

柔性自激异步发电系统反演自适应滑模控制

谷志锋¹, 孙晓云^{1†}, 朱长青², 刘文康¹, 葛孟超¹, 单锁兰¹

(1. 石家庄铁道大学 电气与电子工程学院, 河北 石家庄 050043;

2. 军械工程学院 车辆与电气工程系, 河北 石家庄 050003)

摘要: 为抑制宽转速范围条件下柔性自激异步发电系统(FS-CAGS)电压定向谐波干扰, 提高FS-CAGS鲁棒稳定控制能力, 实现功率快速跟踪控制, 采用扩展卡尔曼滤波EKF电压定向与反演自适应滑模控制相结合的方法, 提出一种EKF电压定向反演自适应滑模直接功率控制新方法. 军用底盘集成式直流微电网中FS-CAGS控制仿真实验结果表明, 在负载冲击扰动和宽转速突变条件下, 相对于传统直接电压定向精确反馈线性化鲁棒控制方法, 新控制方法可加快直流输出电压稳定速度, 减小电压超调, 提高功率跟踪速度, FS-CAGS 电流谐波抑制和鲁棒稳定能力得到加强.

关键词: 柔性自激; EKF定向; 异步发电; 反演自适应控制; 自适应滑模控制; 直接功率控制

引用格式: 谷志锋, 孙晓云, 朱长青, 等. 柔性自激异步发电系统反演自适应滑模控制. 控制理论与应用, 2020, 37(4): 809 – 817

DOI: 10.7641/CTA.2019.90021

Back-stepping adaptive sliding mode control for flexible self-excitation cage asynchronous generation system

GU Zhi-feng¹, SUN Xiao-yun^{1†}, ZHU Chang-qing², LIU Wen-kang¹,
GE Meng-chao¹, SHAN Suo-lan¹

(1. School of Electrical and Electronics Engineering, Shijiazhuang Tiedao University, Shijiazhuang Hebei 050043, China;

2. Vehicles and Electrical Engineering department, Ordnance Engineering College, Shijiazhuang Hebei 050003, China)

Abstract: In order to suppress the harmonic influence on the voltage orientation of flexible self-excitation cage asynchronous generation system (FS-CAGS), improve the stability control ability and realize the fast power tracking, with extended Kalman filter (EKF) voltage orientation and back-stepping adaptive sliding mode control method, a new EKF voltage oriented back-stepping adaptive sliding mode direct power control method is proposed. Simulation results of FS-CAGS in the military chassis integrated direct current (DC) micro-grid show, comparing with the traditional direct voltage oriented precision feedback linearized robust control method, under the condition of impulse load disturbance and the velocity mutation, the DC output voltage stable speed is fastened and overshoot is reduced, the power tracking speed is improved, current harmonics suppression and robust stability of the FS-CAGS are enhanced.

Key words: flexible self-excitation; EKF orientation; asynchronous generation; back-stepping adaptive control; adaptive sliding mode control; direct power control

Citation: GU Zhifeng, SUN Xiaoyun, ZHU Changqing, et al. Back-stepping adaptive sliding mode control for flexible self-excitation cage asynchronous generation system. *Control Theory & Applications*, 2020, 37(4): 809 – 817

1 引言

在舰船直流微电网、多电飞机、孤岛风力发电、军用装备取力发电等独立电力系统中, 笼型异步发电机和三相电压型脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器构成一类柔性自激笼型异步发电系统

(flexible self-excitation cage asynchronous generation system, FS-CAGS)^[1-4]. FS-CAGS综合具有笼型异步电机结构简单、运行可靠、防护能力强的结构优势和PWM整流器控制灵活、高效的优点. FS-CAGS通过控制PWM整流器功率因数的大小, 实现对笼型异步

收稿日期: 2019-01-10; 录用日期: 2019-09-23.

[†]通信作者. E-mail: sunxy72@163.com; Tel.: +86 13833150672.

本文责任编辑: 武玉强.

国家自然科学基金项目(51407196, 51677180), 河北省自然科学基金项目(E2017506007), 石家庄市军民融合项目(2019-2021)资助.

Supported by the National Natural Science Foundation of China (51407196, 51677180) and the National Natural Science Foundation of Hebei Province (E2017506007) and the Shijiazhuang Military and Civilian Collaborative Project (2019-2021).

电机容性自激电流的柔性、平滑调整,克服了传统分级切换电容方式存在容性无功功率控制不连续、不精确等不足^[5-6]。由于受冲击性、大功率负载(雷达、炮塔、电驱等)作用^[7],FS-CAGS运行状态通常会在较大范围内变化,同时受自身电感、电容等物理参数分散性影响,FS-CAGS还表现出明显的非线性和模型不确定性特征。

近年,为提高FS-CAGS稳定控制能力,众多学者开展了深入的理论研究。电压矢量定向准确性是FS-CAGS稳定控制的基础,关系到矢量控制的可靠实现。文献[8-9]采用锁相环方式对交流电压相位实施定向,但是该方法会受锁相角计算和电压采集精度等影响;文献[10-11]对直接电压定向方式进行了研究,但是该方法会受到电压谐波的影响;结合积分环节所具有的低通滤波特性,文献[12-13]克服了虚拟磁链电压定向中谐波的影响,但是该方法存在积分漂移问题,为此,文献[14]采用自适应滑模观测方式对虚拟磁链定向方式进行了改进。文献[15]采用扩展卡尔曼滤波(extended Kalman filter, EKF)方式对磁链观测进行了研究,实现了对含谐波干扰非线性系统的状态估计。EKF在整流器状态滤波估计中应用还很少,本文将结合EKF状态估计优势,实现对FS-CAGS电压矢量定向,克服直接电压定向、虚拟磁链定向存在的易受谐波影响、积分漂移等不足。为实现PWM整流器非线性鲁棒稳定控制,文献[16]采用电流内环精确反馈线性化鲁棒控制和电压外环Lyapunov鲁棒稳定设计相结合的方法;文献[17]提出了电流内环电压外环综合变结构控制方法;文献[18]基于 H_∞ 鲁棒控制理论通过求解Riccati不等式实现了PWM整流器鲁棒控制。为提高功率控制的响应速度,文献[12-13]采用直接功率控制方式对PWM整流器控制进行了研究,但是采用的滞环比较控制方式容易引起控制振荡^[19]。为此,文献[19]采用空间电压矢量方式代替传统基于开关表的滞环比较器,实现了系统的平滑稳定控制。

在模型不确定上界未知条件下,本文提出一种基于EKF电压矢量定向的反演自适应滑模直接功率控制新方法,不仅克服了直接电压定向、虚拟磁链定向存在的易受谐波影响、积分漂移等不足,同时采用反演自适应^[20]滑模控制方式有效适应了FS-CAGS模型非线性和不确定性特征,由于采用空间电压矢量控制方式,所以不存在滞环比较控制的控制振荡问题。为验证所提控制方法的性能,在有功率突变和转速突变情况下,本文开展了仿真验证实验。仿真结果表明,相对直接电压定向精确反馈线性化鲁棒稳定控制方式^[16],新的控制方法能够加快输出直流电压稳定速度,降低超调,可实现FS-CAGS所需容性无功自激速率的快速调整和跟踪。

