

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.221891

# 基于 Buck 变换器的模糊自抗扰 Hopf 分岔扰动抑制策略

张建功<sup>1</sup>, 周雪松<sup>1</sup>, 马幼捷<sup>1</sup>, 徐晓宁<sup>1</sup>, 王鸿斌<sup>2</sup>, 赵家欣<sup>3</sup>

(1. 天津市新能源电力变换传输与智能控制重点实验室(天津理工大学), 天津 300384; 2. 天津安捷物联科技股份有限公司, 天津 300392; 3. 天津瑞源电气有限公司, 天津 300308)

**摘要:** 针对 Buck 变换器输出端口电压易受系统参数变化影响而降低能量传输质量的问题, 提出了一种结合模糊推理机制的线性自抗扰控制策略。首先, 建立离散数学模型分析出 Hopf 分岔扰动是引起输出电压低频振荡的原因, 利用频域法分析其稳定的充要条件, 给出 Hopf 分岔扰动存在性证明, 并仿真验证了 Hopf 分岔扰动的存在。其次, 基于理论分析设计模糊推理规则将其与误差反馈控制率结合起来提升对 Hopf 分岔扰动抑制效果。并且, 运用频域法理论分析了在 Hopf 分岔扰动下该控制策略的稳定性及各状态观测误差对干扰的界限。最后, 通过仿真分析对比不同工况下此控制策略与传统 PI 控制策略对 Hopf 分岔扰动的抑制情况。结果表明, 所提出的模糊线性自抗扰控制策略有效地抑制了 Hopf 分岔扰动, 保障了 Buck 变换器的工作性能。

**关键词:** Buck 变换器; Hopf 分岔; 模糊推理; 线性自抗扰控制器; 稳定性; 抗扰性

## Fuzzy ADRC Hopf bifurcation disturbance suppression strategy based on a Buck converter

ZHANG Jianguo<sup>1</sup>, ZHOU Xuesong<sup>1</sup>, MA Youjie<sup>1</sup>, XU Xiaoning<sup>1</sup>, WANG Hongbin<sup>2</sup>, ZHAO Jiabin<sup>3</sup>

(1. Tianjin Key Laboratory of New Energy Power Conversion, Transmission and Intelligent Control, Tianjin University of Technology, Tianjin 300384, China; 2. Tianjin Anjie IoT Technology Co., Ltd., Tianjin 300392, China; 3. Tianjin Ruiyuan Electric Co., Ltd., Tianjin 300308, China)

**Abstract:** Buck converter output port voltage is easily affected by system parameter change and thus reduces energy transmission quality. To deal with this, this paper puts forward a linear active disturbance rejection control strategy combined with a fuzzy reasoning mechanism. First, a discrete mathematical model is established to establish that the Hopf bifurcation disturbance is the cause of the low-frequency oscillation of the output voltage, and the necessary and sufficient conditions for its stability are analyzed by the frequency domain method. The existence of Hopf bifurcation disturbance is proved and verified by simulation. Second, based on theoretical analysis, fuzzy reasoning rules are designed, and then the rules are combined with error feedback control to improve the Hopf bifurcation disturbance rejection effect. The stability of the control strategy under the Hopf bifurcation disturbance and the limit of the observation error of each state to the disturbance are analyzed using the frequency domain method. Finally, through simulation analysis under different working conditions, Hopf bifurcation disturbance suppression is compared by using the control strategy and the traditional PI control strategy respectively. The results show that the proposed fuzzy linear ADRC strategy can effectively suppress the Hopf bifurcation disturbance and ensure the working performance of a Buck converter.

This work is supported by the General Program of National Natural Science Foundation of China (No. 51877152).

**Key words:** Buck converter; Hopf bifurcation; fuzzy reasoning; active disturbance rejection controller; stability; disturbance rejection

## 0 引言

近年来, 由于新型电力系统的发展, 新能源广

泛接入直流微电网, 作为组成直流微电网的基础单元<sup>[1-2]</sup>, DC-DC 变换器在显著提升直流微电网运行性能和效率的同时, 因其非线性结构特性, 参数变化时系统会发生非线性行为(如分岔、混沌等)<sup>[3-5]</sup>。

非线性动态行为会降低电能质量, 影响变换器结构性稳定, 给直流微网与变换器本身带来诸多

基金项目: 国家自然科学基金面上项目资助(51877152); 天津自然科学基金项目资助(18JCZD97300)

稳定性问题<sup>[6-7]</sup>。因此, 有效抑制分岔现象可以控制系统输出性能、保障变换器工作性能和改善电能质量<sup>[8-9]</sup>。文献[10]对 Buck 电路的低频振荡现象及其稳定性条件进行了研究, 但未使用控制器抑制扰动。文献[11]采用两种控制方法对混沌分岔现象进行抑制, 控制方法的可移植性高, 但两种控制方法的鲁棒性不足。文献[12-13]分析了电压型 Buck 变换器的非线性行为演化过程, 以及证明此低频振荡现象为 Hopf 分岔引起且对其稳定性条件进行研究, 但并未将非线性行为作为一种动态干扰进行考虑, 控制方法高度依赖模型信息的精确信息。

本文建立了离散模型与状态空间平均模型分析系统稳定性条件<sup>[14-16]</sup>, 给出 Hopf 分岔存在性证明。引入数字计算方法的手段到参数整定的领域, 自整定线性自抗扰控制器(linear active disturbance rejection control, LADRC)参数, 控制器由线性扩张状态观测器(linear extended state observer, LESO)与线性状态误差反馈控制律(linear state error feedback, LSEF)组成<sup>[17-18]</sup>。本文将 Hopf 分岔此类非线性行为归纳为影响系统稳定输出的扰动, 提出一种将模糊推理引入线性自抗扰控制的抗扰策略, 该控制方法抑制 Hopf 分岔扰动时不依赖于模型精确信息。利用频域分析法对扰动发生时控制系统的稳定性以及抗扰界限进行分析, 结果表明在低频扰动情况下系统趋于稳定。该方法利用 LESO 可以在不依赖于扰动精确模型或直接测量的情况下对 Hopf 分岔扰动进行观测、估计和补偿; 并在 LSEF 中引入模糊推理机制, 令控制器在运行过程中自适应调节参数, 更好地补偿误差, 从而抑制 Hopf 分岔扰动。最后, 仿真分析了模糊自抗扰控制(fuzzy LADRC, F-LADRC)的有效性和正确性。

## 1 电压型 Buck 变换器中的 Hopf 分岔

### 1.1 基本原理

图 1 为电压型 Buck 变换器示意图。由文献[9]可知, 当变换器完全处于不连续导电模式时, 其输出电压不存在低频波动, 即 Hopf 分岔。图 1 中:  $u_c(t)$  为控制回路的输入,  $u_c(t) = f_s y_o(t)$ ,  $f_s$  为反馈的分压系数,  $f_s = \frac{R_b}{R_a + R_b}$ ;  $U_{ref}$  为参考电压。

由文献[12]可得闭环控制的 Buck 变换器在电流连续模式下的微分方程模型, 当  $nT \leq t < nT + d_n T$  ( $T$  为时钟周期)时, 有

