 和 LB 端口变换器仅在 PBC 控制器控制下的动态特性，图中 t_{s1} 和 t_{s2} 分别为 FC 和 LB 端口变换器的调节时间，σ_1%和σ_2%分别为 FC 和 LB 端口变换器的超调量。在此实验中，不确定扰动 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} 均设为 0，输入电流基准 i_{m1}^* 和 i_{m2}^* 在 10%负载（2.84 A）和满载（28.41 A）之间阶跃跳变。从图 9 中可以看出，FC 和 LB 端口变换器实际的调节时间分别为 24.6 ms 和 6.5 ms（误差带取 2%），超调量分别为 1.96%和 0.6%。尽管 FC



（a）FC 端口变换器



（b）LB 端口变换器

图 9 FC 和 LB 端口变换器仅在 PBC 控制下的动态特性

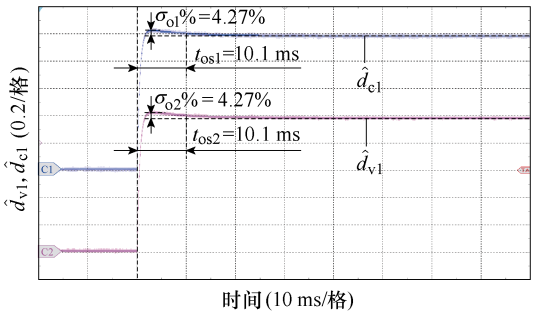
Fig.9 Dynamic characteristics of FC and LB converters under the control of PBC controllers

和 LB 端口变换器在 PBC 控制器控制下实际的动态性能指标与设计值存在一定的差异，但 LB 端口变换器的动态响应速度远快于 FC 端口变换器，满足 PBC 控制器参数设计要求。

3.2 EHGSO 的动态特性测试

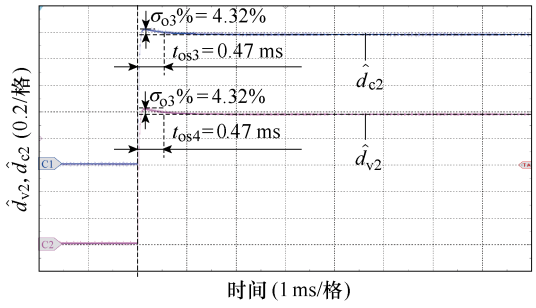
图 10 所示为 FC 和 LB 端口变换器 EHGSO 的动态特性，其中 t_{os1}～t_{os4} 和σ_{o1}%～σ_{o4}%分别为 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} EHGSO 的调节时间和超调量。在此实验中，FC 和 LB 端口变换器带阻性满载负荷，扰动 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} 由 0 阶跃突变为 1。需要说明的是，由式（1）可知，可将不确定扰动 d_{c1} 和 d_{c2} 等效为端口变换器输入侧电压不确定的电压源，不确定扰动 d_{v1} 和 d_{v2} 等效为端口变换器输出侧电流不确定的电流源。因此，为简单起见，本文通过在端口变换器的输入侧或输出侧外加电压源或电流源以实现不确定扰动的等效注入。从图 10 中可以看出，FC 端口变换器 d_{c1} 和 d_{v1} EHGSO 实际的调节时间为 10.1 ms，超调量为 4.27%；LB 端口变换器 d_{c2} 和 d_{v2} EHGSO 实际的调节时间为 0.47 ms，超调量为 4.32%。因此，FC 和 LB 端口变换器 EHGSO 实际的动态性能指标与设计值基本一致，满足设计要求。