2 柔性自激异步发电系统模型分析

FS-CAGS由笼型异步发电机(cage asynchronous generator, CAG)、电压型PWM整流器、滤波电感 L 、整流滤波电容 C 构成。总体结构如图1所示。

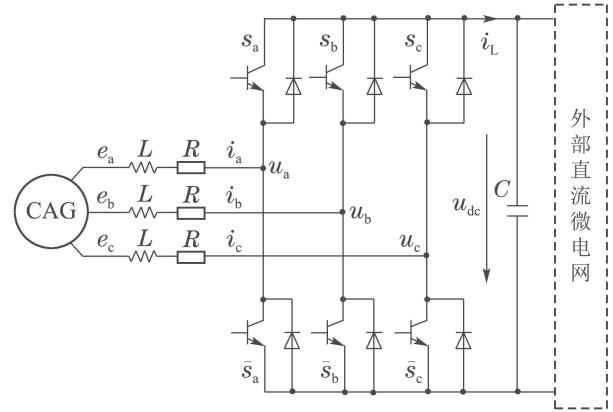


图1 柔性自激异步发电系统拓扑结构图

Fig. 1 Flexible self-excitation topology diagram of asynchronous generation system

图1中: e_a, e_b, e_c 为异步发电机端电压; u_a, u_b, u_c 为整流器输入电压; i_a, i_b, i_c 为整流器输入线电流; u_{dc} 为整流输出电压; L 为滤波电感; R 为系统及滤波电感电阻; C 为直流侧稳压电容; i_L 为负载电流。

由于CAG采用取力发电方式,所以会在较宽转速范围内运行,并引起异步发电机端电压较大频率变化,使得滤波电感滤波效果减弱,因此,CAG端电压 e_a, e_b, e_c 和整流器输入电流 i_a, i_b, i_c 将存在较大谐波分量,同时受 L, R, C 物理参数分散性及外部电磁干扰等影响,电压型整流器模型将存在不确定性特征。

图1所示三相电压型PWM整流器在 dq 坐标系下的数学模型为^[16]

$$C \frac{du_{dc}}{dt} = i_d s_d + i_q s_q - i_L + \bar{\varepsilon}_1, \quad (1)$$

$$L \frac{di_d}{dt} = e_d - R i_d + L \omega i_q - u_d + \bar{\varepsilon}_2, \quad (2)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = e_q - R i_q - L \omega i_d - u_q + \bar{\varepsilon}_3, \quad (3)$$

其中: s_d, s_q 为三相电压型PWM整流器ABC三相静止坐标系模型中二值逻辑开关函数 s_a, s_b, s_c 在 (d, q) 旋转坐标系中的映射值,当上桥臂导通时, s_a, s_b, s_c 值为1,当下桥臂导通时, s_a, s_b, s_c 值为0; e_d, e_q 为 e_a, e_b, e_c 的 d 轴、 q 轴分量; i_d, i_q 为 i_a, i_b, i_c 的 d 轴、 q 轴分量; $u_d = s_d u_{dc}; u_q = s_q u_{dc}; \bar{\varepsilon}_1, \bar{\varepsilon}_2, \bar{\varepsilon}_3$ 综合表征了 L, R, C 物理参数分散性、电源输入谐波及外部电磁等干扰等因素。

当取 d 轴与电网电压瞬时矢量重合时,对于三相平衡电源, $e_d = \sqrt{\frac{3}{2}} e_m, e_m$ 为电网相电压幅值, $e_q = 0$ 。

式(1)两边同乘以 u_{dc} , 式(2)–(3)两边同乘以 e_d , 可得变换后的功率控制模型为

$$\dot{x}_1 = a_1 x_2 - a_1 p_0 + \varepsilon_1, \quad (4)$$

$$\dot{x}_2 = a_2 e_m^2 - a_3 x_2 + \omega x_3 - a_4 u_d + \varepsilon_2, \quad (5)$$

$$\dot{x}_3 = -a_3 x_3 - \omega x_2 - a_4 u_q + \varepsilon_3, \quad (6)$$

其中: $x_1 = u_{dc}^2$; $p_0 = u_{dc} i_L$ 为负载功率; R 代表滤波电感 L 的阻值, R 阻值通常较小, 当忽略 R 消耗功率时, $x_2 = p = e_d i_d \approx u_d i_d + u_q i_q$; $x_3 = q = e_d i_q$; $a_1 = \frac{2}{C}$; $a_2 = \frac{3}{2L}$; $a_3 = \frac{R}{L}$; $a_4 = \frac{e_d}{L}$; $\varepsilon_1 = \frac{u_1 \bar{\varepsilon}_1}{L}$, $\varepsilon_2 = \frac{e_d \bar{\varepsilon}_2}{L}$, $\varepsilon_3 = \frac{e_d \bar{\varepsilon}_3}{L}$, 由于实际中外部干扰 $\bar{\varepsilon}_1$, $\bar{\varepsilon}_2$, $\bar{\varepsilon}_3$ 上界很难确定, 为此, 当假定 ε_i 的上界为不确定常数 d_i 时, 则存在 $|\varepsilon_i| \leq d_i (d_i > 0)$.

式(4)–(5)可以看作由电压、有功功率状态变量构成的子系统(1); 式(6)可以看作由无功功率状态变量构成的子系统(2). 对于式(4)–(6)表示的不确定模型, 反演自适应滑模控制是指: 在外部干扰或模型不确定上界未知的条件下, 实现系统的鲁棒稳定控制. 由于系统模型中不确定项上界未知, 所以传统反演滑模控制不再适用, 同时考虑到电源输入存在谐波干扰的实际问题, 所以常规直接电压定向精度会受到影响, 而传统虚拟磁链定向方式不可避免的存在积分漂移问题, 为此, 本文给出一种基于EKF的电压定向反演自适应滑模直接功率控制新方法.

3 EKF电压定向反演自适应滑模直接功率控制

PWM整流器反演自适应滑模直接功率控制律设计依据为 dq 旋转坐标系下的模型式(1)–(3), 而信号采集电路能够直接采集得到的是三相交流电参量瞬时值, 要实现交流电参量由ABC三相静止坐标系至 dq 旋转坐标系的转换, 需要知道坐标变换角 θ 的实时值. 在采用传统直接电压定向方法和虚拟磁链定向方法计算 θ 值时, 存在易受谐波影响、积分漂移等问题^[10–13], 为此, 本文提出一种基于EKF的电压定向新方法.

3.1 EKF电压定向原理

由式(2)–(3)可知PWM整流器满足以下磁链方程

$$\frac{d\varphi_d}{dt} = e_d - \frac{R}{L}\varphi_d + \omega\varphi_q - u_d + \bar{\varepsilon}_2, \quad (7)$$

$$\frac{d\varphi_q}{dt} = -\frac{R}{L}\varphi_q - \omega\varphi_d - u_q + \bar{\varepsilon}_3, \quad (8)$$

其中: $\varphi_d = Li_d$ 为直轴磁链; $\varphi_q = Li_q$ 为交轴磁链.

