

一种单相H桥光伏逆变器混沌控制方法

龚仁喜 尹志红

A chaos control method of single-phase H-bridge photovoltaic inverter

Gong Ren-Xi Yin Zhi-Hong

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 70, 020501 (2021) DOI: 10.7498/aps.70.20200982

在线阅读 View online: <https://doi.org/10.7498/aps.70.20200982>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

分数阶Willis环脑迟发性动脉瘤时滞系统混沌分析

Chaotic analysis of fractional Willis delayed aneurysm system

物理学报. 2018, 67(15): 150501 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180262>

快速傅里叶变换在阿秒束线光路稳定控制中的应用

Phase control and stabilization in attosecond beamline with fast Fourier transform

物理学报. 2019, 68(21): 214204 <https://doi.org/10.7498/aps.68.20191164>

反馈控制棘轮的定向输运效率研究

Investigation on the directed transport efficiency of feedback-control ratchet

物理学报. 2017, 66(1): 010501 <https://doi.org/10.7498/aps.66.010501>

铁电体的光伏效应

Photovoltaic effect in ferroelectrics

物理学报. 2018, 67(15): 157801 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20180979>

准平行光干涉的滤波型多抖动相控方法研究

Methodology of filter-type multi-dithering phase control for quasi parallel light interference

物理学报. 2018, 67(1): 014202 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20171562>

用于热光伏系统的近场辐射光谱控制表面结构

Surface structure for manipulating the near-field spectral radiative transfer of thermophotovoltaics

物理学报. 2018, 67(2): 024209 <https://doi.org/10.7498/aps.67.20171531>

一种单相 H 桥光伏逆变器混沌控制方法*

龚仁喜[†] 尹志红

(广西大学电气工程学院, 南宁 530004)

(2020 年 6 月 26 日收到; 2020 年 8 月 13 日收到修改稿)

比例积分调节单相 H 桥光伏逆变器存在复杂的分岔与混沌等非线性行为, 这些非线性行为会大大增加输出电流的谐波含量, 降低系统运行的稳定性与供电可靠性. 现有的混沌控制方法存在建模复杂、控制系数难以确定等问题. 针对于此, 本文提出了一种改进指数延迟反馈控制方法. 该方法首先利用系统输出电流与其自身延迟的差值形成反馈信号, 然后将该反馈信号通过指数环节、作差环节和比例环节得到控制信号, 并将该控制信号以反馈的形式施加于被控系统, 同时建立系统的离散映射模型并求取系统雅克比矩阵表达式; 最后基于稳定判据推导出该控制信号的反馈控制系数的限定条件并实施对系统的控制. 为了验证该方法的控制效果, 进行了大量的仿真实验. 结果表明, 该方法能有效抑制系统中的混沌行为, 大大扩展系统稳定运行域.

关键词: 比例积分调节, 单相 H 桥光伏逆变器, 混沌控制, 改进指数延迟反馈控制

PACS: 05.45.Gg

DOI: 10.7498/aps.70.20200982

1 引言

通常电力电子装置中都含有各种各样的开关器件和非线性负载等, 呈现出丰富的非线性行为^[1-5]. H 桥逆变器作为一种常见的电力电子装置, 已经广泛应用于分布式发电系统、微网系统、不间断供电系统及各种电力电子系统中^[6,7], 是新能源并网的关键接口部分^[8-10]. 同时, H 桥逆变器作为一种时变非线性系统, 其表现出的非线性行为, 诸如倍周期分岔、Hopf 分岔等会大大增加开关应力与谐波含量, 降低并网系统的供电可靠性与运行稳定性^[11-13], 严重劣化系统的整体性能. 因此, 探索一种能有效抑制分岔与混沌行为的控制方法具有重要理论和实践意义.

近年来, 已有学者对 H 桥逆变器的分岔与混沌行为进行了研究, 并取得了一些成果. 文献^[14,15]研究了脉冲宽度调制 (pulse width modulation,

PWM) 控制的单相 H 桥逆变器的边界碰撞分岔现象, 给出了系统分段离散映射模型与状态变量边界解析式, 指出发生边界碰撞现象的本质原因是占空比的有界性; 文献^[16,17]研究了电压型单相 H 桥逆变器的快尺度不稳定现象, 发现这种现象的本质是局部的倍周期分岔. 文献^[18]分别基于平均状态模型和离散映射模型研究了两个单相 H 桥逆变器在并联模式下运行时慢尺度不稳定现象和快尺度不稳定现象, 给出了参数的稳定运行域. 文献^[19]采用时域图、分岔图及李亚普诺夫指数谱对基于周期性扩频的单相 H 桥逆变器中的非线性现象进行了研究, 发现扩频调制下的单相 H 桥逆变器更容易进入非线性区域. 文献^[20]采用分岔图对比例控制下单相 H 桥逆变器中多个系统参数变化时的非线性行为进行了研究. 这些研究对揭示单相 H 桥逆变器的分岔与混沌等非线性行为的产生机理具有重要意义, 同时也为深刻认识这种非线性行为的本质奠定了理论基础. 然而, 这些研究都没有进一步考虑如何对这些非线性行为进行有效的控制来

* 国家自然科学基金 (批准号: 61561007) 和广西自然科学基金 (批准号: 2017GXNSFAA198168) 资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: rxgong@gxu.edu.cn

提升系统性能. 文献 [21] 将时间延迟反馈控制应用于工作在 DC-DC 模式下的单相 H 桥变换器. 文献 [22] 将扩展的时间延迟反馈控制应用于单相 H 桥逆变器, 控制器采用比例控制, 控制效果差, 对实际工程的意义不大. 文献 [23] 采用基于滤波器的混沌控制法对单相 H 桥逆变器中的非线性行为进行控制, 但没有给出控制系数的选择依据, 只能通过试凑法来确定, 实用性有限.

本文针对目前比例积分 (proportional integral, PI) 调节单相 H 桥逆变器混沌控制方面存在的不足, 提出了一种改进指数延迟反馈控制方法 (improved exponential delayed feedback control, IEDFC). 该方法首先构建系统离散映射模型; 然后, 通过取输出电流与自身延迟一定时间的参量之差经过相关指数环节、作差环节和比例环节获得控制所需的反馈信号; 最后, 基于稳定判据推出反馈系数的限定条件, 并将该方法应用于单相 H 桥光伏逆变器的混沌控制中. 结果表明, 该方法能有效抑制系统中的分岔与混沌行为, 有效拓展系统的稳定工作范围.