图 11 所示为 FC 端口变换器不采用或采用 EHGSO 的实验结果。在此实验中，FC 端口变换器



（a）FC 端口变换器

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

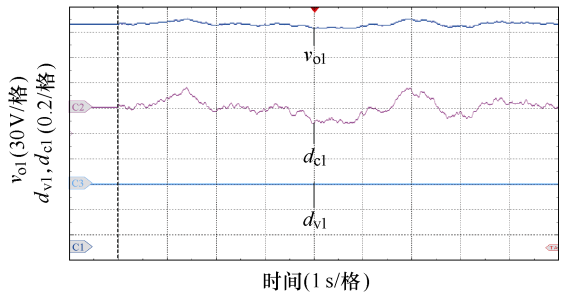


（b）LB 端口变换器

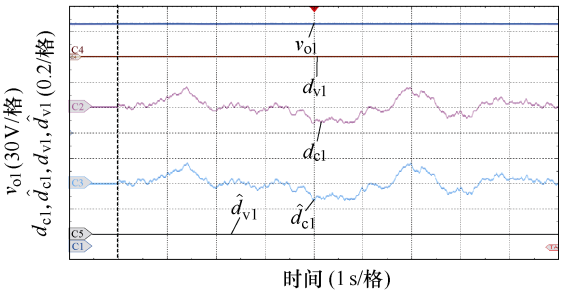
图 10　FC 和 LB 端口变换器 EHGSO 的动态特性

Fig.10　Dynamic characteristics of EHGSOs of FC and LB converters

带阻性满载负荷，不确定扰动 d_{v1} 设为 0，而不确定扰动 d_{c1} 设为随机扰动。从图 11 中可以看出，若 FC 端口变换器不采用 EHGSO，当不确定扰动 d_{c1} 和 d_{v1} 均为 0 时，FC 端口变换器的输出电压稳定在设定值 270 V，然而随着不确定扰动 d_{c1} 随机变化，FC 端口变换器的输出电压也将随机波动。当 FC 端口变换器采用 EHGSO 后，无论不确定扰动 d_{c1} 和 d_{v1} 如何变化，所设计的 EHGSO 均能跟踪上不确定扰动 d_{c1} 和 d_{v1}，FC 端口变换器的输出电压始终稳定在设定值 270 V。因此，所设计的 EHGSO 能够较好地提升端口变换器的抗干扰能力。



（a）FC 端口变换器未采用 EHGSO



（b）FC 端口变换器采用 EHGSO

图 11　FC 端口变换器不采用或采用 EHGSO 的实验结果

Fig.11　Experimental results of the FC converter without or with EHGSOs

3.3　无源控制器与 PI 控制器性能对比

图 12 所示为 FC 端口变换器在 PBC 控制器和 PI 控制器控制下带 CPL 的仿真结果。在此仿真中，输入电压叠加随机扰动，输出侧从第 3 s 开始叠加随机扰动，输入电流基准 i_{m1}^{*} 从第 12 s 由 10%负载（2.84 A）跳变到满载（28.41 A）。从图 12 中可以看出，在轻载条件下，输入测电压叠加扰动时，两个控制器性能无明显差距，当输出侧叠加电流扰动时，PI 控制器易出现突变，使得母线电压出现较大波动甚至振荡，满载时，该现象消失，但母线电压的平滑性劣于无源控制器。

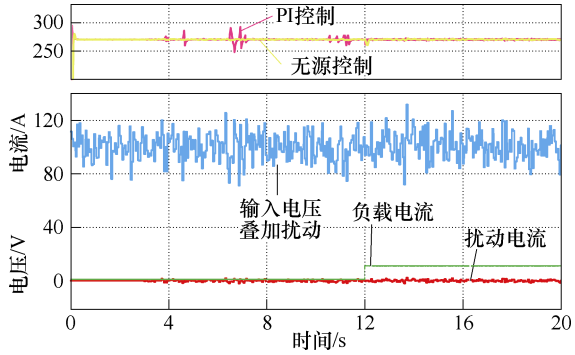


图 12　无源控制器与 PI 控制器仿真结果

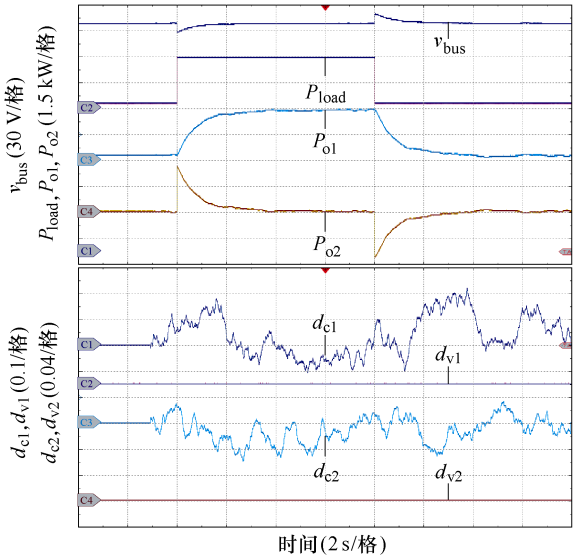
Fig.12　Simulation results of passivity-based controller and PI controller