通常三相静止坐标系ABC的A相相轴与 $\alpha\beta$ 静止坐标系 α 轴重合, 所以 dq 旋转坐标系与 $\alpha\beta$ 静止坐标系之间坐标变换角同样为 θ .

定义旋转坐标系的旋转速度为角频率 ω , 由于EKF通常由数字系统配以成熟的滤波估计算法完成, 且采

集和计算速度非常快, 所以可以认为EKF估计过程满足 $\dot{\theta} = \omega$, $\dot{\omega} = 0$. 由此得PWM整流器磁链观测模型为

$$\dot{z} = f(z) + BU + \varepsilon, \quad (9)$$

$$y = [i_\alpha \ i_\beta]^T = h(z), \quad (10)$$

其中:

$$z = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \theta \\ \omega \end{bmatrix}, \quad f(z) = \begin{bmatrix} e_d - \frac{R}{L}z_1 + z_4 z_2 \\ \frac{R}{L}z_2 - z_4 z_1 \\ z_4 \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$U = \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos z_3 & -\sin z_3 \\ \sin z_3 & \cos z_3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix},$$

$$\varepsilon = \begin{bmatrix} \bar{\varepsilon}_2 \\ \bar{\varepsilon}_3 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \cos z_3 & \sin z_3 & 0 & 0 \\ -\sin z_3 & \cos z_3 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T,$$

$$h(z) = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} z_1 \cos z_3 - z_2 \sin z_3 \\ z_1 \sin z_3 + z_2 \cos z_3 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2u_{dc}[s_a - (s_b + s_c)/2]/3 \\ u_{dc}(s_b - s_c)/\sqrt{3} \end{bmatrix},$$

其中 s_a , s_b , s_c 与前述模型式(1)–(3)中的参数说明一致.

对于非线性模型式(9)–(10)可以采用扩展卡尔曼滤波对状态变量进行估计.

模型式(9)–(10)可离散化为

$$z_{k+1} = F_d(z_k) + D(z_k)u_k + V_k,$$

$$y_k = h(z_k) + W_k$$

其中:

$$F_d(z_k) = z_k + T_c f(z(kT_c));$$

$$D(z_k) = T_c B(z(kT_c));$$

T_c 是采样时间; $V(k)$ 和 $W(k)$ 表示由系统分布参数、外部干扰和测量干扰引起的白噪声, 其协方差矩阵分别为 $Q = \text{COV}(VV^T)$ 和 $R = \text{COV}(WW^T)$.

z_{k+1} 的EKF估计步骤如下:

第1步 预测估计:

$$\tilde{z}_{k+1} = F_d(\hat{z}_k) + D(\hat{z}_k)u_k,$$

$$\tilde{y}_{k+1} = h(\tilde{z}_{k+1}),$$

$$P_{k+1,k} = F_k P_k F_k^T + \bar{Q}_k.$$

第2步 估计值更新和校正:

$$K_{k+1} = P_{k+1,k} H_{k+1}^T [H_{k+1} P_{k+1,k} H_{k+1}^T + \bar{R}_{k+1}]^{-1},$$

$$\hat{x}_{k+1} = \tilde{x}_{k+1} + K_{k+1} (y_{k+1} - H_{k+1} \tilde{x}_{k+1}),$$

$$P_{k+1} = [I - K_{k+1}H_{k+1}]P_{k+1,k},$$

其中:

$$F_k = \frac{\partial(F_d(z) + D(z)u_k)}{\partial z} \Big|_{z=\hat{z}_k},$$

$$H_{k+1} = \frac{\partial h(z)}{\partial z} \Big|_{z=\hat{z}_{k+1}}$$

为雅可比行列式; $P_{k+1,k}$ 为估计误差方差; K_{k+1} 为增益矩阵. 输入电源存在谐波干扰情况下, 基于PWM整流器磁链模型式(7)–(8), 采用上述EKF状态估计方法, 可实现坐标变换角的无传感器滤波估计. 该方法既解决了传统直接电压定向易受谐波干扰影响的问题, 同时克服了虚拟磁链定向存在直流积分漂移的不足.

3.2 反演自适应滑模直接功率控制

对于子系统(1), 定义跟踪误差 $e_1 = x_1 - x_1^* - p^*$, 其中 $x_1^* = u_{dc}^{*2}$ 为直流母线电压目标值的平方, p^* 为给定的有功功率目标值. 由式(4)可得

$$\dot{e}_1 = \dot{x}_1 = a_1x_2 - a_1p_0 + \varepsilon_1. \quad (11)$$

定义虚拟控制量为 x_2^* , 误差变量 $e_2 = x_2 - x_2^*$ 和 Lyapunov 函数 $V_1 = \frac{e_1^2}{2}$. 取虚拟控制为

$$x_2^* = \frac{-k_1e_1 + a_1p_0}{a_1}, \quad (12)$$

其中 k_1 为虚拟反馈控制系数, $k_1 > 0$.

由式(11)–(12)得

$$\dot{V}_1 = -k_1e_1^2 + a_1e_1e_2 + e_1\varepsilon_1. \quad (13)$$

定义滑模面 $s_1 = c_1e_1 + c_2e_2$ 和 Lyapunov 函数 $V_2 = \frac{(s_1^2 + \rho_1\tilde{d}_1^2 + \rho_2\tilde{d}_2^2)}{2}$, 由式(5)(13)得

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & s_1[c_1(-k_1e_1 + \varepsilon_1 + a_1e_2) + \\ & c_2(\dot{x}_2 - \dot{x}_2^*)] - \rho_1\tilde{d}_1\dot{\tilde{d}}_1 - \rho_2\tilde{d}_2\dot{\tilde{d}}_2, \end{aligned} \quad (14)$$

其中: $c_i = k_i(|e_i|) + \sigma_i > 0 (i = 1, 2)$, $k_i(|e_i|)$ 为关于 e_i 的 K 类函数, $\sigma_i > 0$; $\hat{d}_i (i = 1, 2)$ 为未知上界 d_i 的估计值, \tilde{d}_i 为未知上界 \hat{d}_i 的估计误差, 且满足 $\tilde{d}_i = d_i - \hat{d}_i$.