2 PI 调节单相 H 桥光伏逆变器离散模型与混沌现象

2.1 离散模型

PI 调节光伏逆变器原理如图 1(a) 和图 1(b) 实线所示. 光伏阵列的输出接至具有最大功率点跟

踪功能的 Boost 升压变换器的输入端, 与升压电路并联的稳压电容 C 提供 H 桥逆变器直流侧电压 E , 桥臂上 2 对开关管 (S_1S_3) 和 (S_2S_4) (带反并联二极管) 采用双极性正弦脉宽方式进行调制, 输出端是电感 L 和电阻 R 组成的阻感性负载. 输出电流 i 经过电流传感器采样后与参考电流 i_{ref} 相比较, 经过 PI 控制器得到调制信号 i_{con} .

以输出电流 i 为状态变量, S_1S_3 和 S_2S_4 按互补方式工作, 变换器存在 2 种工作模式, 在第 n 个开关周期 T 内系统的状态方程可表示为:

$$T_1: \begin{cases} S_1S_3 : \text{on}; S_2S_4 : \text{off}, \\ \frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) + \frac{E}{L}, \end{cases} nT < t \leq (n+d_n)T, \quad (1)$$

$$T_2: \begin{cases} S_1S_3 : \text{off}; S_2S_4 : \text{on}, \\ \frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) - \frac{E}{L}, \end{cases} (n+d_n)T < t \leq (n+1)T, \quad (2)$$

其中, 占空比 d_n 表示第 n 个开关周期中 S_1, S_3 导通时间在整个开关周期 T 内所占比例. 以开关周期 T 为采样间隔, 采用频闪映射法得到主电路离散模型:

$$i_{n+1} = e^{-\frac{R}{L}T} i_n + \left[\frac{2}{R} e^{-\frac{(1-d_n)RT}{L}} - \frac{1}{R} (1 + e^{-\frac{R}{L}T}) \right] E \quad (0 \leq d_n \leq 1). \quad (3)$$

对 PI 调节电流控制部分, 采用先频域分析, 再拉氏

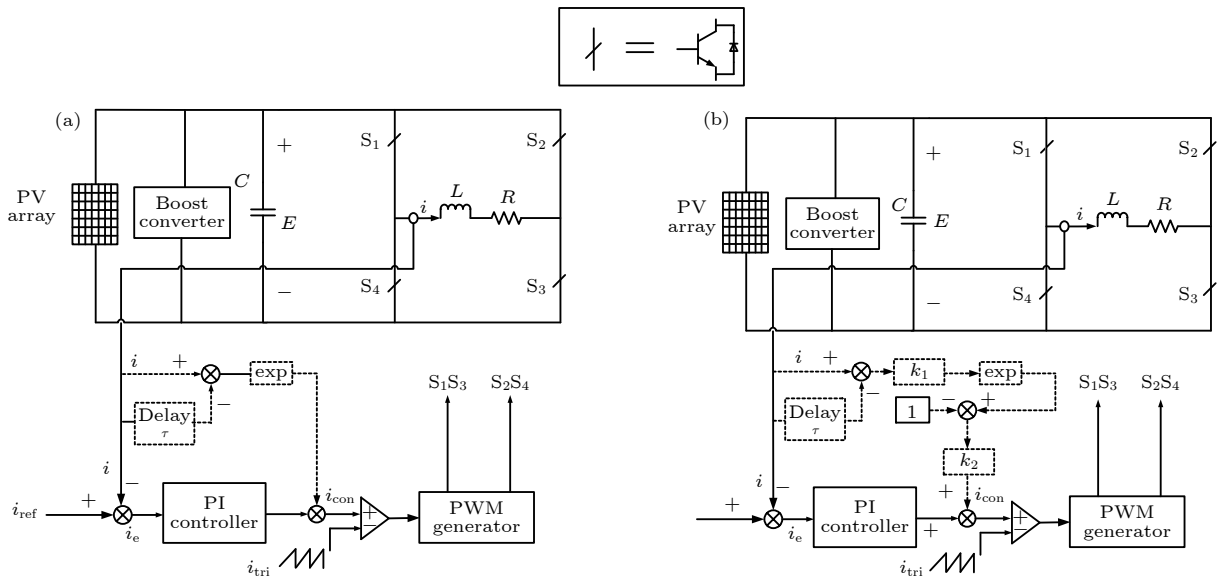


图 1 PI 调节单相 H 桥光伏逆变器控制系统 (a) 引入 EDFC 系统原理图; (b) 引入 IEDFC 系统原理图

Fig. 1. PI regulating single-phase H-bridge photovoltaic inverter control system: (a) System schematic diagram with EDFC applied; (b) system schematic diagram with IEDFC applied.

反变换得到调制信号的状态方程式:

$$\frac{di_{\text{con}}(t)}{dt} = k_p \frac{di_e(t)}{dt} + k_i i_e(t), \quad (4)$$

式中 k_p , k_i 分别为比例、积分系数, $i_e(t) = i_{\text{ref}}(t) - i(t)$, 令 $u(t) = k_p[di_{\text{ref}}(t)/dt] + k_i i_{\text{ref}}(t)$, 则有

$$\frac{di_{\text{con}}(t)}{dt} = -k_p \frac{di(t)}{dt} - k_i i(t) + u(t). \quad (5)$$

基于准静态的思想, 令 $i_{\text{ref}}(t) = i_{\text{refm}} \sin(\omega n T)$. 结合 (1) 式—(3) 式以及 (5) 式得到 PI 调节电流控制部分的离散模型:

$$i_{\text{con}}(n) = p_1 i_{n-1} + i_{\text{con}}(n-1) + p_2 E + T U_{n-1}, \quad (6)$$

式中

$$p_1 = \left(k_i \frac{L}{R} - k_p \right) \left(e^{-\frac{R}{L}T} - 1 \right),$$

$$p_2 = \left(k_i \frac{L}{R} - k_p \right) \left(\frac{2}{R} e^{-\frac{(1-d_{n-1})RT}{L}} - \frac{1}{R} - \frac{1}{R} e^{-\frac{R}{L}T} \right) + \frac{k_i T}{R} (1 - 2d_{n-1}),$$

$$U_{n-1} = k_p I_m \omega \cos(\omega(n-1)T) + k_i I_m \sin(\omega(n-1)T).$$

综上, 逆变器的离散映射模型方程可表示为:

$$\begin{cases} i_{n+1} = e^{-\frac{R}{L}T} i_n + \left[\frac{2}{R} e^{-\frac{(1-d_n)RT}{L}} - \frac{1}{R} \left(1 + e^{-\frac{R}{L}T} \right) \right] E, \\ i_{\text{con}}(n) = p_1 i_{n-1} + i_{\text{con}}(n-1) + p_2 E + T U_{n-1}, \\ d_n = \frac{1}{2} (1 + i_{\text{con}}(n)), \quad 0 \leq d_n \leq 1. \end{cases} \quad (7)$$