3.4　系统带恒功率负载及脉动负载动态特性测试

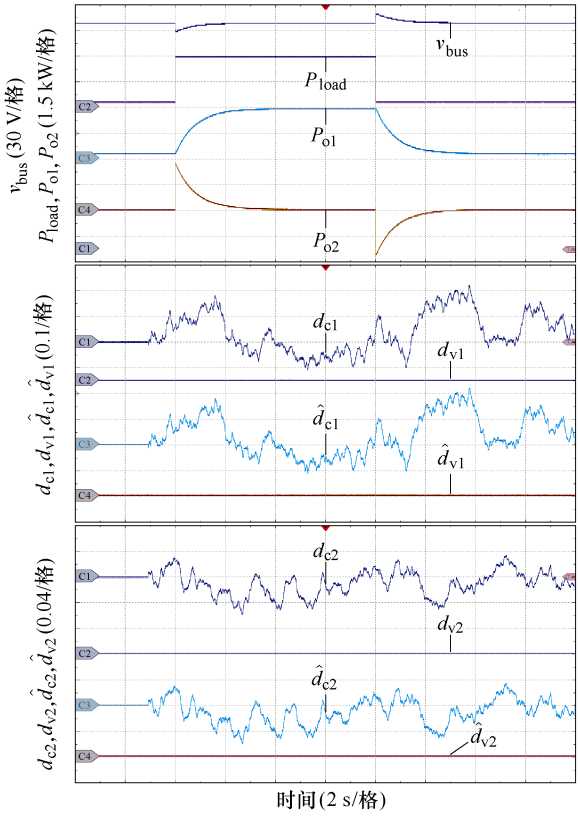
图 13 所示为 FC/LB HPSS 带 CPL 的实验结果。在此实验中，CPL 功率在 0.3 kW（10%负载）和 3 kW（满载）间阶跃跳变，不确定扰动 d_{v1} 和 d_{v2} 设为 0，而不确定扰动 d_{c1} 和 d_{c2} 设为随机扰动。从图 13 中可以看出，无论 FC 和 LB 端口变换器是否采用 EHGSO，当 CPL 功率阶跃跳变时，FC 供电单元缓慢响应负荷功率变化，最终提供所有的负荷功率，而 LB 供电单元快速响应负荷功率突变，其稳态输出功率为 0 kW。此外，直流母线电压始终处于设定范围内，并且系统在整个过程中始终是稳定的。然而，通过对比图 10b 和图 13a 可以发现，若 FC 和 LB 端口变换器均不采用 EHGSO，随着不确定扰动 d_{c1} 和 d_{c2} 随机变化，直流母线电压随机波动，FC 和 LB 供电单元的稳态输出功率也将随机波动；而 FC 和 LB 端口变换器采用 EHGSO 后，无论扰动 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} 如何变化，所设计的 EHGSO 均能跟踪上相应的扰动，并且直流母线电压始终稳定在设定值 270 V，FC 和 LB 供电单元的稳态输出功率也将稳定在稳态值。因此，所提策略不仅实现了直流母线电压调节、动态功率分配等控制目标，还能保