由式(5)(14)可得控制输入 u_d 和不确定上界自适应律分别为

$$\dot{\hat{d}}_1 = \frac{s_1}{\rho_1} \left(c_1 + \frac{c_2k_1}{a_1} \right) \text{sgn } s_1, \quad (15)$$

$$\dot{\hat{d}}_2 = \frac{s_1c_2\text{sgn } s_1}{\rho_2}, \quad (16)$$

$$u_d = \frac{1}{c_2a_4} [\alpha_1\text{sgn } s_1 + \varsigma_1(s_1) + c_2\hat{d}_2\text{sgn } s_1 +$$

$$\left(c_1 + \frac{c_2k_1}{a_1} \right) (a_1x_2 - a_1p_0) +$$

$$\begin{aligned} & c_2(a_2e_m^2 - a_3x_2 + \omega x_3) + \\ & \left(c_1 + \frac{c_2k_1}{a_1} \right) \hat{d}_1\text{sgn } s_1], \end{aligned} \quad (17)$$

其中: $s_1\varsigma_1(s_1) \geq 0$, $\varsigma_1(0) = 0$, 例如 $\varsigma_1(s_1) = k_1s_1$; $\alpha_1 \geq 0$. 选择适当 α_1 值和 $\varsigma_1(s_1)$ 可使趋近速度加快、抖振减小、过程品质变好.

对于子系统(2), 定义跟踪误差 $e_3 = x_3 - x_3^*$, 其中 $x_3^* = q^*$ 为无功功率目标值. 定义滑模面 $s_2 = c_3e_3$ 和 Lyapunov 函数 $V_3 = \frac{s_2^2 + \rho_3\tilde{d}_3^2}{2}$, 由式(6)得

$$\dot{V}_3 = s_2c_3\dot{e}_3 - \rho_3\tilde{d}_3\dot{\tilde{d}}_3, \quad (18)$$

其中: $c_3 = \kappa_3(|e_3|) + \sigma_3$, $\kappa_3(|e_3|)$ 为关于 e_3 的 K 类函数, $\sigma_3 > 0$; \hat{d}_3 为 ε_3 未知上界 d_3 的估计值, \tilde{d}_3 为未知上界 d_3 的估计误差, 且满足 $\tilde{d}_3 = d_3 - \hat{d}_3$. 由式(18)可得控制输入 u_q 和不确定上界自适应律分别为

$$\dot{\hat{d}}_3 = \frac{s_2c_3\text{sgn } s_2}{\rho_3}, \quad (19)$$

$$\begin{aligned} u_q = & \frac{1}{a_4} [\alpha_2\text{sgn } s_2 + \varsigma_2(s_2) - a_3x_3 - \\ & \omega x_2 + \hat{d}_3\text{sgn } s_2], \end{aligned} \quad (20)$$

其中: $s_2\varsigma_2 \geq 0$, $\varsigma_2(0) = 0$, 例如 $\varsigma_2(s_2) = k_2s_2$; $\alpha_2 \geq 0$.

3.3 控制稳定性分析

取式(4)–(6)功率控制不确定模型的 Lyapunov 函数为

$$\begin{aligned} V(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{d}}) = & \frac{s_1^2}{2} + \frac{s_2^2}{2} + \frac{\rho_1(d_1 - \hat{d}_1)^2}{2} + \\ & \frac{\rho_2(d_2 - \hat{d}_2)^2}{2} + \frac{\rho_3(d_3 - \hat{d}_3)^2}{2} = \\ & \frac{s_1^2}{2} + \frac{\rho_1\tilde{d}_1^2}{2} + \frac{\rho_2\tilde{d}_2^2}{2} + \frac{s_2^2}{2} + \frac{\rho_3\tilde{d}_3^2}{2}, \end{aligned} \quad (21)$$

其中: $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2]^T$; $\hat{\mathbf{d}} = [\hat{d}_1 \ \hat{d}_2 \ \hat{d}_3]^T$. 当取控制输入为式(17)(20), 不确定上界自适应律为式(15)–(16)(19)时, 由上述式(11)(21)可得

$$\begin{aligned} \dot{V}(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{d}}) = & -\alpha_1s_1\text{sgn } s_1 - s_1\varsigma_1(s_1) - \\ & \alpha_2s_2c_3\text{sgn } s_2 - s_2c_3\varsigma_2(s_2) + \\ & s_1\left(c_1 + \frac{c_2k_1}{a_1}\right)[\varepsilon_1 - \hat{d}_1\text{sgn } s_1 - \\ & \tilde{d}_1\text{sgn } s_1] + s_1c_2[\varepsilon_2 - \hat{d}_2\text{sgn } s_1 - \\ & \tilde{d}_2\text{sgn } s_1] + s_2c_3[\varepsilon_3 - \hat{d}_3\text{sgn } s_2 - \\ & \tilde{d}_3\text{sgn } s_2]. \end{aligned} \quad (22)$$

由式(22)得

$$\dot{V}(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{d}}) \leq -\alpha_1s_1\text{sgn } s_1 - s_1\varsigma_1(s_1) -$$

$$\begin{aligned} & \alpha_2 s_2 c_3 \operatorname{sgn} s_2 - s_2 c_3 \varsigma_2(s_2) + \\ & (c_1 + \frac{c_2 k_1}{a_1}) [\varepsilon_1 s_1 - d_1 |s_1|] + \\ & c_2 [\varepsilon_2 s_1 - d_2 |s_1|] + c_3 [\varepsilon_3 s_2 - d_3 |s_2|]. \end{aligned} \quad (23)$$

由于 d_i 为 ε_i 的上界, 即 $|\varepsilon_i| \leq d_i$, 所以 $\varepsilon_1 s_1 \leq d_1 |s_1|$, $\varepsilon_2 s_1 \leq d_2 |s_1|$, $\varepsilon_3 s_2 \leq d_3 |s_2|$, 且 $\alpha_1 \geq 0$, $\alpha_2 \geq 0$, 由式(23)可得

$$\dot{V}(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{d}}) \leq -s_1 \varsigma_1(s_1) - s_2 c_3 \varsigma_2(s_2) \leq 0. \quad (24)$$

由于
 $s_1 \varsigma_1(s_1) \geq 0$, $\varsigma_1(0) = 0$, $s_2 \varsigma_2(s_2) \geq 0$, $\varsigma_2(0) = 0$,
 基于La Salle-Yoshizawa定理, 可知
 $\lim_{t \rightarrow \infty} \mathbf{s}(t) = 0.$ (25)

由此可见, 控制输入式(17)(20)和不确定上界自适应律式(15)–(16)(19)可保证FS-CAGS功率控制模型Lyapunov渐近稳定.

柔性自激异步系统的EKF定向反演自适应滑模控制框图如图2所示.