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A_1 X(t) + B_1 U + B_{1r} U_{ref} \\ y(t) = C_1 X(t) \end{cases} \quad (1)$$

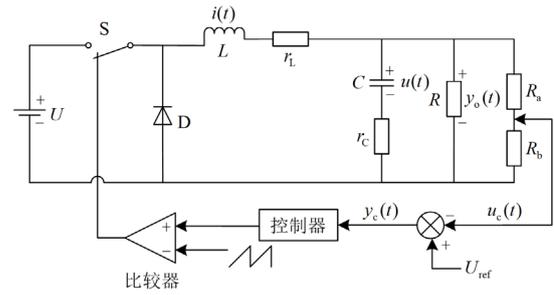


图 1 电压型 Buck 变换器示意图

Fig. 1 Schematic diagram of voltage type Buck converter

当  $nT + d_n T \leq t < nT + T$  时, 有

$$\begin{cases} \dot{X}(t) = A_2 X(t) + B_2 U + B_{2r} U_{ref} \\ y(t) = C_2 X(t) \end{cases} \quad (2)$$

其中:

$$X(t) = \begin{bmatrix} X_o(t) \\ X_c(t) \end{bmatrix}; y(t) = y_o(t); A_i = \begin{bmatrix} A_{i_o} & 0 \\ f_s B_c C_{i_o} & A_c \end{bmatrix};$$

$$B_i = \begin{bmatrix} B_{i_o} \\ 0 \end{bmatrix}; B_{ir} = [0 \quad B_{cr}]; C_i = [C_{i_o} \quad 0]; i = 1, 2.$$

式中,  $y_o(t)$  为电阻  $R$  的电压。

第  $n$  个时钟周期的占空比  $d_n$  可通过求解开关切换方程(3)得到。

$$y_c(t) - U_{ramp} d_n = 0 \quad (3)$$

式中:  $U_{ramp}$  为锯齿波信号幅值;  $y_c(t)$  为控制器的输入;  $t \in [nT, (n+1)T]$ 。由于式(3)为超越方程, 求解  $d_n$  的解析解存在困难, 一般采用数值方法求解。

### 1.2 离散模型

以时钟周期  $T$  作为采样间隔, 根据式(1)和式(2)得到离散模型如式(4)所示。

$$x_{n+1} = f(x_n) = e^{A_2(1+d_n)T} e^{A_1 d_n T} x_n + \begin{bmatrix} e^{A_2(1-d_n)T} (e^{A_1 d_n T} - I) A_1^{-1} (B_1 U + B_{1r} U_{ref}) + \\ (e^{A_2(1-d_n)T} - I) A_2^{-1} (B_2 U + B_{2r} U_{ref}) \end{bmatrix} \quad (4)$$

式中,  $e^{A_k \xi} = 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n!} A_k^n \xi^n$ ,  $k = 1, 2$ , 从式(3)可以得到开关切换条件, 如式(5)所示。

$$\begin{cases} x_{n+1} = f(x_n) = e^{A_2(1+d_n)T} e^{A_1 d_n T} x_n + \\ \begin{bmatrix} e^{A_2(1-d_n)T} (e^{A_1 d_n T} - I) A_1^{-1} (B_1 U + B_{1r} U_{ref}) + \\ (e^{A_2(1-d_n)T} - I) A_2^{-1} (B_2 U + B_{2r} U_{ref}) \end{bmatrix} \\ \delta(x_n, d_n) = C_{\delta} [e^{A_1 d_n T} x_n + A_1^{-1} (e^{A_1 d_n T} - I) (B_1 U + B_{1r} U_{ref})] + \\ f_s D_c C_1 x_n + D_{cr} U_{ref} - U_{ramp} d_n = 0 \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $C_\delta = [0 \ C_c]$ 。

令  $x_{s1} = x_{n+1} = x_n$ , 假设  $I - e^{A_2(1-d_n)} e^{A_1 d_n}$  可逆, 解式(4)可得到周期 1 的不动点, 如式(6)所示。

$$x_{s1} = (I - e^{A_2(1-d_n)T} e^{A_1 d_n T})^{-1} \left[ e^{A_2(1-d_n)T} (e^{A_1 d_n T} - I) A_1^{-1} (B_1 U + B_{1r} U_{ref}) + (e^{A_2(1-d_n)T} - I) A_2^{-1} (B_2 U + B_{2r} U_{ref}) \right] \quad (6)$$

进一步可以得到离散映射式(4)在  $x_{s1}$  处的 Jacobian 矩阵为

$$J_f = \frac{\partial x_{n+1}}{\partial x_n} = \frac{\partial f}{\partial x_n} - \frac{\partial f}{\partial d_n} \left( \frac{\partial \delta}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial \delta}{\partial x_n} \quad (7)$$

式(4)中  $d_n$  是由开关式(5)确定的状态变量  $x_n$  的隐函数。根据式(4)、式(5)可知, 式(7)中的各部分为

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial f}{\partial x_n} = e^{A_2(1-d_n)T} e^{A_1 d_n T} \\ \frac{\partial f}{\partial d_n} = T e^{A_2(1-d_n)T} [A_1 e^{A_1 d_n T} - A_2 e^{A_2 d_n T}] x_n + \\ T e^{A_2(1-d_n)T} \left\{ \begin{array}{l} [-A_2 (e^{A_1 d_n T} - I) A_1^{-1} + e^{A_1 d_n T}] \cdot \\ (B_1 U + B_{1r} U_{ref}) - (B_2 U + B_{2r} U_{ref}) \end{array} \right\} \\ \frac{\partial \delta}{\partial d_n} = T C_\delta e^{A_1 d_n} [A_1 x_n + (B_1 U + B_{1r} U_{ref})] - U_{ramp} \\ \frac{\partial \delta}{\partial x_n} = C_\delta e^{A_1 d_n} + f_s D_c C_1 \end{array} \right. \quad (8)$$

由式(4)一式(6)求得不动点  $x_{s1}$  后, 由式(7)可以得到 Jacobian 矩阵  $J_f = \frac{\partial f}{\partial x_n} \Big|_{x_n=x_{s1}}$  及其特征值, 并用来判断系统的稳定性, 当系统失稳时利用 Hopf 分岔存在性证明其状态变量发生了 Hopf 分岔现象。

### 1.3 Buck 变换器稳定性分析

根据文献[19]得到 Buck 变换器的开环传递函数为

$$G_1(s) = G_m(s) G_d(s) \cdot F_M \cdot H(s) \quad (9)$$

其中

$$\left\{ \begin{array}{l} G_d(s) = \frac{U \cdot (1 + s r_c C)}{s^2 L C \frac{R+r_c}{R+r_L} + s \left( C \frac{R r_L + r_c r_L + r_c R}{R+r_L} + \frac{L}{R+r_L} \right) + 1} \\ G_m(s) = k_{pw} + \frac{k_{lw}}{s} \end{array} \right. \quad (10)$$

式中:  $F_M = 1/U_{ramp}$  为调制系数;  $G_d(s)$  为控制到输出的传递函数;  $G_m(s)$  为电压环控制器的传递函数;  $H(s) = f_s$  为反馈系数。