2.2 PI 调节光伏逆变器的混沌现象

PI 调节器的比例增益是逆变器设计的关键参数. 另外, 由于光伏系统的随机性和间歇性, 系统的输入电压存在一定的波动, 可能导致系统运行处于不稳定状态. 为此, 分别深入分析了比例控制系数 k_p 、系统直流侧输入电压 E 与系统稳定性的关系. 当取 k_p 为分岔参数时, $E = 250$ V; 当取 E 为分岔参数时, $k_p = 1$. 利用 (7) 式, 分别以 k_p , E 为分岔参数, 以调制信号周期 T_s 为采样周期, 其他电路参数按表 1 配置, 考查了系统状态的演化过程, 得到峰值处电感电流的分岔图如图 2(a) 和图 2(b) 所示.

由图 2(a) 和图 2(b) 可以看出, 随着分岔参数 k_p , E 的增大, 系统从 1-周期态变化进入 2-周期态, 之后逐渐过渡到混沌态.

由 (7) 式可得系统输出电流 i_n 、调制信号 $i_{\text{con}}(n)$ 、占空比 d_n 对应的平衡点 I_Q , I_{conQ} , D_Q :

$$I_Q = \frac{\left[\frac{2}{R} e^{-\frac{(1-D_Q)RT}{L}} - \frac{1}{R} \left(1 + e^{-\frac{RT}{L}} \right) \right] E}{1 - e^{-\frac{RT}{L}}},$$

$$I_{\text{conQ}} = \frac{U_{n-1} R}{k_i E}, \quad D_Q = \frac{1}{2} \left(\frac{U_{n-1} R}{k_i E} + 1 \right).$$

取系统状态变量为 $\mathbf{X}_n = [i_n \ i_{n-1} \ i_{\text{con}}(n-1)]^T$, 令

$$A = \frac{ET}{L} e^{-\frac{(1-D_Q)RT}{L}},$$

$$B = k_i \frac{L}{R} - k_p, \quad C = e^{-\frac{RT}{L}} - 1.$$

可得平衡点处的雅克比矩阵:

$$\mathbf{J}(\mathbf{X}_Q) = \begin{bmatrix} e^{-\frac{RT}{L}} & ABC & A \left(1 + AB - \frac{k_i TE}{R} \right) \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & BC & 1 + AB - \frac{k_i TE}{R} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

表 1 电路参数设定值

Table 1. Set values of circuit parameters.

电路参数	取值	电路参数	取值
直流侧输入电压 E /V	250	载波 i_{tri} 的最大值	1
电感 L /mH	7	载波 i_{tri} 的最小值	-1
电阻 R /Ω	20	积分控制系数 k_i	180
给定参考电流幅值 i_{refm} /A	5	开关频率 f_s /kHz	20
载波 i_{tri} 的周期 T /μs	50	调制信号 i_{con} 的周期 T_s /s	0.02

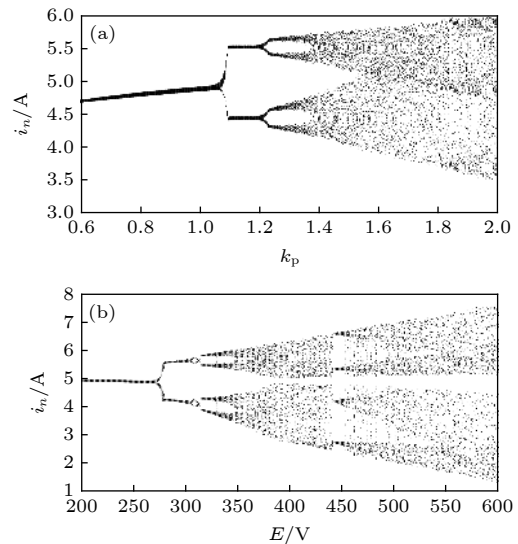


图 2 未引入混沌控制时电感电流峰值处分岔图 ($n = 100 + 400k$, $k = 1, 2, 3, \dots$) (a) k_p 为分岔参数时分岔图; (b) E 为分岔参数时分岔图

Fig. 2. Bifurcation diagram with inductance current at peak value without chaos control ($n = 100 + 400k$, $k = 1, 2, 3, \dots$): (a) Bifurcation diagram with k_p as bifurcation parameter; (b) bifurcation diagram with E as bifurcation parameter.

由特征方程式 $\det[\lambda I - J(X_Q)] = 0$ 可求得其特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$. 分别绘制 k_p 从 0.6 增大到 2.0、 E 从 200 V 增大到 600 V 时, 特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 的轨迹图如图 3(a) 和图 3(b) 所示. 根据平衡点处雅克比矩阵稳定性判断准则, 由图 3(a) 和图 3(b) 可

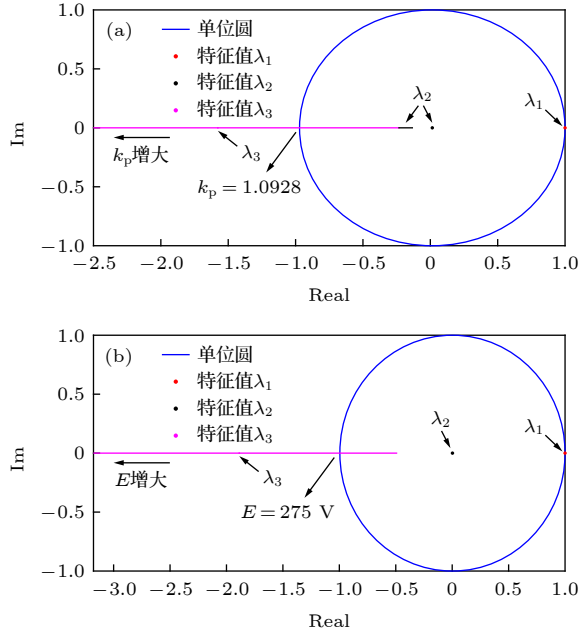


图 3 未引入混沌控制时特征值轨迹图 (a) k_p 从 0.6 增大到 2; (b) E 从 200 V 增大到 600 V

Fig. 3. Eigenvalue trajectory without chaos control: (a) k_p increasing from 0.6 to 2; (b) E increasing from 200 V to 600 V.