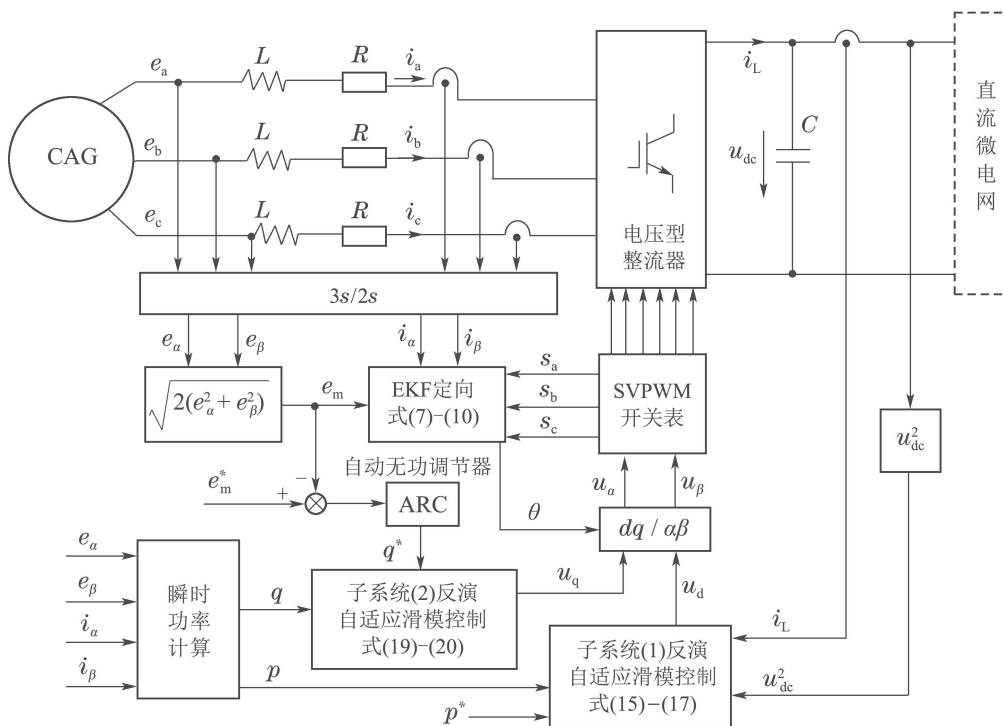


图2 EKF定向反演自适应滑模控制框图

Fig. 2 Block diagram of back-stepping adaptive sliding mode control with EKF orientation

异步发电机端电压 e_a, e_b, e_c 和整流器输入电流 i_a, i_b, i_c 经过 $3s/2s$ 变换可以得到 $e_\alpha, e_\beta, i_\alpha, i_\beta$, 并采用瞬时功率计算方法可得瞬时无功功率 q 和有功功率 p 值. 由 e_α, e_β 求出CAG端电压幅值 e_m , 结合 i_α, i_β 值和 s_a, s_b, s_c 值, 采用EKF定向方法可确定 dq 旋转坐标系与 $\alpha\beta$ 静止坐标系间的坐标变换角 θ 值. 对于电压与有功功率控制子系统(1)和无功功率控制子系统(2)分别采用式(15)–(17)和式(19)–(20)可以求出控制量 u_d 和 u_q , 然后经过 $dq/\alpha\beta$ 变换可得 u_α 和 u_β , 最终完成SVPWM扇区选择、各桥臂导通时间计算和分配.

4 仿真结果与分析

为了验证所提EKF定向反演自适应滑模控制的动态稳定控制能力, 对如图3所示拓扑结构的军用底盘集成式直流微电网中FS-CAGS开展了仿真实验研究. 直流微电网由磷酸铁锂电池组CA、超级电容组SC

和FS-CAGS构成, 直流微电网电压DC1000 V.

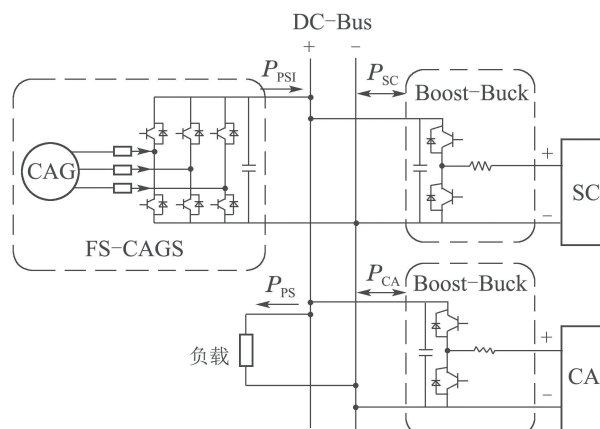


图3 军用底盘集成式微电网拓扑结构图
 Fig. 3 DC integrated micro-grid topology diagram of military vehicle chassis

磷酸铁锂电池单体容量为10 Ah, 采用8并84串方式构成电池组. CA的额定电压为268 V左右. 超级电容组由3个模组串联构成, 每个模组容值为10 F, 额定电压等级为90 V.

笼型异步发电机CAG仿真参数: 额定功率70 kW, 相电压幅值为115 V, 转速变化范围1800 r/min ~ 3000 r/min, 额定转速 $n_e = 3000$ r/min, 定子电阻标幺值 $R_s = 0.01216$, 定子电抗标幺值 $L_s = 0.0244$, 转子电阻标幺值 $R_r = 0.0152$, 转子电抗标幺值 $L_r = 0.0241$, 转子惯性时间常数 $H = 0.04$ s.

PWM整流器仿真参数: 交流侧滤波电感 $L = 2$ mH, 直流侧滤波电容 $C = 2200$ μ F, 整流器开关频率10 kHz, 直流侧输出电压 $U_{dc} = 1000$ V.

4.1 EKF电压定向仿真分析

为了验证EKF电压定向的可行性, 并与传统一阶低通滤波直接电压定向方式、虚拟磁链电压定向方式进行性能对比, 围绕含谐波输入的FS-CASG, 开展了仿真验证和性能分析. 稳态时仿真结果如图4所示. EKF电压矢量定向参数:

$$Q = 0.1I^{4 \times 4}, R = 0.01I^{2 \times 2}, P_0 = 10 \times I^{4 \times 4}.$$

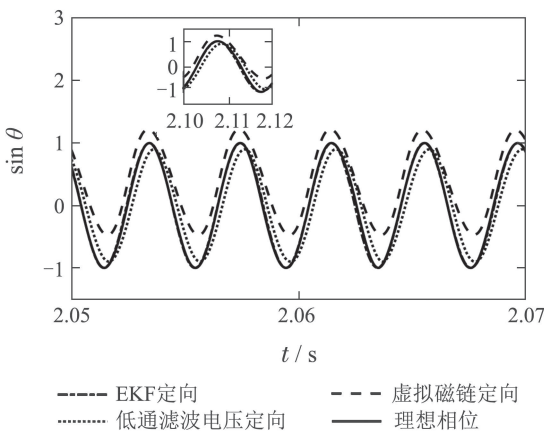


图4 不同电压定向方式仿真对比

Fig. 4 Simulation comparison with different voltage orientation methods

由仿真结果可知, 采用一阶低通方式的直接电压定向方式存在明显的相位偏移和幅值减小的不足, 其主要原因是低通滤波器的幅频特性引起的; 采用磁链观测电压定向方式时, 由于受积分器积分漂移的影响, 电压定向明显出现了相位偏移; 采用EKF电压定向方式时, 电压相位能够很好的跟随理想电压矢量相位. 仿真结果进一步证明了EKF电压矢量定向具有谐波抑制和无积分漂移问题的优点.

4.2 额定转速时负载冲击扰动仿真分析

为验证和分析所提反演自适应滑模直接功率控制方法的动态控制性能, 对图3中的FS-CASG进行了控

制仿真验证实验, 并与传统精确反馈线性化鲁棒控制方式进行了对比分析. 负载功率在0.48 s时突然增加33 kW, 并于2.1 s时突然卸载, 对底盘集成式微电网造成冲击性负载扰动. CAG保持额定转速 $n_e = 3000$ r/min.