则系统闭环传递函数特征方程为

$$U_{ramp} L C \frac{R+r_c}{R+r_L} s^3 + \left[ U_{ramp} \left( C \frac{R r_L + r_c r_L + r_c R}{R+r_L} + \frac{L}{R+r_L} \right) + U k_{pw} r_c C \right] s^2 + \left[ U_{ramp} + U (k_{pw} + k_{lw} r_c C) \right] s + U k_{lw} = 0 \quad (11)$$

由赫尔维兹稳定性判据可知, 形如  $a_0 s^3 + a_1 s^2 + a_2 s + a_3 = 0$  的方程, 变换器稳定的充要条件为各项系数均大于 0, 且  $a_1 a_2 - a_0 a_3 > 0$ 。

对于此变换器而言, 稳定的充要条件为

$$\left[ U_{ramp} \left( C \frac{R r_L + r_c r_L + r_c R}{R+r_L} + \frac{L}{R+r_L} \right) + U k_{pw} r_c C \right] \cdot \left[ U_{ramp} + U (k_{pw} + k_{lw} r_c C) \right] - U_{ramp} L C \frac{R+r_c}{R+r_L} \cdot U k_{lw} > 0 \quad (12)$$

输出电压含有低频波动的充要条件为

$$\left[ U_{ramp} \left( C \frac{R r_L + r_c r_L + r_c R}{R+r_L} + \frac{L}{R+r_L} \right) + U k_{pw} r_c C \right] \cdot \left[ U_{ramp} + U (k_{pw} + k_{lw} r_c C) \right] - U_{ramp} L C \frac{R+r_c}{R+r_L} \cdot U k_{lw} \leq 0 \quad (13)$$

### 1.4 Hopf 分岔存在性证明

考虑  $n$  维单参数非线性动力系统得

$$\dot{x} = f(x, \mu), \quad x \in \mathbf{R}^n \quad (14)$$

式中:  $f$  是关于  $x$ 、 $\mu$  的函数;  $\mu$  是实参数。如果在平衡点处, 系统的 Jacobian 矩阵有一对纯虚非零特征值, 这对虚根横截地穿越虚轴时在临界点附近会出现周期解, 即为 Hopf 分岔<sup>[20]</sup>。

Hopf 分岔定理: 若下列条件成立, 则在平衡点  $(x_{s1}, \mu_0)$  处出现极限环。

$$1) f(x_{s1}, \mu_0) = 0;$$

$$2) J_f = \frac{\partial f}{\partial x_n} \Big|_{x_n=x_{s1}} \text{ 有一对纯虚特征值 } \lambda(\mu_0) = \pm j \omega_0, \text{ 其余 } n-2 \text{ 个特征根的实部均不为 } 0;$$

$$3) \frac{d\alpha(\mu_0)}{d\mu} \neq 0, \quad \alpha(\mu_0) \text{ 为特征根的实部。}$$

在上述定理中, 条件 2 是 Hopf 分岔的判据, 证明了 Hopf 分岔点是一个非双曲平衡点, 即 Hopf 分岔现象是两个共轭特征值穿过虚轴时发生的; 条件 3 为横截系数, 主要用于判断 Hopf 分岔方向。

### 1.5 Hopf 分岔存在性证明分岔现象仿真分析

系统参数为:  $L = 0.5 \text{ mH}$ ;  $R = 5 \ \Omega$ ;  $C = 300 \ \mu\text{F}$ ;  $r_L = 0.02 \ \Omega$ ;  $r_c = 0.05 \ \Omega$ ;  $T = 100 \ \mu\text{s}$ ;

$U_{\text{ramp}} = 2 \text{ V}$  ;  $U_{\text{ref}} = 15 \text{ V}$  ;  $U = 30 \text{ V}$  ;  $f_s = 1$  ;  
 $k_{\text{pw}} = 0.12$  。

当  $k_{\text{lw}}$  变化时, 通过求解  $\det[\lambda \mathbf{I} - \mathbf{J}_f |_{x_n=x_{s1}}] = 0$  得到 Jacobian 矩阵的特征值, 如表 1 所示。由李雅普诺夫第二稳定性判据可知, 在  $k_{\text{lw}} = 185$  时系统失稳, 一对复特征值从单位圆内移出, 表明系统发生了 Hopf 分岔。

表 1  $k_{\text{lw}}$  变化时 Jacobian 矩阵的特征值

Table 1 Eigenvalues of Jacobian matrix when  $k_{\text{lw}}$  changes

$k_{\text{lw}}$	$\lambda_{1,2}$	$\lambda_3$	$ \lambda_{1,2} $	状态
180	$0.9077 \pm j0.4176$	0.9095	0.9986	稳定
183	$0.9081 \pm j0.4174$	0.9084	0.9997	稳定
184	$0.9075 \pm j0.4195$	0.9077	0.9998	稳定
185	$0.9058 \pm j0.4142$	0.9062	1.0003	Hopf 分岔

系统时域响应输出图、系统分岔图及输出相图分别如图 2—图 4 所示。

图 2 是  $k_{\text{lw}} = 186$  时的输出电压和电感电流的时域波形图。此时电压型 Buck 变换器的电感电流  $i(t)$  和输出电压  $u(t)$  本应无限下降, 但由于二极管的单向导电性, 电感电流  $i(t)$  不能无限下降为负值, 进一步导致输出电压  $u(t)$  也不能无限下降, 从而形成了工作点附近上下振荡且振荡频率远低于开关频率的自激低频振荡现象。