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

证系统稳定运行，并且所设计的 EHGSO 极大地提升了系统的鲁棒性，验证了所提策略的有效性。



（a）FC 和 LB 端口变换器未采用 EHGSO

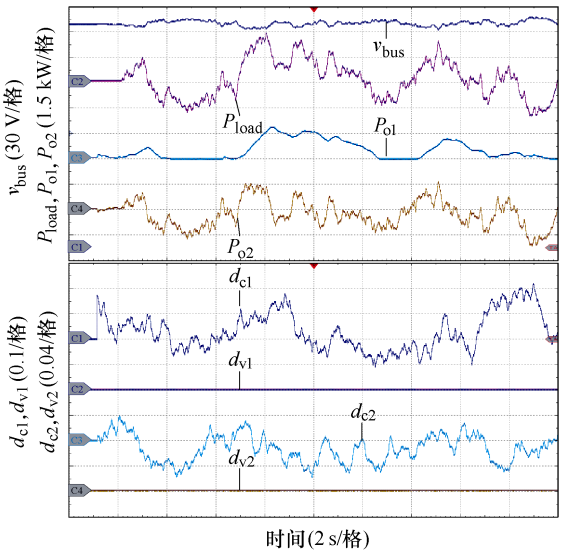


（b）FC 和 LB 端口变换器采用 EHGSO

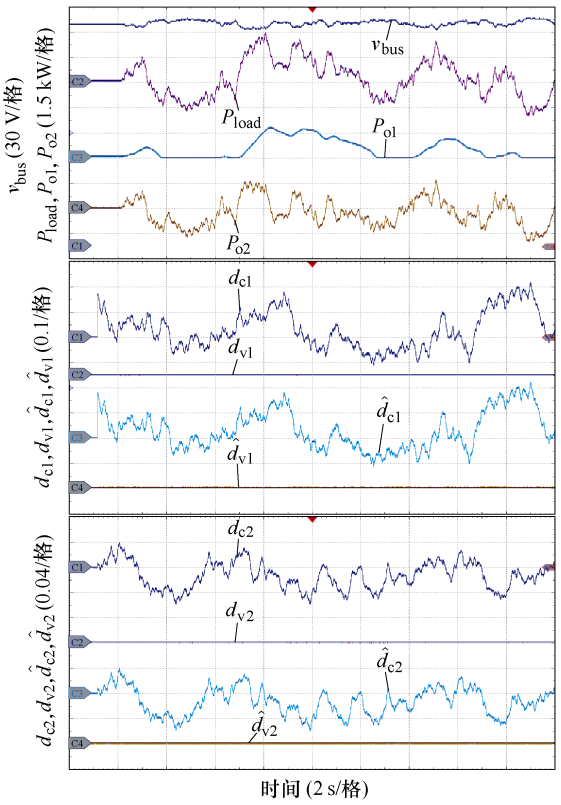
图 13 FC/LB HPSS 带 CPL 的实验结果

Fig.13 Experimental results of the FC/LB HPSS with CPL

图 14 所示为 FC/LB HPSS 带脉冲负荷的半实物实验结果。在此实验中，脉冲功率负荷功率在–2～3 kW 间随机变化，不确定扰动 d_{v1} 和 d_{v2} 设为 0，而不确定扰动 d_{c1} 和 d_{c2} 设为随机扰动。从图 14 可以看出，功率分配正常。通过对比图 11b 和图 14a 可以发现，若 FC 和 LB 端口变换器采用 EHGSO 后，FC 供电单元的输出功率更平滑，并且无论扰动 d_{c1}、d_{v1}、d_{c2} 和 d_{v2} 如何随机变化，所设计的 EHGSO 均能跟踪上相应的扰动。



（a）FC 和 LB 端口变换器未采用 EHGSO



（b）FC 和 LB 端口变换器采用 EHGSO

图 14 FC/LB HPSS 带脉动负荷的实验结果

Fig.14 Experiment results of the FC/LB HPSS with pulsating load

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

4　结论

针对采用无源控制结合扩张高增益观测器的燃料电池-锂电池混合供电系统，本文提出了一种兼顾系统动态性能的无需考虑负荷模型的复合控制器参数整定方法。实验结果表明，实际的动态性能指标与设计值基本一致，系统的动态性能与抗干扰能力、稳定性指标得到了兼顾。以这种方式去整定复合控制器的参数，可满足未来多场景用电条件下对混合供电系统稳定性、动态功率分配、动态性能等需求，所提参数整定方法在以燃料电池为主动力源的混合供电系统中具有较好的应用前景。后续研究将考虑各个控制参数之间的耦合关系，简化设计步骤，综合考虑源-荷-控制器-观测器进行优化设计。

附　录

$$G_{\mathrm{dci1}}(s)=\frac{R_{\mathrm{load}}C_{\mathrm{n1}}s+1}{R_{\mathrm{load}}L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+L_{\mathrm{n1}}s+R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)^2} \tag{A1}$$

$$G_{\mathrm{dvi1}}(s)=\frac{R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)}{R_{\mathrm{load}}L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+L_{\mathrm{n1}}s+R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)^2} \tag{A2}$$

$$G_{\mathrm{ui1}}(s)=\frac{R_{\mathrm{load}}C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}s+V_{\mathrm{om1}}+R_{\mathrm{load}}I_{\mathrm{m1}}\left(1-U_1\right)}{R_{\mathrm{load}}L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+L_{\mathrm{n1}}s+R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)^2} \tag{A3}$$