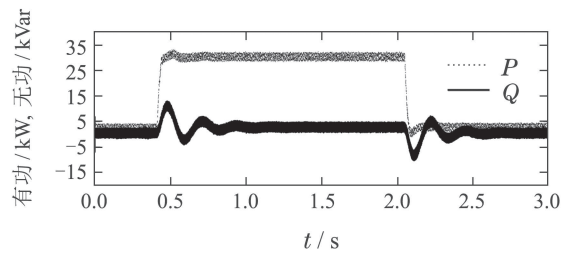
反演自适应滑模直接功率控制参数为

$$k_1(|e_1|) = e_1^2, k_2(|e_2|) = 2e_2^2, k_3(|e_3|) = |e_3|,$$

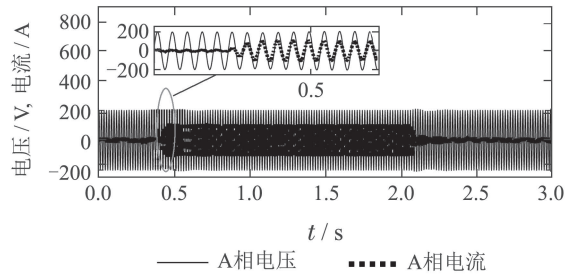
$$\sigma_1 = 3, \sigma_2 = 2, \sigma_3 = 6,$$

$$\rho_1 = 2, \rho_2 = 1, \rho_3 = 4.$$

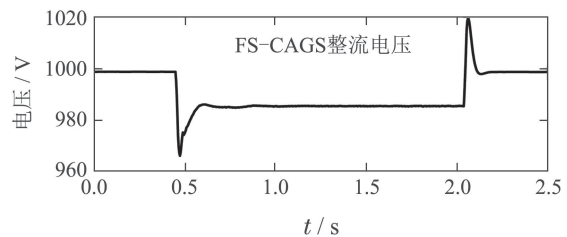
$\varepsilon_1, \varepsilon_2$ 和 ε_3 均为白噪声(噪声功率分别为0.1, 0.1和0.2). 精确反馈线性化鲁棒控制参数与参考文献[16]一致. 仿真结果如图5-6所示.



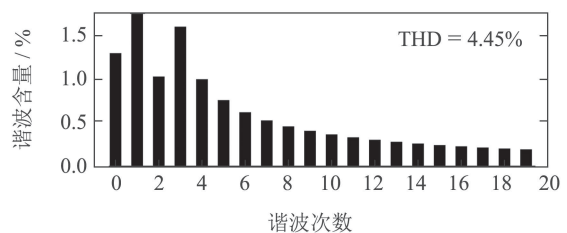
(a) 直流微电网功率曲线



(b) 笼型异步电机输出电压电流曲线

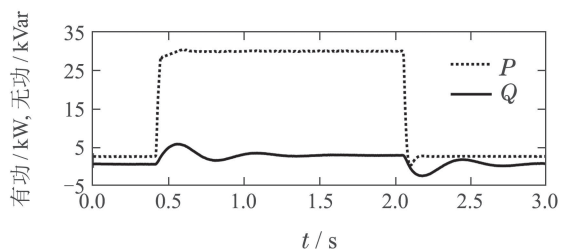


(c) 直流微电网母线电压曲线

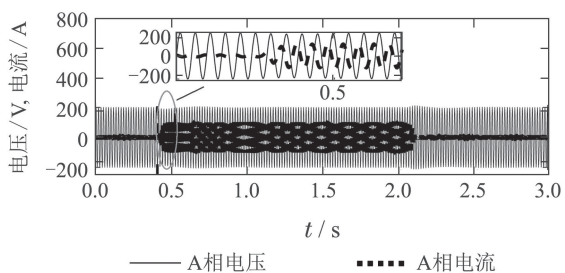


(d) 笼型异步电机自激电流谐波曲线

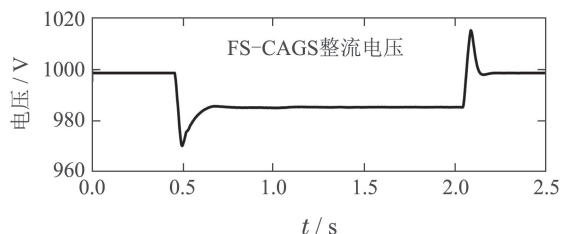
图5 功率突增时, 精确反馈线性化鲁棒控制曲线
Fig. 5 Curves of the exact feedback linearization robust control method with loading increasing suddenly



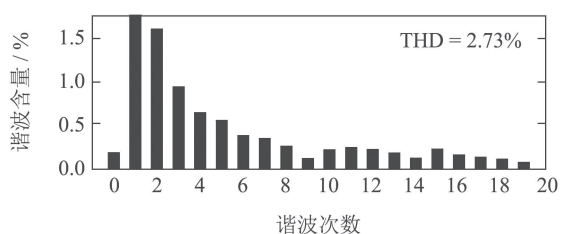
(a) FS-CAGS功率曲线



(b) 笼型异步电机输出电压电流曲线



(c) FS-CAGS整流电压曲线



(d) 笼型异步电机自激电流谐波曲线

图6 功率突增时, 反演自适应滑模控制曲线

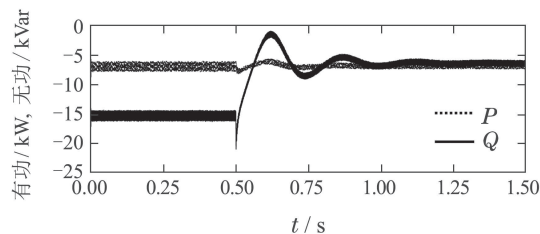
Fig. 6 Curves of the back-stepping adaptive sliding mode control with loading increasing suddenly

由图5、图6仿真结果可知, 相对于传统精确反馈线性化鲁棒控制方法, 采用新提出的反演自适应滑模直接功率控制方法, 直流微电网电流变化更平滑; FS-CAGS输出功率恢复稳定速度加快, 同时有功功率和无功功率谐波明显降低; 在负载突变时, 笼型异步电机能够快速调整容性无功自激电流, 实现柔性容性自激, 同时自激电流谐波由原来的4.45%降低为2.73%; FS-CAGS整流电压超调明显降低, 由原来的1020 V降低为1015 V, 恢复时间缩短, 同时由于采用了下垂控制, 所以加载后电压有所下降. 仿真结果证明, 反演自适应滑模直接功率控制更能够适应FS-CAGS的非线性特征.