由以上分析可知, 系统电压失稳的原因是系统状态变量改变, 产生 Hopf 分岔扰动引起输出低频振荡。本文将发生的 Hopf 分岔扰动归为系统受到的

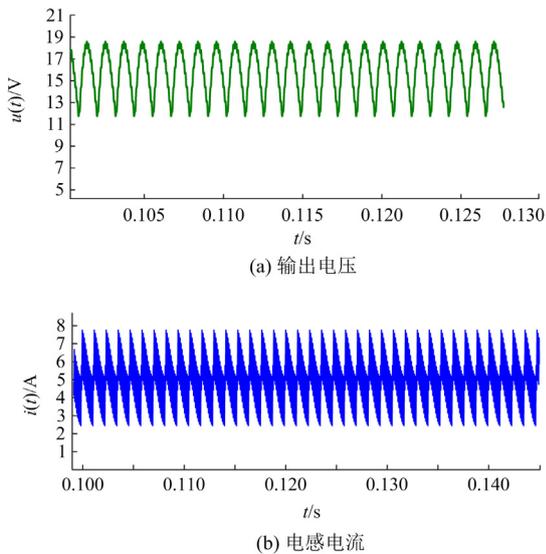


图 2 输出电压与电感电流的时域响应图

Fig. 2 Time-domain response plot of output voltage versus inductance current

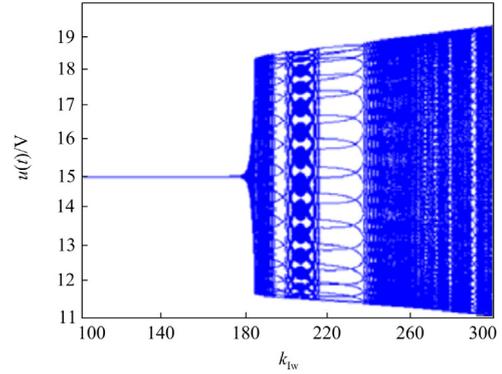


图 3 以  $k_{\text{lw}}$  为分岔参数的分岔图

Fig. 3 Bifurcation diagram with  $k_{\text{lw}}$  as the bifurcation parameter

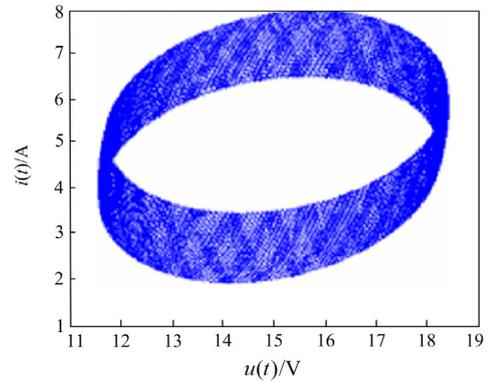


图 4 输出电压与电感电流的相图

Fig. 4 Phase diagram of output voltage versus inductance current

总扰动, 利用 F-LADRC 对 Hopf 分岔扰动进行抑制、消除。其中 LESO 对扰动的补偿效果, 可以避免微分引起的时延和易振荡等副作用, 有效地抑制噪声信号并补偿静态差分, 且模糊推理机制的参数自整定亦可以动态调解补偿器参数来补偿扰动, 保持系统输出性能。

## 2 模糊线性自抗扰控制

### 2.1 线性自抗扰控制原理

图 5 为二阶 LADRC 结构图, 其中, LESO 是将影响被控对象输出的扰动进行扩展, 形成一个新的状态变量, 使用特殊的反馈机制建立的一个能够观察扩展状态的观测器。

以单输入单输出的二阶系统为研究对象, 被控对象为

$$\ddot{y} = bu + f_1(y, \omega, t_1) \quad (15)$$

式中:  $y$ 、 $u$ 、 $\omega$  为系统的输出、输入及外扰;  $t_1$  为系

统的时变状态； $b$ 为控制量增益，是系统固有参数，但实际系统无法精确估计 $b$ 的真实值，则对 $b$ 的估计为 $b_0$ ，系统可写为

$$\dot{y} = b_0 u + bu - b_0 u + f_1(y, \omega, t_1) = b_0 u + f(y, \omega, t_1) \quad (16)$$

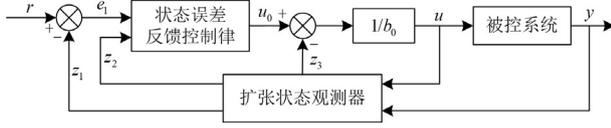


图5 二阶LADRC结构简图

Fig. 5 Second-order LADRC structure diagram

选取扩张状态变量： $x_1 = y$ 、 $x_2 = \dot{y}$ 、 $x_3 = f$ ， $h = \dot{f}$ ，则式(16)可写为

$$\dot{x} = Ax + Bu + Eh \quad (17)$$

$$\text{式中： } A = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; B = \begin{bmatrix} 0 \\ b_0 \\ 0 \end{bmatrix}; E = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

对应的线性扩张观测器(LESO)为

$$\begin{cases} \dot{z} = Az + Bu + L(y - \hat{y}) \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (18)$$

式中： $C = [1 \ 0 \ 1]$ ； $z = [z_1 \ z_2 \ z_3]^T$ ； $L$ 为观测器的误差反馈控制增益矩阵。设计 $L = [\beta_1 \ \beta_2 \ \beta_3]^T$ 可实现对系统各变量的跟踪，重新描述扩张状态观测器方程得

$$\begin{cases} \dot{z} = [A - LC]z + [B, L]u_c \\ \hat{y} = Cz \end{cases} \quad (19)$$

式中， $u_c = [u \ y]^T$ 是扩张状态观测器的组合输入，利用极点配置得到观测器增益矩阵： $L = [3\omega_0 \ 3\omega_0^2 \ \omega_0^3]^T$ ， $\omega_0$ 为观测器增益。

补偿环节LSEF采用线性PD组合的控制器，其形式为

$$u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \frac{n!}{r!(n-r)!} \quad (20)$$

式中： $r$ 为给定输入值； $z_1$ 、 $z_2$ 为LESO观测值； $k_p$ 、 $k_d$ 分别为比例增益、微分增益。用 $-k_d z_2$ 代替 $-k_d(\dot{r} - z_2)$ ，减少了由于给定值快速变化导致的系统振荡，则设计控制律为

$$u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \quad (21)$$

将式(21)代入式(16)，得

$$\ddot{y} = u_0 + f - z_3 \approx u_0 \quad (22)$$

则整个系统的闭环传递函数转化为一个没有零点的二阶系统，如式(23)所示。

$$G(s) = \frac{k_p}{s^2 + k_d s + k_p} \quad (23)$$

利用极点配置得到补偿器增益矩阵为： $K = [k_d \ k_p] = [2\omega_c \ \omega_c^2]$ ， $\omega_c$ 为补偿器带宽。

## 2.2 模糊自抗扰控制原理

本文所采用F-LADRC的原理是受模糊PID控制启发<sup>[21]</sup>，采用计算机语言编写的模糊逻辑推理，构成了一种模糊条件动作语言。因此，在操作过程中自整定控制器参数。

$e$ 和 $\Delta e$ 作为输入，分别为输入的电压偏差和偏差变化量， $k_p$ 和 $k_d$ 作为输出。通过模糊推理，根据 $e$ 和 $\Delta e$ 的变化对控制器参数进行整定，即模糊LSEF。通过计算变化量较小的补偿器增量 $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_d$ ，再与模糊控制器后设有的保留器中的 $k'_p$ 、 $k'_d$ 相加，之后作用于被控对象。

保留器的初始值根据工作经验来设定，即

$$\begin{cases} k_p = k'_p + \Delta k_p \\ k_d = k'_d + \Delta k_d \end{cases} \quad (24)$$