知, 当 $k_p = 1.0928$, $E = 275$ V 时, 特征值 $\lambda_3 = -1$, 而特征值 λ_1, λ_2 均在单位圆内. 可知此时系统发生倍周期分岔. 随着 k_p, E 的继续增大, 系统逐渐过渡到不稳定态. 由此可知, 系统是因为发生倍周期分岔后进入混沌态, 图 2 与图 3 相符合.

3 PI 调节单相 H 桥光伏逆变器的混沌控制

3.1 直接引入指数延迟反馈控制

指数延迟反馈控制 (exponential delayed feedback control, EDFC)^[24] 的基本原理是利用系统输出与自身延迟一定时间的参量之差, 以指数函数的形式反馈给混沌系统, 实现系统由混沌态到稳定态的转变.

将 EDFC 应用于 PI 调节下单相 H 桥光伏逆变器中, 如图 1(a) 中虚线部分所示. 由上述分析可知, 要控制系统的混沌行为实质上就是控制系统的倍周期分岔. 因此重点分析引入 EDFC 后系统平衡点处雅克比矩阵特征值的变化轨迹. 本文延迟时间取 $\tau = T$. 此时调制信号 i_{con} 的离散模型为

$$i_{con}(n) = [p_1 i_{n-1} + i_{con}(n-1) + p_2 E + T U_{n-1}] \times e^{(i_n - i_{n-1})}, \quad (9)$$

系统平衡点处雅克比矩阵为

$$J(X_Q) = \begin{bmatrix} e^{-\frac{RT}{L}} + AI_{conQ} & A(BC - I_{conQ}) & A\left(1 + AB - \frac{k_i TE}{R}\right) \\ 1 & 0 & 0 \\ I_{conQ} & BC - I_{conQ} & 1 + AB - \frac{k_i TE}{R} \end{bmatrix}. \quad (10)$$

结合 (3) 式和 (9) 式, 分别以 k_p, E 为分岔参数, 以 T_s 为采样周期, 得到系统引入 EDFC 后感电流峰值处分岔图如图 4(a) 和图 4(b) 所示. 引入 EDFC 后, k_p 从 0.6 增大到 2.0、 E 从 200 V 增大到 600 V 时, 特征值 $\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3$ 的轨迹图如图 5(a) 和图 5(b) 所示.

由图 4、图 5 可知, 系统引入 EDFC 后, 在分岔参数 k_p, E 分别增大至 1.4928, 380 V 时发生倍周期分岔, 随后系统进入混沌态. 由此可知, 当分岔参数 k_p, E 变化较小时, EDFC 能有效地控制倍周期分岔, 保持系统稳定运行, 但当分岔参数 k_p, E 变化较大时, EDFC 无法控制系统中的混沌行为.

原因是逆变系统是时变的, i_n 与 i_{n-1} 并不相等, EDFC 产生的控制信号一直存在, 而当分岔参数变化进一步增大时, i_n 与 i_{n-1} 差值也可能增大, 将其差值作为 e 指数函数的幂得到的反馈信号也会增大, 若直接引入 EDFC 无法控制反馈强度, 将 EDFC 的反馈信号与原 PI 调节信号以直接相乘的形式得到新的控制信号会给系统带来过大扰动, 导致无法进行有效控制.

3.2 引入 IEDFC

针对系统分岔参数变化较大时, 直接引入 EDFC 会带来过大扰动, 无法有效控制混沌行为的问题,

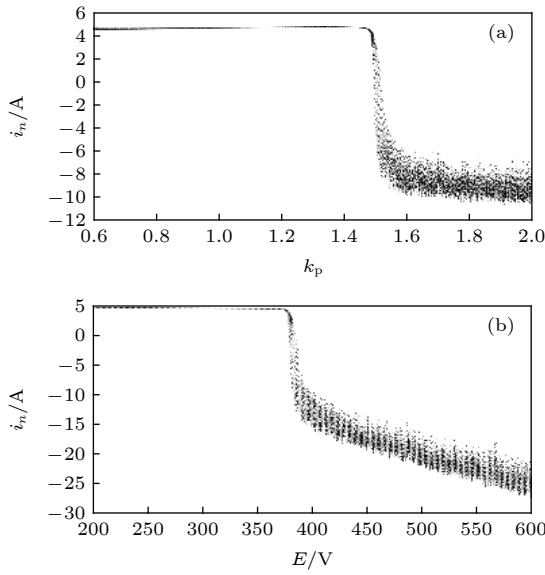


图 4 引入 EDFC 后电感电流峰值处分岔图 ($n = 100 + 400k$, $k = 1, 2, 3, \dots$) (a) k_p 为分岔参数时分岔图; (b) E 为分岔参数时分岔图

Fig. 4. Bifurcation diagram with inductance current at peak value with EDFC applied ($n = 100 + 400k$, $k = 1, 2, 3, \dots$): (a) Bifurcation diagram with k_p as bifurcation parameter; (b) bifurcation diagram with E as bifurcation parameter.

提出一种 IEDFC 方法. 先利用系统输出电流与自身延迟一个开关周期 T 后的差值乘以反馈系数 k_1 , 得到

$$k_1(i(t) - i(t - T)), \quad (11)$$

再将 (11) 式作为 e 指数函数的幂, 与常数 1 做差得:

$$e^{k_1(i(t) - i(t - T))} - 1, \quad (12)$$

再将 (12) 式乘以反馈系数 k_2 , 得到

$$k_2(e^{k_1(i(t) - i(t - T))} - 1), \quad (13)$$

最后将 (13) 式与经过 PI 调节的信号叠加作为调制信号与载波信号比较产生控制逆变器开关器件的正弦脉冲宽度调制信号. 具体的实现过程如

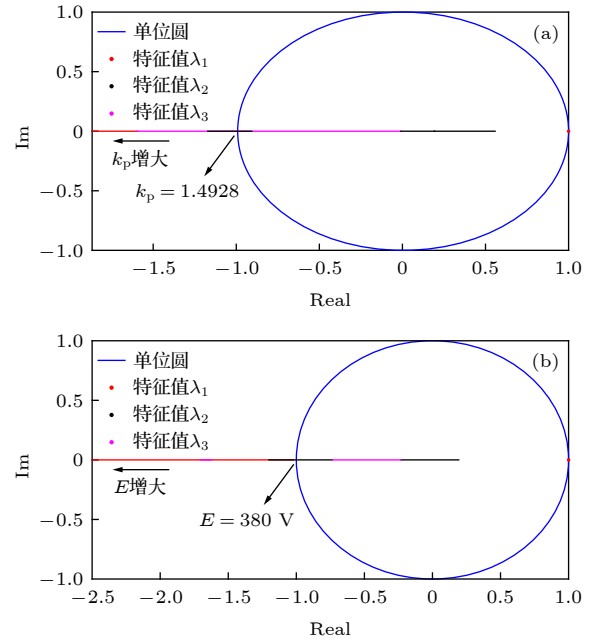


图 5 引入 EDFC 后特征值轨迹图 (a) k_p 从 0.6 增大到 2.0; (b) E 从 200 V 增大到 600 V

Fig. 5. Eigenvalue trajectory with EDFC applied: (a) with k_p increasing from 0.6 to 2.0; (b) with E increasing from 200 V to 600 V.