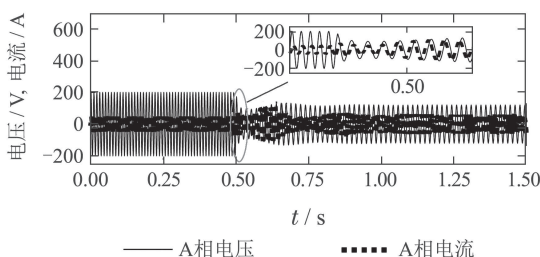
4.3 转速突变时动态仿真分析

FS-CAGS中笼型异步发电机CAG采用取力发电方式, 其转速会跟随底盘发动机转速变化而变化. 为分析CAG在转速突变时反演自适应滑模直接功率控制的性能, 并于传统精确反馈线性化鲁棒控制方法进行了仿真验证和对比分析.

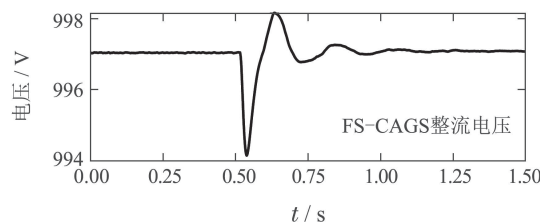
CAG转速在0.5 s时由额定转速3000 r/min突降为最低转速1800 r/min. 反演自适应滑模直接功率控制参数和精确反馈线性化鲁棒控制参数分别同负载功率冲击仿真时仿真参数一致. 仿真结果如图7-8所示. 当笼型异步发电机突然由额定转速降低至最小转速时, 为了防止异步发电机CAG磁路饱和, CAG端电压降低为原来的0.6倍(如图7(b)和图8(b)所示), 同时由于CAG端电压降低, 所以容性自激功率迅速减少, 实现柔性自激调整.



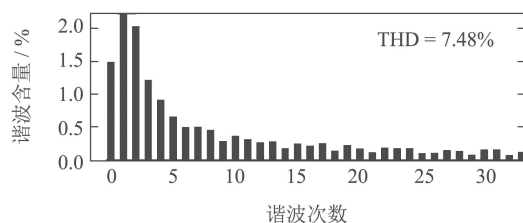
(a) FS-CAGS功率曲线



(b) 笼型异步电机输出电压电流曲线



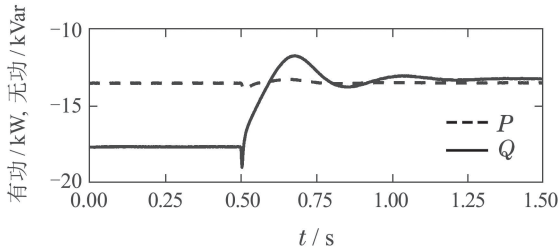
(c) FS-CAGS整流电压曲线



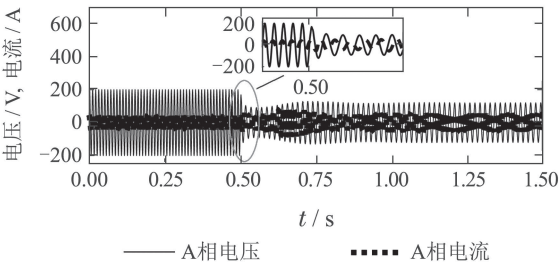
(d) 笼型异步电机自激电流谐波曲线

图7 功率突增时, 精确反馈线性化鲁棒控制曲线

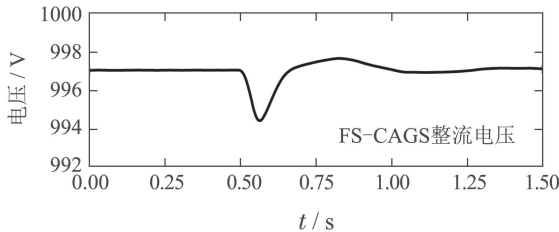
Fig. 7 Curves of the exact feedback linearization robust control method with loading increasing suddenly



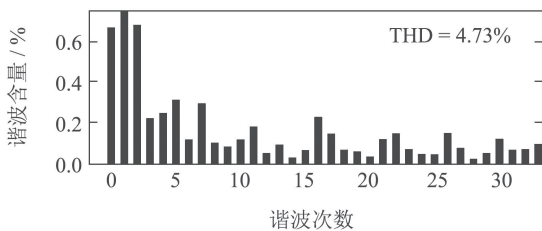
(a) FS-CAGS功率曲线



(b) 笼型异步电机输出电压电流曲线



(c) FS-CAGS整流电压曲线



(d) 笼型异步电机自激电流谐波曲线

图8 功率突增时,反演自适应滑模控制曲线

Fig. 8 Curves of the back-stepping adaptive sliding mode control with loading increasing suddenly

由图7、图8仿真结果比较可知,相对于传统精确反馈线性化鲁棒控制方法,采用新提出的反演自适应滑模直接功率控制方法,FS-CAGS输出容性无功功率稳定速度加快,超调降低;容性自激电流的谐波明显降低,由原来的7.48%降低为4.73%,谐波之所以比功率突变时增加,是由于转速降低,CAG输出电压频率降低,整流器输入电感滤波能力降低导致的;FS-CAGS整流电压最低值上升,波动次数由3次减少为2次,恢复时间缩短;直流微电网电流变化减少,稳定能力得到提高。

5 结论

为提高FS-CAGS系统的非线性鲁棒稳定控制能

力,本文采用EKF电压定向方法解决了传统电压定向方式存在的易受谐波干扰、积分漂移等问题,采用反演自适应滑模直接功率控制新方法实现了FS-CAGS宽运行范围条件下的非线性稳定控制,由于无需知道模型不确定上界,所以新的控制方法具有较强的实用性.为验证提出的EKF定向反演自适应滑模直接功率控制方法的有效性,针对一类军用底盘集成式直流微电网中FS-CAGS开展了仿真验证实验.通过仿真对比EKF电压定向、基于一阶低通滤波的直接电压定向和虚拟磁链电压定向3种方法,证明了EKF电压定向能够有效克服谐波影响,并且无积分漂移现象,具有较好的电压定向效果;在负载冲击和转速突变两种工作状态下,通过与传统精确反馈线性化鲁棒控制开展仿真对比实验,验证了新提出反演自适应滑模直接功率控制能够提高FS-CAGS稳定能力和功率控制速度,对于提高底盘集成直流微电网整体稳定性能具有重要意义。

参考文献:

- [1] WEI S G, MA X J, KE R S, et al. Research on hybrid power system with dual stator-winding and its decoupled control strategy. *Journal of China Ordnance*, 2012, 8(4): 193 - 199.
- [2] MESEMANOLIS A, MADEMLIS C, KIOSKE RIDIS I. High-efficiency control for a wind energy conversion system with induction generator. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2012, 27(4): 958 - 967.
- [3] ZAHEDI B, NORUM L E. Modeling and simulation of all-electric ships with low-voltage DC hybrid power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(10): 4525 - 4537.
- [4] ZHUANG Shenglun, HUANG Wenxin, BU Feifei, et al. Low carrier ratio control of dual-stator winding induction generator for variable frequency AC system. *Acta Aeronautica et Astronautica Sinica*, 2017, 38(12): 249 - 259.
(庄圣伦, 黄文新, 卜飞飞, 等. 变频交流发电系统双定子绕组异步发电机低载波比控制. *航空学报*, 2017, 38(12): 249 - 259.)
- [5] WEI Yewen, KANG Longyun, HUANG Zhizhen, et al. SVC-MERS-based voltage control of asynchronous generator set in wind power generation system. *Journal of South China University of Technology (Natural Science Edition)*, 2015, 43(4): 95 - 103.
(魏业文, 康龙云, 黄志臻, 等. 基于SVC-MERS的风电异步发电机组电压控制. *华南理工大学学报(自然科学版)*, 2015, 43(4): 95 - 103.)
- [6] ZHANG Yang, WU Xinzheng, HUANG Conghui. Steady-state analysis for isolated three-phase induction generator system with asymmetric loads. *Electric Power Automation Equipment*, 2017, 37(2): 171 - 175.
(张阳, 吴新振, 黄丛慧. 三相异步发电独立电力系统不对称稳态运行分析. *电力自动化设备*, 2017, 37(2): 171 - 175.)
- [7] GU Zhifeng, ZHU Changqing, SHAO Tianzhang, et al. Back-stepping optimal L2-gain control with rapid adaptation of uncertain parameters. *Systems Engineering and Electronics*, 2016, 38(8): 1909 - 1916.
(谷志锋, 朱长青, 邵天章, 等. 不确定参数快估反演自适应最优L2增益控制. *系统工程与电子技术*, 2016, 38(8): 1909 - 1916.)
- [8] KARIMI G M, ALI K S, PIRAVEEN K J, et al. Problems of start-up and phase jumps in PLL systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(4): 1830 - 1838.

- [9] ZHENG Xinxin, XIAO Lan, TIAN Yangtian, et al. A control strategy of bidirectional three-phase AC/DC converters without PLL. *Proceedings of the CSEE*, 2013, 33(36): 79–87.
(郑昕昕, 肖岚, 田洋天, 等. 双向三相AC/DC变频器的无锁相环控制策略. 中国电机工程学报, 2013, 33(36): 79–87.)
- [10] YIN Chunjie, WANG Fang, SHI Lei, et al. A novel compensation current detection method for APF based on transient voltage space vector orientation. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2017, 32(7): 112–118.
(尹春杰, 王芳, 石磊, 等. 基于瞬时电压矢量定向的有源电力滤波器补偿电流检测. 电工技术学报, 2017, 32(7): 112–118.)
- [11] BAHRANI B, RULER A, KENZELMANN S, et al. Vector control of single-phase voltage-source converters based on fictive-axis emulation. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(2): 831–840.
- [12] LUO Derong, ZHOU Xiaoyan, JI Xiaohao, et al. Virtual-flux-based model predictive direct power control for PWM rectifiers. *Electric Power Automation Equipment*, 2017, 37(12): 123–129.
(罗德荣, 周小艳, 姬小豪, 等. 基于虚拟磁链的PWM整流器模型预测直接功率控制. 电力自动化设备, 2017, 37(12): 123–129.)
- [13] HUANG Shoudao, YE Hongzhi, ZHANG Wenjuan, et al. Application of virtual flux based direct power control in VSC–HVDC power transmission. *Power System Technology*, 2014, 38(4): 852–857.
(黄守道, 叶虹志, 张文娟, 等. 基于虚拟磁链的直接功率控制在VSC–HVDC中的应用. 电网技术, 2014, 38(4): 852–857.)
- [14] XIAO Xiong, ZHANG Yongjun, WANG Jing, et al. PWM rectifiers based on adaptive sliding-mode observer with virtual flux orientation under non-line voltage sensors control. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2015, 30(12): 79–57.
(肖雄, 张勇军, 王京, 等. 无电压传感器PWM整流器的虚拟磁链自适应滑模观测研究. 电工技术学报, 2015, 30(12): 79–57.)
- [15] GU Zhifeng, ZHU Changqing, ZHAO Wenjie, et al. AC tracking nonlinear L2 excitation control based on the state estimation by EKF. *Electric Machines and Control*, 2013, 13(7): 68–75.
(谷志锋, 朱长青, 赵文杰, 等. EKF状态估计交流跟踪非线性L2励磁控制. 电机与控制学报, 2013, 13(7): 68–75.)
- [16] GU Zhifeng, WANG Huiyong, ZHU Changqing, et al. Circulating-current nonlinear L2-gain attenuation control of parallel pulse width modulation rectifiers. *Control Theory & Applications*, 2017, 34(12): 1614–1620.
(谷志锋, 王会勇, 朱长青, 等. 并联脉宽调制整流器非线性L2增益环流抑制控制. 控制理论与应用, 2017, 34(12): 1614–1620.)
- [17] LU Xiang, XIE Yunxiang, GUI Cunbing, et al. Nonlinear control of three-phase PWM rectifier based on multi-sliding mode variable structure control. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2016, 34(4): 79–87.
(陆翔, 谢运祥, 桂存兵, 等. 基于多滑模变结构控制的三相PWM整流器非线性控制. 电工技术学报, 2016, 34(4): 79–87.)
- [18] ZHANG Hui, TAN Guojun, QIAN Miaowang, et al. Study of three-phase PWM rectifier based on a mixture of H_∞ control and optimal tracking control. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(12): 102–108.
(张辉, 谭国俊, 钱苗旺, 等. 基于 H_∞ 控制与最优跟踪控制相结合的三相PWM整流器控制策略. 电工技术学报, 2012, 27(12): 102–108.)
- [19] ZHANG Hui, LI Zhixin, WANG Tao, et al. Three vectors based low complexity model predictive direct power control for three-phase PWM rectifier. *Power System Technology*, 2018, 42(3): 957–965.
(张辉, 李志新, 王涛, 等. 基于三矢量的三相PWM整流器低复杂性模型预测直接功率控制. 电网技术, 2018, 42(3): 957–965.)
- [20] GU Zhifeng, SUN Xiaoyun, YU Zhiqiang, et al. Nonlinear adaptive L2-gain decentralized excitation control for multi-machine power system. *Power System Technology*, 2018, 42(10): 3355–3360.
(谷志锋, 孙晓云, 余志强, 等. 多机电力系统非线性自适应L2增益分散励磁控制. 电网技术, 2018, 42(10): 3355–3360.)

作者简介:

谷志锋 博士, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电力系统非线性稳定控制技术, E-mail: gu.79.11@163.com.

孙晓云 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统非线性鲁棒控制及仿真技术, E-mail: sunxy72@163.com;

朱长青 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为武器系统分散电力支持技术, E-mail: zhuneil@163.com;

刘文康 硕士研究生, 研究方向为直流独立电力系统稳定控制等, E-mail: liuwk@163.com;

葛孟超 硕士研究生, 研究方向为双向PWM整流器鲁棒稳定控制, Email: 1325875974@qq.com;

单锁兰 硕士研究生, 研究方向为直流微电网稳定性分析与控制, Email: 1147412159@qq.com.