模糊LADRC控制器结构框图如图6所示。

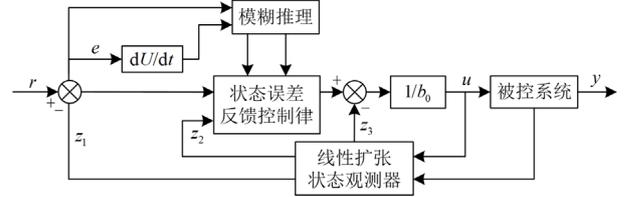


图6 模糊LADRC控制结构框图

Fig. 6 Block diagram of fuzzy LADRC control structure

输入变量 $e$ 、 $\Delta e$ 与输出变量 $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_d$ 的变化范围为模糊推理的基本论域。根据线性自抗扰仿真的经验分析，输入 $e$ 和 $\Delta e$ 的基本论域为 $[-6, 6]$ 。输出 $\Delta k_p$ 的基本论域为 $[-0.6, 0.6]$ ， $\Delta k_d$ 的基本论域为 $[-12, 12]$ 。两者的模糊集为 $\{FB, FM, FS, O, ZS, ZM, ZB\}$ 。子集中的元素表示负大、负中、负小、零、正小、正中、正大。对基本域内连续变化量进行离散化处理，并进行模糊处理。设 $e$ 与 $\Delta e$ 的变化范围为 $[-6, 6]$ ，若输入不在此范围内，可以将值在 $[a, b]$ 之间的连续量通过线性变换转换为 $[-6, 6]$ 。模糊推理规则表、模糊控制器输出曲面如表2、图7所示。

$$y = \frac{12}{b-a} \left( x - \frac{a+b}{2} \right) \quad (25)$$

## 2.3 模糊自抗扰控制稳定性分析

由于本文将Hopf分岔扰动归为低频扰动，则F-LADRC对低频扰动的估计补偿能力决定系统的稳定性与抗扰性<sup>[22]</sup>。

表 2 模糊推理规则表  
Table 2 Fuzzy inference rules

$\Delta k_p / \Delta k_d$	$e$						
	FB	FM	FS	O	ZS	ZM	ZB
FB	ZB/ZS	ZB/FS	ZM/FB	ZM/FB	ZS/FM	O/ZS	O/ZS
FM	ZB/ZS	ZB/FS	ZM/FB	ZS/FM	ZS/FS	O/O	FS/ZB
FS	ZM/O	ZM/FS	ZM/FM	ZS/FS	O/FS	FS/O	FS/ZB
$\Delta e$	O	ZM/O	ZM/FS	ZS/FS	O/FS	FS/FS	FM/O
	ZS	ZS/O	ZS/O	O/O	FS/O	FS/O	FM/O
	ZM	ZS/ZB	O/FS	FS/ZS	FM/ZS	FM/ZS	FM/ZB
	ZB	O/ZB	O/ZM	FM/ZM	FS/ZS	FM/ZS	FM/ZB
							FS/ZS

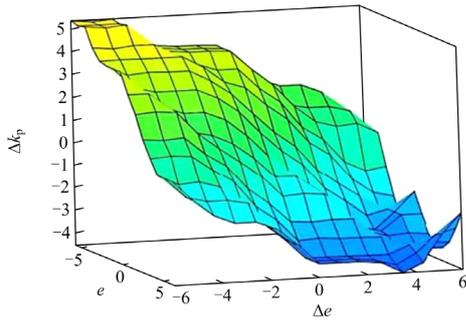
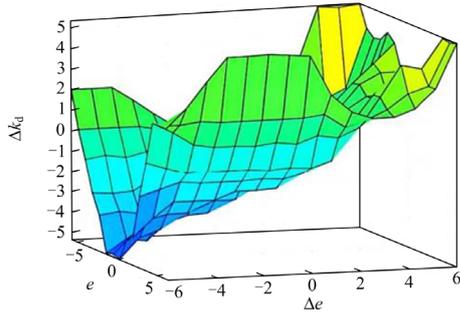
(a)  $\Delta k_p$  输出曲面(b)  $\Delta k_d$  输出曲面

图 7 模糊推理机制输出曲面

Fig. 7 Fuzzy inference mechanism output surface

考虑二阶系统, 有

$$\begin{cases} \ddot{x}(t_1) = f(t_1, x, \dot{x}) + \omega(t_1) + bu(t_1) \\ y(t_1) = x(t_1) \end{cases} \quad (26)$$

令  $x_3(t_1) = f(t_1, x, \dot{x}) + \omega(t_1) + (b - b_0)u(t_1)$ , 定义为系统的总和扰动即 Hopf 分岔扰动, 此时  $x_3(t_1)$  可导, 式(26)为

$$\begin{cases} \dot{x}_1(t_1) = x_2(t_1) \\ \dot{x}_2(t_1) = x_3(t_1) + b_0 u(t_1) \\ \dot{x}_3(t_1) = h(t_1) \\ y(t_1) = x_1(t_1) \end{cases} \quad (27)$$

式中,  $h(t_1) \triangleq \dot{f}(t_1, x, \dot{x}) + \dot{\omega}(t_1) + (b - b_0)\dot{u}(t_1)$ 。对系统(27), 设计的 LESO 为

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}}_1(t_1) = \hat{x}_2(t_1) + \frac{a_1}{\varepsilon}(x_1(t_1) - \hat{x}_1(t_1)) \\ \dot{\hat{x}}_2(t_1) = \hat{x}_3(t_1) + \frac{a_2}{\varepsilon^2}(x_1(t_1) - \hat{x}_1(t_1)) + b_0 u(t_1) \\ \dot{\hat{x}}_3(t_1) = \frac{a_3}{\varepsilon^3}(x_1(t_1) - \hat{x}_1(t_1)) \end{cases} \quad (28)$$

式(28)中,  $\varepsilon \in \mathbf{R}^+$  定义为 LESO 的增益, 参数  $a_1, a_2, a_3 \in \mathbf{R}^+$  为 LESO 的系数, 则  $\frac{a_1}{\varepsilon} = \beta_1$ ,  $\frac{a_2}{\varepsilon^2} = \beta_2$ ,

$\frac{a_3}{\varepsilon^3} = \beta_3$ 。定义  $e_i = x_i - \hat{x}_i, i=1,2,3$ , 式(27)与式(28)作差, 得

$$\begin{cases} \dot{e}_1(t_1) = e_2(t_1) - \frac{a_1}{\varepsilon} e_1(t_1) \\ \dot{e}_2(t_1) = e_3(t_1) - \frac{a_2}{\varepsilon^2} e_1(t_1) \\ \dot{e}_3(t_1) = -\frac{a_3}{\varepsilon^3} e_1(t_1) + h(t_1) \end{cases} \quad (29)$$

式(29)经 Laplace 变换得

$$\begin{cases} sE_1(s) = E_2(s) - \frac{a_1}{\varepsilon} E_1(s) \\ sE_2(s) = E_3(s) - \frac{a_2}{\varepsilon^2} E_1(s) \\ sE_3(s) = -\frac{a_3}{\varepsilon^3} E_1(s) + H(s) \end{cases} \quad (30)$$

由式(30)得

$$\begin{cases} E_3(s) = -\frac{a_3}{\varepsilon^3} \frac{E_1(s)}{s} + \frac{H(s)}{s} \\ E_2(s) = -\frac{a_3}{\varepsilon^3} \frac{E_1(s)}{s^2} - \frac{a_2}{\varepsilon^2} \frac{E_1(s)}{s} + \frac{H(s)}{s} \\ E_1(s) = -\frac{a_3}{\varepsilon^3} \frac{E_1(s)}{s^3} - \frac{a_2}{\varepsilon^2} \frac{E_1(s)}{s^2} - \frac{a_1}{\varepsilon} \frac{E_1(s)}{s} + \frac{H(s)}{s} \end{cases} \quad (31)$$

定义  $G_1(s) = \frac{E_1(s)}{H(s)}$ ,  $G_2(s) = \frac{E_2(s)}{H(s)}$ ,  $G_3(s) =$