$$G_{\mathrm{dcio1}}(s)=\frac{1-U_1}{R_{\mathrm{load}}L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+L_{\mathrm{n1}}s+R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)^2} \tag{A4}$$

$$G_{\mathrm{dvio1}}(s)=\frac{L_{\mathrm{n1}}s}{R_{\mathrm{load}}L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+L_{\mathrm{n1}}s+R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)^2} \tag{A5}$$

$$G_{\mathrm{uio1}}(s)=\frac{L_{\mathrm{n1}}I_{\mathrm{m1}}s-\left(1-U_1\right)V_{\mathrm{om1}}}{R_{\mathrm{load}}L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+L_{\mathrm{n1}}s+R_{\mathrm{load}}\left(1-U_1\right)^2} \tag{A6}$$

式中，I_{m1}、V_{om1} 和 U_1 分别为 i_{m1}、v_{om1} 和 u_1 对应的稳态值；R_{load} 为阻性负荷的电阻值。

$$G_{\mathrm{dcu1}}(s)=\frac{C_{\mathrm{n1}}s+G_{\mathrm{d1}}}{C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}s+\left(1-U_1\right)I_{\mathrm{m1}}^{*}+G_{\mathrm{d1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}} \tag{A7}$$

$$G_{\mathrm{dvu1}}(s)=\frac{1-U_1}{C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}s+\left(1-U_1\right)I_{\mathrm{m1}}^{*}+G_{\mathrm{d1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}} \tag{A8}$$

$$G_{\mathrm{riu1}}(s)=\frac{L_{\mathrm{n1}}C_{\mathrm{n1}}s^2+\left(L_{\mathrm{n1}}G_{\mathrm{d1}}+R_{\mathrm{d1}}C_{\mathrm{n1}}\right)s}{C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}s+\left(1-U_1\right)I_{\mathrm{m1}}^{*}+G_{\mathrm{d1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}}+\frac{R_{\mathrm{d1}}G_{\mathrm{d1}}+\left(1-U_1\right)^2}{C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}s+\left(1-U_1\right)I_{\mathrm{m1}}^{*}+G_{\mathrm{d1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}} \tag{A9}$$

$$G_{\mathrm{iu1}}(s)=\frac{R_{\mathrm{d1}}\left(C_{\mathrm{n1}}s+G_{\mathrm{d1}}\right)}{C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}s+\left(1-U_1\right)I_{\mathrm{m1}}^{*}+G_{\mathrm{d1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}} \tag{A10}$$

$$G_{\mathrm{vou1}}(s)=\frac{G_{\mathrm{d1}}\left(1-U_1\right)}{C_{\mathrm{n1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}s+\left(1-U_1\right)I_{\mathrm{m1}}^{*}+G_{\mathrm{d1}}V_{\mathrm{om1}}^{*}} \tag{A11}$$

式中，I_{m1}^{*} 和 V_{om1}^{*} 分别为 FC 端口变换器的输入电流基准和输出电压基准；G_{d1} 和 R_{d1} 为虚拟阻尼。

$$G_{\mathrm{vdc1}}(s)=\frac{K_1^2\left(\alpha_{12}s+\alpha_{13}K_1\right)}{s^3+\alpha_{11}K_1s^2+\alpha_{12}K_1^2s+\alpha_{13}K_1^3} \tag{A12}$$

$$G_{\mathrm{idc1}}(s)=\frac{K_1^2\left(\alpha_{12}s+\alpha_{13}K_1\right)L_{\mathrm{n1}}s}{s^3+\alpha_{11}K_1s^2+\alpha_{12}K_1^2s+\alpha_{13}K_1^3} \tag{A13}$$

$$G_{\mathrm{vodc1}}(s)=\frac{K_1^2\left(1-U_1\right)\left(\alpha_{12}s+\alpha_{13}K_1\right)}{s^3+\alpha_{11}K_1s^2+\alpha_{12}K_1^2s+\alpha_{13}K_1^3} \tag{A14}$$

$$G_{\mathrm{udc1}}(s)=\frac{K_1^2\left(\alpha_{12}s+\alpha_{13}K_1\right)V_{\mathrm{om1}}}{s^3+\alpha_{11}K_1s^2+\alpha_{12}K_1^2s+\alpha_{13}K_1^3} \tag{A15}$$