图 1(b) 虚线部分所示. IEDFC 将反馈控制信号与原有的经 PI 调节控制信号以相加的形式形成新的调制信号, 减小了对系统的扰动, 同时当系统稳定运行时, i_n 与 i_{n-1} 的差值较小, 将差值作为 e 指数函数的幂得到的值接近 1, 与 1 做差的差值接近 0. 也就是说当系统稳定运行时 IEDFC 所起的控制作用对系统影响很小, 有利于系统保持稳定. 另外, 通过调整 k_1 , k_2 两个反馈系数, 能很好地调整反馈强度, 获得较好的控制效果. 系统引入 IEDFC 后, 调制信号 i_{con} 的离散模型为

$$i_{con}(n) = p_1 i_{n-1} + i_{con}(n-1) + p_2 E + TU_{n-1} + k_2(e^{k_1(i_n - i_{n-1})} - 1). \quad (14)$$

引入 IEDFC 后, 系统在平衡点处的雅克比矩阵为

$$J(X_Q) = \begin{bmatrix} e^{-\frac{RT}{L}} + Ak_1k_2 & A(BC - k_1k_2) & A\left(1 + AB - \frac{k_iTE}{R}\right) \\ 1 & 0 & 0 \\ k_1k_2 & BC - k_1k_2 & 1 + AB - \frac{k_iTE}{R} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

由特征方程式 $\det[\lambda I - J(X_Q)] = 0$ 得:

$$\lambda \left[\lambda^2 + \left(\frac{k_iTE}{R} - 1 - AB - e^{-\frac{RT}{L}} - Ak_1k_2 \right) \lambda + e^{-\frac{RT}{L}} \left(1 + AB - \frac{k_iTE}{R} \right) + A(k_1k_2 - BC) \right] = 0. \quad (16)$$

反馈控制系数 k_1, k_2 对控制效果有重要影响. 本文将基于稳定性判据给出两个反馈系数 k_1, k_2 的限定条件. 在 (16) 式中, 设 λ_1 恒为 0, 只研究 λ_2, λ_3 随分岔参数 k_p 变化的情况. 假设 $\lambda_2 = a + bj, \lambda_3 = c + dj$ (j 为虚数单位). 令:

$$J_1 = \frac{k_1 TE}{R} - 1 - AB - e^{-\frac{RT}{L}} - Ak_1 k_2,$$

$$J_2 = e^{-\frac{RT}{L}} \left(1 + AB - \frac{k_1 TE}{R} \right) + A(k_1 k_2 - BC).$$

根据韦达定理, 有 $\lambda_2 + \lambda_3 = -J_1 = a + c, \lambda_2 \lambda_3 = J_2 = ac - bd$. 易得 $a = c, b = -d$. 假设 b, d 都不为 0, 若要满足特征值都在复数平面的单位圆内, 得到第一个稳定条件:

$$J_2 = a^2 + b^2 = c^2 + d^2 < 1; \quad (17)$$

若 $-J_1 < 0$, 则 $-1 < a = c < 0$, 有 $a + c = 2a > -1 - a^2 - b^2$, 得到第二个稳定条件:

$$-J_1 > -1 - J_2; \quad (18)$$

若 $-J_1 > 0$, 则 $0 < a = c < 1$, 有 $a + c = 2a < 1 + a^2 + b^2$, 得到第三个稳定条件:

$$-J_1 < 1 + J_2; \quad (19)$$

若 b, d 都为 0, $\lambda_2 + \lambda_3 = -J_1 = a + c, \lambda_2 \lambda_3 = J_2 = ac$. 若要满足特征值都在复数平面的单位圆内, 得到第四个稳定条件:

$$\begin{cases} -2 < -J_1 < 2, \\ -1 < J_2 < 1. \end{cases} \quad (20)$$

综合稳定条件 (17) 式—(20) 式, 可得两个反馈系数 k_1, k_2 需满足的限定条件:

$$\begin{cases} k_1 k_2 > \frac{\left(\frac{k_1 TE}{R} - 2 \right) \cdot \left(e^{-\frac{RT}{L}} + 1 \right) + \left(AC - e^{-\frac{RT}{L}} A - A \right) B}{2A}, \\ k_1 k_2 < \frac{1}{A} \left[1 + \left(\frac{k_1 TE}{R} - 1 \right) e^{-\frac{RT}{L}} + \left(AC - e^{-\frac{RT}{L}} A \right) B \right]. \end{cases} \quad (21)$$

由上述分析可知, 当 $k_p = 1.8$ 或 $E = 500$ V 时, 系统进入混沌态, 为使其恢复至稳定态, 引入 IEDFC. 根据 (21) 式, 当 $k_p = 1.8$ 时, 令 $k_1 = k_2 =$

0.707, 当 $E = 500$ V 时, 令 $k_1 = 0.45, k_2 = 0.5$. 结合 (3) 式和 (14) 式, 分别以 k_p, E 为分岔参数, 以 T_s 为采样周期, 得到电感电流峰值处的分岔图如图 6(a) 和图 6(b) 所示.

在引入 IEDFC 后, k_p 从 0.6 增大至 2.0 或 E 从 200 V 增大至 600 V 时特征值 λ_2, λ_3 的轨迹图如图 7 所示. 可以看出, 即使 k_p 增大至 1.8 或 E 增大至 500 V 时系统也没有出现分岔与混沌现象, 特征值 λ_2, λ_3 均在单位圆内. 这说明当分岔参数变化较大时, IEDFC 能有效抑制系统的非线性行为, 使系统保持稳定运行, 有效地解决了系统直接引入 EDFC 带来过大扰动的问题.