$\frac{E_3(s)}{H(s)}$ , 根据式(31)得

$$\begin{cases} G_1(s) = \frac{1}{s^3 + \frac{a_1}{\varepsilon}s^2 + \frac{a_2}{\varepsilon^2}s + \frac{a_3}{\varepsilon^3}} \\ G_2(s) = \frac{s + \frac{a_1}{\varepsilon}}{s^3 + \frac{a_1}{\varepsilon}s^2 + \frac{a_2}{\varepsilon^2}s + \frac{a_3}{\varepsilon^3}} \\ G_3(s) = \frac{s^2 + \frac{a_1}{\varepsilon}s + \frac{a_2}{\varepsilon^2}}{s^3 + \frac{a_1}{\varepsilon}s^2 + \frac{a_2}{\varepsilon^2}s + \frac{a_3}{\varepsilon^3}} \end{cases} \quad (32)$$

为保证各状态观测误差对于扰的有界性, 须使  $p(s) = s^3 + \frac{a_1}{\varepsilon}s^2 + \frac{a_2}{\varepsilon^2}s + \frac{a_3}{\varepsilon^3}$  为 Hurwitz 多项式。由于  $\varepsilon \in \mathbf{R}^+$ , Hurwitz 矩阵为

$$\mathbf{H}(p) = \begin{bmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ 1 & a_2 & 0 \\ 0 & a_1 & a_3 \end{bmatrix} \quad (33)$$

要求式(33)的各阶主子式为 Hurwitz 行列式, 得

$$\begin{cases} \Delta_1(p) = |a_1| = a_1 > 0 \\ \Delta_2(p) = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 \\ 1 & a_2 \end{vmatrix} = a_1 a_2 - a_3 > 0 \\ \Delta_3(p) = \begin{vmatrix} a_1 & a_3 & 0 \\ 1 & a_2 & 0 \\ 1 & a_1 & a_3 \end{vmatrix} = a_3 \Delta_2(p) > 0 \end{cases} \quad (34)$$

则此时 LESO 稳定性条件为

$$\begin{cases} \beta_1 > 0 \\ \beta_3 > 0 \\ \beta_1 \beta_2 - \beta_3 > 0 \end{cases} \quad (35)$$

满足式(35), LESO 稳定。则各状态观测误差对于扰的上界为  $|G_i(j\omega)|, i=1,2,3$ 。

$$\begin{cases} |G_1(j\omega)| = \left| \frac{\varepsilon^3}{(a_3 - a_1 \varepsilon^2 \omega^2) + j(a_2 \varepsilon \omega - \varepsilon^3 \omega^3)} \right| = \frac{\varepsilon^3}{\sqrt{(a_3 - a_1 \varepsilon^2 \omega^2)^2 + (a_2 \varepsilon \omega - \varepsilon^3 \omega^3)^2}} \\ |G_2(j\omega)| = \left| \frac{\varepsilon^2 (a_1 + j \varepsilon \omega)}{(a_3 - a_1 \varepsilon^2 \omega^2) + j(a_2 \varepsilon \omega - \varepsilon^3 \omega^3)} \right| = \frac{\varepsilon^2 \sqrt{a_1^2 + \varepsilon^2 \omega^2}}{\sqrt{(a_3 - a_1 \varepsilon^2 \omega^2)^2 + (a_2 \varepsilon \omega - \varepsilon^3 \omega^3)^2}} \\ |G_3(j\omega)| = \left| \frac{\varepsilon((a_2 - \varepsilon^2 \omega^2) + j a_1 \varepsilon \omega)}{(a_3 - a_1 \varepsilon^2 \omega^2) + j(a_2 \varepsilon \omega - \varepsilon^3 \omega^3)} \right| = \frac{\varepsilon \sqrt{(a_2 - \varepsilon^2 \omega^2)^2 + a_1^2 \varepsilon^2 \omega^2}}{\sqrt{(a_3 - a_1 \varepsilon^2 \omega^2)^2 + (a_2 \varepsilon \omega - \varepsilon^3 \omega^3)^2}} \end{cases} \quad (36)$$

对式(36)取极限  $\varepsilon \rightarrow 0$  有

$$\begin{cases} \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left| \frac{G_1(j\omega)}{\varepsilon^3} \right| = \frac{1}{a_3} \rightarrow \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} |G_1(j\omega)| = o(\varepsilon^3) \\ \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left| \frac{G_2(j\omega)}{\varepsilon^2} \right| = \frac{a_1}{a_2} \rightarrow \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} |G_2(j\omega)| = o(\varepsilon^2) \\ \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} \left| \frac{G_3(j\omega)}{\varepsilon} \right| = \frac{a_2}{a_3} \rightarrow \lim_{\varepsilon \rightarrow 0} |G_3(j\omega)| = o(\varepsilon) \end{cases} \quad (37)$$

对于 Hopf 分岔扰动, 此种自激的低频扰动其频率  $\omega$  较小, 因此当  $\varepsilon$  较小时, 可认为  $\varepsilon \omega \rightarrow 0$ , 式(37)可为

$$\begin{cases} \lim_{\varepsilon \omega \rightarrow 0} |G_1(j\omega)| = \frac{\varepsilon^3}{a_3 \beta_3} \\ \lim_{\varepsilon \omega \rightarrow 0} |G_2(j\omega)| = \frac{a_1 \varepsilon^2}{a_3 \beta_3} \\ \lim_{\varepsilon \omega \rightarrow 0} |G_3(j\omega)| = \frac{a_2 \varepsilon}{a_3 \beta_3} \end{cases} \quad (38)$$

由于模糊推理使得 LADRC 控制器参数  $k_p$ 、 $k_d$  被自动地校正, 且

$$\begin{cases} u_0 = k_p(r - z_1) - k_d z_2 \\ u = \frac{u_0 - z_3}{b_0} \end{cases} \quad (39)$$

其中  $r = U_{\text{ref}}$ , 设  $e = U_{\text{ref}} - x_1$ , 得

$$u = \frac{k_p(e + \tilde{x}_1) - k_d(x_2 - \tilde{x}_2)}{b_0} \quad (40)$$

化简得

$$\dot{e} = -k_p(e + \tilde{x}_1) - k_d \tilde{x}_2 \quad (41)$$

将式(41)表示为状态空间形式, 得

$$\dot{e} = \begin{bmatrix} -k_p & \\ & -k_d \end{bmatrix} e(t) + \begin{bmatrix} -k_p & -k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t) \\ \tilde{x}_2(t) \end{bmatrix} \quad (42)$$

根据工程实践经验, 模糊控制的输出变化量  $\Delta k_p$ 、 $\Delta k_d$  要小于其控制器参数初始值  $k'_p$ 、 $k'_d$ , 即  $\Delta k_p \ll k'_p$ ,  $\Delta k_d \ll k'_d$ , 从而保证了迭代值  $k_p > 0$ 、 $k_d > 0$ 。因此上式的特征多项式满足劳斯-赫尔维兹稳定性判据。

由式(42)得

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \left\| \begin{bmatrix} -k_p & -k_d \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{x}_1(t_1) \\ \tilde{x}_2(t_1) \end{bmatrix} \right\| = 0 \quad (43)$$