$$G_{\mathrm{idv1}}(s)=\frac{K_2^2\left(1-U_1\right)\left(\alpha_{22}s+\alpha_{23}K_2\right)}{s^3+\alpha_{21}K_2s^2+\alpha_{22}K_2^2s+\alpha_{23}K_2^3} \tag{A16}$$

$$G_{\mathrm{vodv1}}(s)=\frac{K_2^2\left(\alpha_{22}s+\alpha_{23}K_2\right)C_{\mathrm{n1}}s}{s^3+\alpha_{21}K_2s^2+\alpha_{22}K_2^2s+\alpha_{23}K_2^3} \tag{A17}$$

$$G_{\mathrm{iodv1}}(s)=\frac{K_2^2\left(\alpha_{22}s+\alpha_{23}K_2\right)}{s^3+\alpha_{21}K_2s^2+\alpha_{22}K_2^2s+\alpha_{23}K_2^3} \tag{A18}$$

$$G_{\mathrm{udv1}}(s)=\frac{K_2^2\left(\alpha_{22}s+\alpha_{23}K_2\right)I_{\mathrm{m1}}}{s^3+\alpha_{21}K_2s^2+\alpha_{22}K_2^2s+\alpha_{23}K_2^3} \tag{A19}$$

式中，K_1、K_2 均为大于 1 的正比例增益；α_{11}～α_{13} 和 α_{21}～α_{23} 为观测器增益，其分别对应 Hurwitz 多项式 $h_1(s)=s^3+\alpha_{11}s^2+\alpha_{12}s+\alpha_{13}$、$h_2(s)=s^3+\alpha_{21}s^2+\alpha_{22}s+\alpha_{23}$ 的系数。

参考文献

[1] Cano Z P, Banham D, Ye Siyu, et al. Batteries and fuel cells for emerging electric vehicle markets[J]. Nature Energy, 2018, 3(4): 279-289.

[2] 高锋阳，高翾宇，张浩然，等. 全局与瞬时特性兼优的燃料电池有轨电车能量管理策略[J/OL]. 电工技术学报: 1-17[2022-10-25]. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.221297.
Gao Fengyang, Gao Xuanyu, Zhang Haoran, et al. Management strategy for fuel cell trams with both global and transient characteristics[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1-17[2022-10-25]. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.221297.

[3] 高锋阳，张浩然，王文祥，等. 氢燃料电池有轨电车混合储能系统的节能运行优化[J]. 电工技术学报，

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

2022, 37(3): 686-696.
Gao Fengyang, Zhang Haoran, Wang Wenxiang, et al. Energy saving operation optimization of hybrid energy storage system for hydrogen fuel cell tram[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(3): 686-696.

[4] 邵志刚, 衣宝廉. 氢能与燃料电池发展现状及展望[J]. 中国科学院院刊, 2019, 34(4): 469-477.
Shao Zhigang, Yi Baolian. Development status and prospect of hydrogen energy and fuel cell[J]. Bulletin of the Chinese Academy of Sciences, 2019, 34(4): 469-477.

[5] Turpin C, Morin B, Bru E, et al. Power for aircraft emergencies: a hybrid proton-exchange membrane H_2/O_2 fuel cell and ultracapacitor system[J]. IEEE Electrification Magazine, 2017, 5(4): 72-85.

[6] Azib T, Bethoux O, Remy G, et al. An innovative control strategy of a single converter for hybrid fuel cell/supercapacitor power source[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(12): 4024-4031.

[7] Gu Yunjie, Li Wuhua, He Xiangning. Frequency-coordinating virtual impedance for autonomous power management of DC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(4): 2328-2337.

[8] Zhang Yuru, Li Yunwei. Energy management strategy for supercapacitor in droop-controlled DC microgrid using virtual impedance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(4): 2704-2716.

[9] Xu Qianwen, Xiao Jianfang, Hu Xiaolei, et al. A decentralized power management strategy for hybrid energy storage system with autonomous bus voltage restoration and state-of-charge recovery[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 7098-7108.

[10] 宋清超, 陈家伟, 蔡坤城, 等. 多电飞机用燃料电池-蓄电池-超级电容混合供电系统的高可靠动态功率分配技术[J]. 电工技术学报, 2022, 37(2): 445-458.
Song Qingchao, Chen Jiawei, Cai Kuncheng, et al. A highly reliable power allocation technology for the fuel cell-battery-supercapacitor hybrid power supply system of a more electric aircraft[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(2): 445-458.