4 仿真验证

4.1 k_p 为分岔参数时的仿真结果

图 8—图 10 分别给出了 $k_p = 1.8$ 时未引入混沌控制、引入 EDFC、引入 IEDFC 电感电流的仿真结果. 可以看出, 未引入混沌控制时系统处于混沌态, 电感电流波形严重失真, 其总谐波失真 (total harmonic distortion, THD) 高达 15.54%, 无法满足电力行业的需求. 当 $t = 0.08$ s 时, 引入

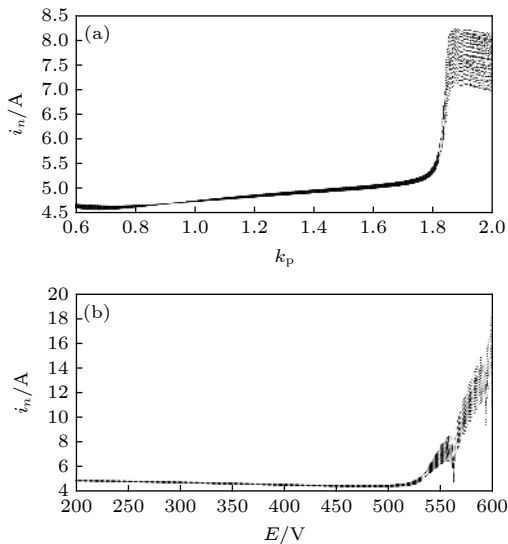


图 6 引入 IEDFC 后电感电流峰值处分岔图 ($n = 100 + 400k, k = 1, 2, 3, \dots$) (a) 以 k_p 为分岔参数时分岔图; (b) 以 E 为分岔参数时分岔图

Fig. 6. Bifurcation diagram with inductance current at peak value with IEDFC applied ($n = 100 + 400k, k = 1, 2, 3, \dots$): (a) Bifurcation diagram with k_p as bifurcation parameter; (b) bifurcation diagram with E as bifurcation parameter.

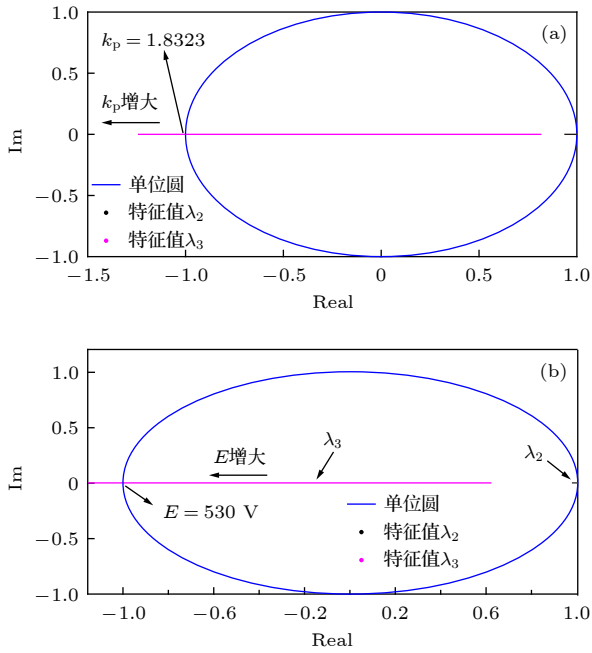


图 7 引入 IEDFC 后特征值轨迹图 (a) k_p 从 0.6 增大至 2.0; (b) E 从 200 V 增大至 600 V

Fig. 7. Eigenvalue trajectory with IEDFC applied: (a) with k_p increasing from 0.6 to 2.0; (b) with E increasing from 200 V to 600 V.

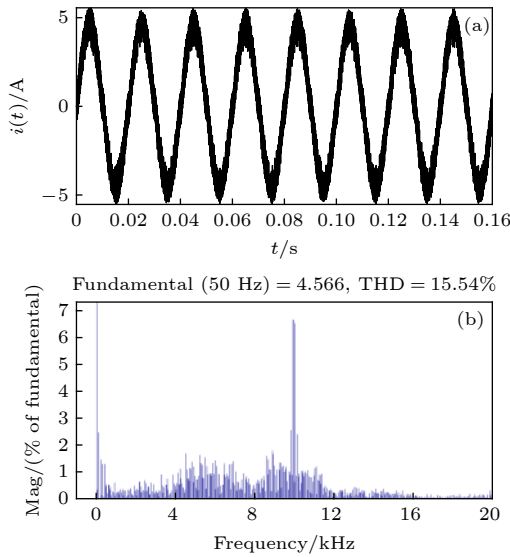


图 8 未引入混沌控制时的电感电流 (a) 时域波形图; (b) 非线性失真系数

Fig. 8. Inductor current without chaos control: (a) Time domain waveform; (b) THD obtained by FFT.

EDFC, 电感电流 THD 增加至 16.31%, 系统失真更严重. 而引入 IEDFC 后, 电感电流 THD 下降至 2.80%, 谐波含量大大减小, 失真现象得到明显改善, 波形趋于光滑. 这说明当分岔参数变化较大时, 未引入混沌控制时, 系统处于混沌态; 直接引入 EDFC 会给系统带来过大扰动, EDFC 不但不能

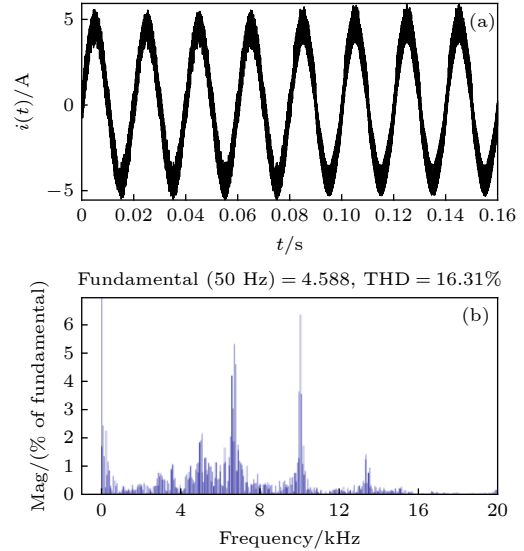


图 9 引入 EDFC 后的电感电流 (a) 时域波形图; (b) 非线性失真系数

Fig. 9. Inductor current with EDFC applied: (a) Time domain waveform; (b) THD obtained by FFT.

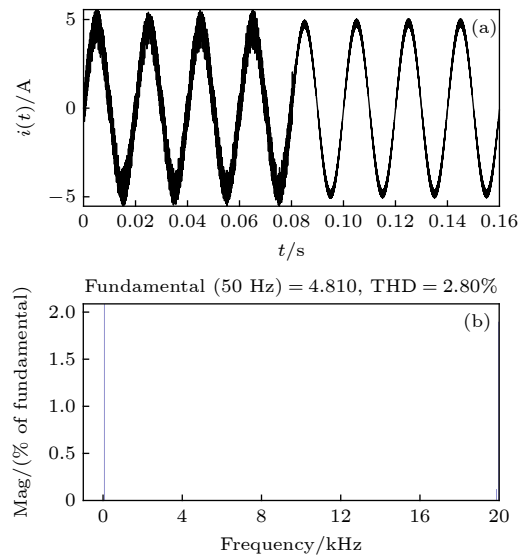


图 10 引入 IEDFC 后的电感电流 (a) 时域波形图; (b) 非线性失真系数

Fig. 10. Inductor current with IEDFC applied: (a) Time domain waveform; (b) THD obtained by FFT.