则

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \|e(t)\| = 0 \quad (44)$$

根据劳斯-赫尔维兹稳定性判据及式(35)、式(42)

可知, 该 F-LADRC 控制下的系统是稳定的, 且 LESO 的各状态观测误差对干扰的上界为式(38)。

### 3 仿真实验分析

在数字仿真软件上建立了一个 Buck 电路进行仿真验证分析, 以此验证本文提出的 F-LADRC 控制策略的有效性和正确性。仿真电路图如图 8 所示。

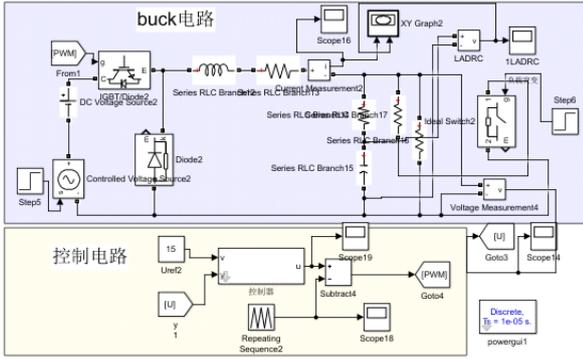


图 8 仿真电路

Fig. 8 Simulation circuit

#### 3.1 控制器参数

基于极点配置法对传统 PI 控制参数进行整定, 再微调得到较好的实验参数, 其  $K_p = 5.1$ 、 $K_I = 150$ 。综合考虑利用极点配置调节本文所提的控制策略参数<sup>[23-24]</sup>为: LESO 观测器带宽  $\omega_0 = 100\ 500$ 、补偿因子  $b_0 = 1500$ 、控制器输出限幅范围为  $[-8, 8]$  V。

#### 3.2 仿真结果与分析

##### 1) 工况一: 输入侧电压突变

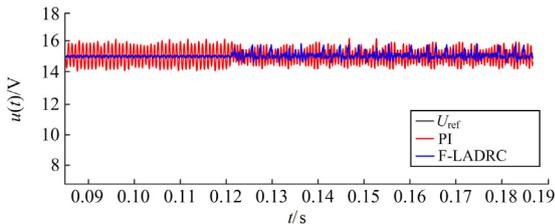
考虑能量的正向流动, 在 0.12 s 处分别加入 50% 的输入电压突增与突减作为扰动, 电路输出电压波形如图 9 所示。

##### 2) 工况二: 输出侧负载突变

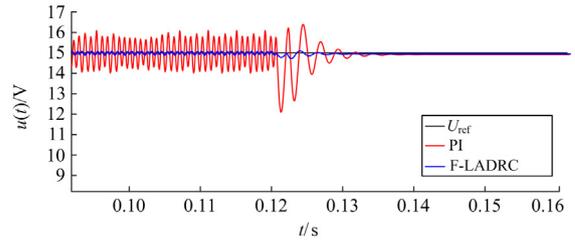
考虑负载突变对输出电压的影响, 在 0.12 s 处分别施加 50% 的负载突增与突降, 观察输出电压波形, 如图 10 所示。

##### 3) 性能指标分析

在上述仿真中 Hopf 分岔扰动量为(峰峰值-稳态值) $\times 100\%$ 。



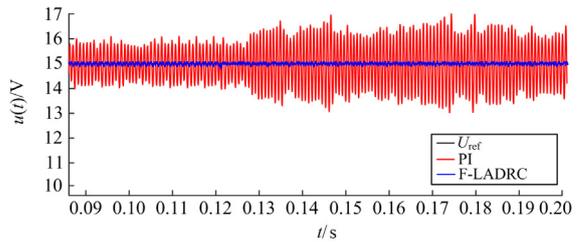
(a) 输入侧电压突增50%



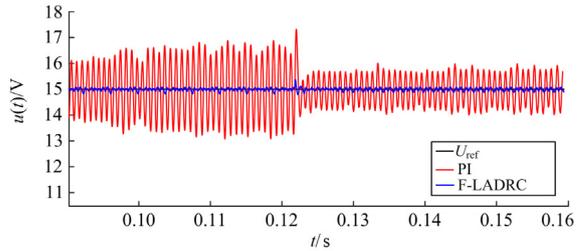
(b) 输入侧电压突减50%

图 9 输入侧电压突变

Fig. 9 Voltage changes abruptly on input side



(a) 输出侧负载突增50%



(b) 输出侧负载突降50%

图 10 输出侧负载突变

Fig. 10 Load changes abruptly on output side

通过图 9、图 10 与表 3 以及模糊线性自抗扰稳定性分析, 说明 F-LADRC 控制对 Hopf 分岔扰动抑制作用更为明显, 而 PI 控制器因缺少微分环节导致对扰动的抑制能力下降, 但在输入电压突减 50% 扰动时, 系统非线性结构改变进入稳定域, 两者对 Hopf 分岔扰动抑制结果相近。总体来说, PI 控制与 F-LADRC 控制器在面对扰动时调节时间基本相同。

表 3 系统性能指标对比

Table 3 Comparison of system performance indicators

扰动类型	调节时间/s		Hopf 分岔扰动量/%	
	PI	F-LADRC	PI	F-LADRC
输入电压突增 50%	0.005	0.003	$\pm 7.47$	$\pm 4.67$
输入电压突减 50%	0.015	0.008	0	0
输出负载突增 50%	0.006	0.001	$\pm 13.13$	$\pm 0.47$
输出负载突降 50%	0.002	0.001	$\pm 4.6$	$\pm 0.4$

由上可知,在不同工况下 F-LADRC 控制优于 PI 控制,有效补偿了 Hopf 分岔扰动,使系统电压输出稳定。

#### 4 结论

为了改善电能质量、解决 DC-DC 变换器的稳定输出问题,本文利用数学建模、理论说明与仿真分析将发生的 Hopf 分岔现象归结为一种自激的 Hopf 分岔扰动,针对此扰动提出了一种 F-LADRC 扰动抑制策略。