[11] 杨兴武, 杨帆, 薛花, 等. 基于占空比调制的模块化多电平换流器模型预测控制[J]. 电力系统自动化, 2021, 45(17): 134-142.
Yang Xingwu, Yang Fan, Xue Hua, et al. Duty-cycle modulation based model predictive control of modular multilevel converter[J]. Automation of Electric Power Systems, 2021, 45(17): 134-142.

[12] 赵冬冬, 李海言, 夏磊, 等. 航空燃料电池用馈流式半桥 DC/DC 变换器预测优化控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(17): 6436-6449.
Zhao Dongdong, Li Haiyan, Xia Lei, et al. Research on predictive optimization control of current-fed half-bridge DC/DC converter for aerospace fuel cells[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(17): 6436-6449.

[13] Wang Daming, Shen Z J, Yin Xin, et al. Model predictive control using artificial neural network for power converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(4): 3689-3699.

[14] 许加柱, 王家禹, 刘裕兴, 等. 引入负载扰动观测的 Boost 变换器定频滑模控制[J/OL]. 电源学报, 2022: 1-10 [2022-06-23]. http://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220622.1342.002.html.
Xu Jiazhu, Wang Jiayu, Liu Yuxing, et al. Fixed-frequency sliding mode control with load disturbance observation for boost converter[J]. Journal of Power Supply, 2022: 1-10 [2022-06-23]. https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20220622.1342.002.html.

[15] Hao Xinyang, Salhi I, Laghrouche S, et al. Observer-based adaptive sliding mode control of interleaved boost converter for fuel cell vehicles[C]//47th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Toronto, ON, Canada, 2021: 1-5.

[16] Babes B, Mekhilef S, Boutaghane A, et al. Fuzzy approximation-based fractional-order nonsingular terminal sliding mode controller for DC-DC buck converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2749-2760.

[17] Hao Xinyang, Salhi I, Laghrouche S, et al. Back-stepping supertwisting control of four-phase interleaved Boost converter for PEM fuel cell[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7858-7870.

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

[18] Xu Qianwen, Xu Yan, Zhang Chuanlin, et al. A robust droop-based autonomous controller for decentralized power sharing in DC microgrid considering large-signal stability[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2020, 16(3): 1483-1494.

[19] Xu Qianwen, Jiang Wentao, Blaabjerg F, et al. Back-stepping control for large signal stability of high boost ratio interleaved converter interfaced DC microgrids with constant power loads[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(5): 5397-5407.

[20] 陈鹏伟, 刘奕泽, 阮新波, 等. 电力电子化电力系统随机电磁暂态仿真算法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(11): 3829-3841.
Chen Pengwei, Liu Yize, Ruan Xinbo, et al. Stochastic electromagnetic transient simulation algorithm applied to power electronics dominated power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(11): 3829-3841.

[21] 陈鹏伟, 姜文伟, 阮新波, 等. 直流配电系统有源阻尼控制的阻抗释义与谐振点灵敏度参数调节方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(19): 6616-6630.
Chen Pengwei, Jiang Wenwei, Ruan Xinbo, et al. Impedance explanation and resonance point sensitivity-based parameter design method of active damping applied to DC distribution system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(19): 6616-6630.

[22] 李史玉, 李建国, 张雅静, 等. 基于扩张状态观测器补偿的 Boost 变换器无源控制[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(6): 34-41.
Li Shiyu, Li Jianguo, Zhang Yajing, et al. Passivity-based control of boost converter based on extended state observer compensation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(6): 34-41.

[23] 王勉, 唐芬, 陈麒宇, 等. DC-DC 变换器并联系统无源控制及大信号稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(18): 6789-6803.
Wang Mian, Tang Fen, Chen Qiyu, et al. Passivity-based control and large signal stability of DC-DC converter parallel system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(18): 6789-6803.

[24] 崔健, 王久和, 李建国, 等. 基于扩张状态观测器估计补偿的 Buck 变换器带恒功率负载无源控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(增刊 1): 171-180.
Cui Jian, Wang Jiuhe, Li Jianguo, et al. Research on passivity-based control of buck converter with constant power load based on extend state observer estimating and compensating[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(S1): 171-180.

[25] 王路, 王久和, 赵燕, 等. Buck-Boost 变换器 PI+PBC 控制器参数的多目标优化[J]. 电力系统及其自动化学报, 2022, 34(11): 84-91, 99.
Wang Lu, Wang Jiuhe, Zhao Yan, et al. Multi-objective optimization of PI+PBC controller parameters for buck-boost converter[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2022, 34(11): 84-91, 99.