使系统恢复稳定, 而且还会增加谐波含量; 而引入 IEDFC 后, 分岔、混沌等非线性行为得到有效抑制.

图 11、图 12 分别示出了当 $k_p = 1.400$, 其他参数配置同表 1, 在 $t = 0.06$ s 时对系统施加 EDFC 和 IEDFC, 并在 $t = 0.14$ s 时对系统直流侧电压 E 施加扰动 $\Delta E = 50$ V 后电感电流的仿真结果. 当 $k_p = 1.400$, 根据(21)式令 $k_1 = 0.707$, $k_2 = 0.630$, 对系统施加 IEDFC. 可以看出, 引入 EDFC 和 IEDFC 系统都能由混沌态恢复至稳定态. 但对系统施加

EDFC 后需要约 0.01 s, 电流波形才能从不规则态恢复至规则态, 而施加 IEDFC, 仅需约 0.0017 s 即可恢复至规则态. 此外, 当对直流侧电压 E 施加扰动后, EDFC 完全失去控制作用, 系统由稳定态转变成混沌态, 而 IEDFC 仍能控制系统稳定运行. 这表明当 $k_p = 1.400$ 时, 虽然 EDFC 和 IEDFC 都能控制系统稳定运行, 但 IEDFC 相对于 EDFC 具有更快的响应速度和更好的鲁棒性.

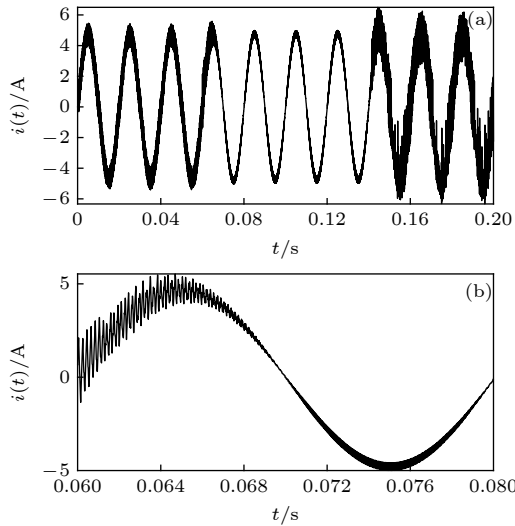


图 11 $k_p = 1.400$ 时, 引入 EDFC 后电感电流 (a) 时域波形图; (b) 时域波形局部放大图

Fig. 11. Inductor current with EDFC applied for $k_p = 1.400$: (a) Time domain waveform; (b) local magnification diagram of time-domain waveform.

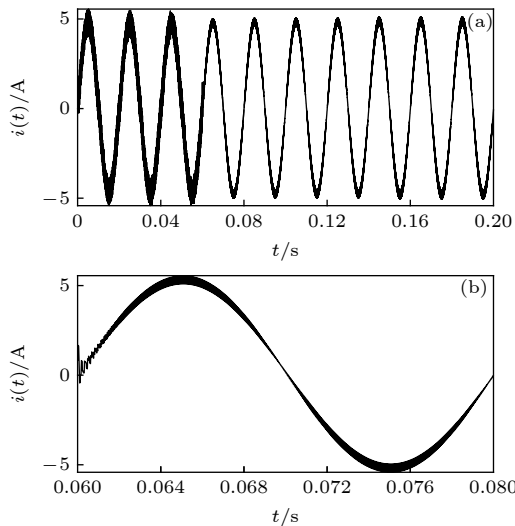


图 12 $k_p = 1.400$, $k_1 = 0.707$, $k_2 = 0.630$ 时, 引入 IEDFC 后电感电流 (a) 时域波形图; (b) 时域波形局部放大图

Fig. 12. Inductor current with IEDFC applied for $k_p = 1.400$, $k_1 = 0.707$, $k_2 = 0.630$: (a) Time domain waveform; (b) local magnification diagram of time-domain waveform.

图 13(a)—图 13(c) 分别示出了当 $k_p = 1.4$, $t = 0.06$ s 时对系统施加时间延迟反馈法^[21]、扩展时间延迟反馈法^[22]、基于滤波器的混沌控制法^[23], 且在 $t = 0.14$ s 时对系统直流侧电压 E 施加 $\Delta E = 50$ V 扰动后电感电流的仿真结果. 对比图 12(a) 与图 13(a)—图 13(c) 可以看出, 引入 IEDFC 与这三种方法后系统都能由混沌态恢复至稳定态. 但当对系统直流侧电压施加扰动后, 这三种混沌控制方法都无法控制系统继续稳定运行, 而本文提出的 IEDFC 法仍能有效地控制系统, 使系统继续保持稳定运行. 这表明 IEDFC 比这三种混沌控制方法鲁棒性更强.

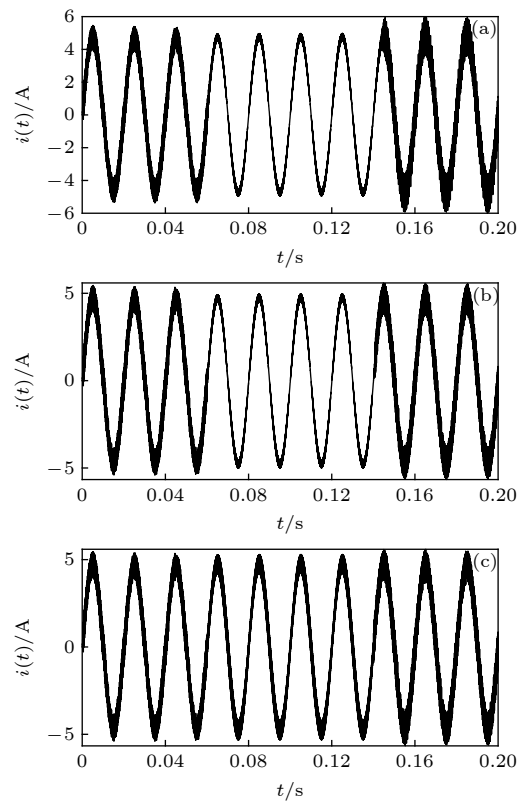


图 13 $k_p = 1.4$, $t = 0.06$ s 时, 引入其他混沌控制后电感电流 (a) 引入时间延迟反馈控制后; (b) 引入扩展时间延迟反馈控制后; (c) 引入基于滤波器的混沌控制后

Fig. 13. Inductor current with other chaos control applied for $k_p = 1.4$, $t = 0.06$ s: (a) With time-delay feedback control applied; (b) with extended time-delay feedback control applied; (c) with chaos control based on filter applied.