1) 在非线性 Hopf 分岔扰动环境下对 F-LADRC 进行稳定性分析,并运用仿真验证此控制策略的有效性。

2) 融合模糊推理机制实现自抗扰控制在线优化并提高系统多种性能。

理论分析与仿真结果表明, F-LADRC 控制策略在不同工况下较传统 PI 控制对于非线性 Hopf 分岔扰动具有更好的动态性能与稳态性能。

#### 参考文献

- [1] 任勇, 曾鸣. 独立光储直流微网的稳定运行控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(22): 75-86.  
REN Yong, ZENG Ming. Stable operation control strategy for an independent DC microgrid with photovoltaics and a storage system[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(22): 75-86.
- [2] 曾国辉, 廖鸿飞, 赵晋斌, 等. 直流微网双向 DC/DC 变换器虚拟惯量和阻尼系数自适应控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(6): 65-73.  
ZENG Guohui, LIAO Hongfei, ZHAO Jinbin, et al. A self-adaptive control strategy of virtual inertia and a damping coefficient for bidirectional DC-DC converters in a DC microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(6): 65-73.
- [3] GUO Y L, WU Q H, WANG L, et al. Stability enhancement of one-cycle controlled buck-boost converters with a composite function embedded [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2020, 67(10): 3512-3520.
- [4] KUMAR K M, ANBUKUMAR K. Nonlinear analysis of hysteretic modulation-based sliding mode controlled quadratic Buck-Boost converter[J]. Journal of Circuits, Systems and Computers, 2019, 28(2).
- [5] WU H, PICKERT V, MA M, et al. Stability study and nonlinear analysis of DC-DC power converters with constant power loads at the fast timescale[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3225-3236.
- [6] 唐志扬, 胡健, 焦提操, 等. 用于直流微电网互联的双向 DC-DC 变换器设计[J]. 电力电容器与无功补偿, 2022, 43(5): 148-155.  
TANG Zhiyang, HU Jian, JIAO Ticao, et al. Design of bidirectional DC-DC converter for DC microgrid interconnection[J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2022, 43(5): 148-155.
- [7] 刘志坚, 李晓磊, 梁宁, 等. 基于前馈自抗扰的光伏微电网混合储能控制策略[J]. 电力建设, 2021, 42(9): 96-104.  
LIU Zhijian, LI Xiaolei, LIANG Ning, et al. Control strategy of hybrid energy storage for photovoltaic microgrid applying feedforward active disturbance rejection[J]. Electric Power Construction, 2021, 42(9): 96-104.
- [8] KUNTAL M, ABDULLAH A, MOHAMMED M. Dynamical analysis of single-inductor dual-output DC-DC converters[C] // 2013 IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS), May 19-23, 2013, Beijing, China.
- [9] WANG Y F, YANG R, ZHANG B, et al. Small horseshoes and symbolic dynamics in the Buck-Boost DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(1): 800-809.
- [10] 倪福银, 李正明, 潘天红. 光伏微逆变器中 Boost 变换器的混沌现象分析与控制研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(17): 149-154.  
NI Fuying, LI Zhengming, PAN Tianhong. Analyzation and control research of chaotic phenomena for Boost converter in photovoltaic micro-inverter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(17): 149-154.
- [11] 徐敏, 康哲, 刘早富. 基于观测器的混沌电力系统 PI 固定时间自适应滑模控制[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(19): 146-157.  
XU Min, KANG Zhe, LIU Zaofu. Observer-based PI fixed time adaptive sliding mode control for chaotic power systems[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(19): 146-157.
- [12] 钟曙, 沙金, 许建平. 脉冲跨周期调制连续导电模式 Buck 变换器低频波动现象研究[J]. 物理学报, 2014, 63(19): 372-380.  
ZHONG Shu, SHA Jin, XU Jianping. Low-frequency oscillation of continuous conduction mode buck converter with pulse skipped modulation[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(19): 372-380.
- [13] 郑连清, 彭一. 电压型 buck-boost 变换器的混沌控制[J]. 物理学报, 2016, 65(22): 211-221.  
ZHENG Lianqing, PENG Yi. Chaos control of voltage mode controlled buck-boost converter[J]. Acta Physica

- Sinica, 2016, 65(22): 211-221.
- [14] 杨祎巍, 刘佳林, 李斌. 基于比例积分控制的电压反馈型 Buck 变换器分岔[J]. 物理学报, 2014, 63(4): 29-38.  
YANG Yiwei, LIU Jialin, LI Bin. Bifurcation of proportion-integration-based voltage-mode Buck converter[J]. Acta Physica Sinica, 2014, 63(4): 29-38.
- [15] TSE C K, BERNARDO M D. Complex behavior in switching power converters[J]. Proceeding of the IEEE, 2002, 90(5): 768-781.
- [16] 王瑶, 许建平, 周国华. 电压型控制 SIDO CCM Buck 变换器的统一离散迭代映射模型及稳定性研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(9): 2717-2727.  
WANG Yao, XU Jianping, ZHONG Guohua. Unified discrete iterative map model and stability research of voltage-mode controlled single-inductor dual-output CCM Buck converter[J]. Proceeding of the CSEE, 2018, 38(9): 2717-2727.
- [17] SAUBLET L M, GAVAGSAZ-GHOACHANI R, MARTIN J P, et al. Bifurcation analysis and stabilization of DC power systems for electrified transportation systems[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2016, 2(1): 86-95.
- [18] 李子阳, 杭丽君, 郑翔, 等. 数字控制 DC-DC 变换器改进离散迭代建模和稳定性分析[J/OL]. 电工技术学报: 1-15[2022-07-29]. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.211766.  
LI Ziyang, HANG Lijun, ZHENG Xiang, et al. Improved sampled-data modeling method and stability analysis of digitally controlled DC-DC converters[J/OL]. Transactions of China Electrotechnical Society: 1-15[2022-07-29]. DOI: 10.19595/j.cnki.1000-6753.tces.211766.
- [19] 高志强, 李松, 周雪松, 等. 线性自抗扰在光伏发电系统 MPPT 中的应用[J]. 电力系统保护与控制, 2018, 46(15): 52-59.  
GAO Zhiqiang, LI Song, ZHOU Xunsong, et al. Design of MPPT controller for photovoltaic generation system based on LADRC[J]. Power System Protection and Control, 2018, 46(15): 52-59.
- [20] 韩京清. 自抗扰控制技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2008.
- [21] 金东海. 功率变换开关技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2017.
- [22] SHAFER D S. Nonlinear dynamics and chaos: with applications to physics, biology, chemistry, and engineering[J]. SIAM Review, 2012, 37(2).
- [23] 陶珑, 王萍, 王议锋, 等. 微电网低压接口变换器的参数寻优自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4202-4211.  
TAO Long, WANG Ping, WANG Yifeng, et al. Active disturbance rejection control with automatic optimization for low-voltage interface converter in microgrid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4202-4211.
- [24] 陈志翔, 高钦和. 频域内 LESO 和 HGTD 的稳定性分析[J]. 系统科学与数学, 2018, 38(10): 1101-1109.  
CHEN Zhixiang, GAO Qinhe. Stability analysis of LESO and HGTD in frequency domain[J]. Systems Science and Mathematics, 2018, 38(10): 1101-1109.
- [25] 金辉宇, 张瑞青, 王雷, 等. 线性自抗扰控制参数整定鲁棒性的根轨迹分析[J]. 控制理论与应用, 2018, 35(11): 1648-1653.  
JIN Huiyu, ZHANG Ruiqing, WANG Lei, et al. Root locus analysis on parameter tuning robustness of linear active disturbance rejection control[J]. Control Theory & Applications, 2018, 35(11): 1648-1653.
- [26] GAO Z. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C] // Proceedings of the 2003 American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, CO, USA: 4989-4996.

收稿日期: 2022-12-02; 修回日期: 2023-04-10

作者简介:

张建功(1998—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新能源与智能电网控制技术研究; E-mail: 1244013398@qq.com

周雪松(1964—), 男, 博士, 教授, 研究方向为新能源与智能电网控制技术研究; E-mail: zxsmyj@126.com

徐晓宁(1980—), 女, 通信作者, 博士, 讲师, 研究方向为新能源与智能电网。E-mail: xiaoningtjut@163.com

(编辑 姜新丽)