[26] Song Qingchao, Wang Lei, Chen Jiawei. A decentralized energy management strategy for a fuel cell-battery hybrid electric vehicle based on composite control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(7): 5486-5496.

[27] Ortega R, Loría A, Nicklasson P J, et al. Passivity-based control of Euler-Lagrange systems: mechanical, electrical, and electromechanical applications[M]. London: Springer-Verlag, 1998.

[28] Freidovich L B, Khalil H K. Performance recovery of feedback-linearization-based designs[J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2008, 53(10): 2324-2334.

作者简介

敖文杰　男，1996 年生，博士研究生，研究方向为多源混合供电系统及其控制。

E-mail: wenjieao@cqu.edu.cn

陈家伟　男，1986 年生，教授，博士生导师，研究方向为电气化交通技术、新能源发电与微电网技术等。

E-mail: echenjw@cqu.edu.cn（通信作者）

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved.　http://www.cnki.net

Passivity-Based Control Strategy and Parameter Design Method for Fuel Cell-Lithium Battery Hybrid Power Supply System

Ao Wenjie[1] *Chen Jiawei*[1] *Chen Jie*[2] *Chen Pengwei*[2]

（1. School of Automation Chongqing University Chongqing 400044 China
2. College of Automation Nanjing University of Aeronautics and Astronautics Nanjing 211106 China）

Abstract Multi-source hybrid power supply technology can effectively utilize the performance of different power supply units and is widely used in electrified transportation systems. However, as more and more loads with constant power characteristics and strong pulsation characteristics are connected to the system, the system's large-signal stability and dynamic performance are hard to guarantee. Recently, some nonlinear control methods were presented to enhance the stability and dynamic performance of the power supply. However, most existing studies have yet to consider the parameter design that takes into account the dynamic performance and stability of the system. Therefore, this paper designs a composite control method based on passivity-based control (PBC) and extended high-gain state observer (EHGSO) for the fuel cell (FC)-lithium battery (LB) hybrid power supply system (HPSS). The detailed design of the controller and observer parameters is provided, effectively ensuring the system's dynamic and static performance.

First, a mathematical model of the Boost converter considering parameter uncertainty is established. The proposed mixed droop controller is employed and designed for decentralized power allocation. Then the PBC was designed, and its stability was strictly proved based on the Lyapunov stability theory. Due to parameter uncertainties, an EHGSO was employed to enhance the system’s ability to cancel uncertainties. A general system parameter tuning method, which considers the converter's static and dynamic requirements, is finally proposed based on the small-signal analysis method.

The simulation model and experimental platform are designed and established. Simulation and experimental results verify the composite controller and the proposed parameter design method. Specifically, the simulation results show that the dynamic response of the FC converter increases with the increase of virtual dissipation resistance and decreases with the rise of virtual dissipation conductance (both of which are adjustable parameters of the PBC controller). The rising time and overshoot are approximately 20 ms and 2% for the FC converter, 6 ms and 1% for the LB converter, and 10 ms and 4% for the EHGSO, respectively. In addition, the experimental results of the FC/LB HPSS with step-changing constant power load (CPL) show that when the CPL steps up from 0.3 kW (10% of full load) to 3 kW (full load), the FC unit responds slowly to load power changes and eventually provides all the load power. In contrast, the LB unit reacts quickly to sudden load power changes with a steady-state output power of 0 kW. In the process, the bus voltage is stable and smooth in the presence of the EHGSO. Similarly, in the case of pulsation load, the LB and FC units automatically supply power to high- and low-frequency loads, respectively. The output power of the FC unit is smoother with EHGSO.

In summary, the following conclusions can be made: (1) The composite controller, composed of a PBC and an EHGSO, can allocate the load power to the FC and LB units in a decentralized way; (2) The small-signal modeling and analysis method can be employed to design the parameters of nonlinear controllers to satisfy the system’s dynamic requirements. (3) The proposed parameter design method can be used as a general guideline for designing system parameters of HPSS when nonlinear controllers are adopted.

Keywords： Passivity-based control, parameter design, extended high gain state observer, hybrid power supply system

（编辑 陈 诚）

(C)1994-2024 China Academic Journal Electronic Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net