4.2 E 为分岔参数时的仿真结果

图 14、图 15 分别示出了当 $E = 500$ V, $k_p = 1$, 在 $t = 0.08$ s 时对系统施加 EDFC 和 IEDFC 后电感电流的仿真结果 (其中 $t = 0—0.08$ s 之间未施加任何混沌控制). 可以看出未引入混沌控制时

系统处于混沌态, 电感电流波形严重失真. 引入 EDFC 后, 不仅不能使系统恢复到稳定态, 反而给系统带来更大的扰动, 同时波形失真比引入前更严重; 而引入 IEDFC 后, 电流波形失真现象得到明显改善, 波形趋于光滑. 这说明系统输入参数 E 变化较大时, 直接引入 EDFC 无法对系统实施有效控制, 而引入 IEDFC 能对系统实施有效控制, 使系统由混沌态恢复至稳定态, 大大扩展系统稳定运行域.

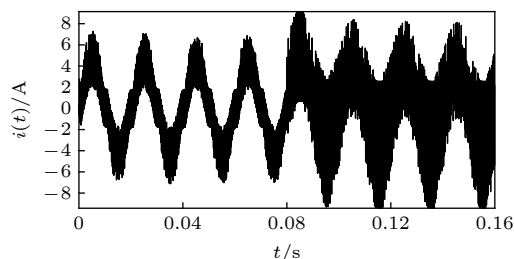


图 14 引入 EDFC 后电感电流时域波形图
Fig. 14. Time domain waveform with EDFC applied.

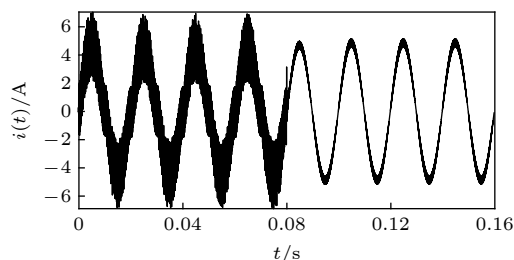


图 15 引入 IEDFC 后电感电流时域波形图
Fig. 15. Time domain waveform with IEDFC applied.

5 结 论

本文针对 PI 调节单相 H 桥光伏逆变器的分岔与混沌现象, 提出了一种改进指数延迟反馈控制 (IEDFC) 方法. 详细阐述了该方法的原理, 并与其他多种混沌控制方法进行了对比仿真实验和分析. 结果表明, 本文提出的 IEDFC 能有效抑制系统的非线性行为, 大大扩大系统的稳定运行域, 显著降低电流的谐波含量, 显著改善供电质量. 相比

于其他混沌控制方法, 该方法具有更快的响应速度和更好的鲁棒性.

参考文献

- [1] Xie L L, Gong R X, Zhuo H Z, Ma X H 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 058401 (in Chinese) [谢玲玲, 龚仁喜, 卓浩泽, 马献花 2012 物理学报 **61** 058401]
- [2] Zhusubaliyev Z T, Mosekilde E, Yanochkina O O 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 1270
- [3] Kapat S 2019 *IEEE Trans. Circuits Syst. Express Briefs* **66** 1048
- [4] Ma W, Wang L, Zhang R, Li J H, Dong Z M, Zhang Y H, Hu M, Liu S X 2019 *IEEE Trans. Circuits Syst. Express Briefs* **66** 1411
- [5] Xie F, Yang R, Zhang B 2011 *IEEE Trans. Circuits Syst. Regul. Pap.* **58** 2269
- [6] Han Y, Fang X, Yang P, Wang C L, Xu L, Guerrero J M 2018 *IEEE Trans. Power Electron.* **33** 6333
- [7] Dasgupta S, Sahoo S K, Panda S K 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 717
- [8] Zhang H, Ding H H, Yi C Z 2017 *Int. J. Bifurcation Chaos* **27** 1750086
- [9] Lei B, Xiao G C, Wu X L, Kafle Y R, Zheng L F 2014 *Int. J. Bifurcation Chaos* **24** 1450002
- [10] Tong Y N, Li C L, Zhou F 2016 *Optik* **127** 1724
- [11] Li M, Dai D, Ma X K 2008 *Circuits Syst. Signal Process.* **27** 811
- [12] Liu W, Wang F Q, Ma X K 2016 *Int. J. Bifurcation Chaos* **26** 1650200
- [13] Avrutin V, Mosekilde E, Zhusubaliyev Z T, Gardini L 2015 *Chaos* **25** 043114
- [14] Robert B, Robert C 2002 *Int. J. Control* **75** 1356
- [15] Asahara H, Kousaka T 2011 *Int. J. Bifurcation Chaos* **21** 985
- [16] Yang F, Yang L H, Ma X K 2016 *Int. J. Bifurcation Chaos* **26** 1650199
- [17] Hsieh F H, Wang H K, Chang P L, Chen Y S, Yang Y K 2009 *Int. J. Innov. Comput. Inf. Control* **5** 4647
- [18] Yang L H, Yang L, Yang F, Ma X K 2020 *Int. J. Bifurcation Chaos* **30** 2050005
- [19] Liu H C, Li F, Yang S, 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 110504 (in Chinese) [刘洪臣, 李飞, 杨爽 2013 物理学报 **62** 110504]
- [20] Liu H C, Yang S, 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 210502 (in Chinese) [刘洪臣, 杨爽 2013 物理学报 **62** 210502]
- [21] Iu H H C, Robert B 2003 *IEEE Trans. Circuits Syst. I - Fundam. Theor. Appl.* **50** 1125
- [22] Feki A, Robert B, Iu H H C 2004 *35th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference Aachen Germany*, 20–25 June 2004, p3317
- [23] Lu W G, Zhao N K, Wu J K, Aroudi E A, Zhou L W 2015 *Int. J. Circuit Theory Appl.* **43** 866
- [24] Nakajima H, Ueda Y 1998 *Physica D* **111** 143

A chaos control method of single-phase H-bridge photovoltaic inverter^{*}

Gong Ren-Xi[†] Yin Zhi-Hong

(College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

(Received 26 June 2020; revised manuscript received 13 August 2020)

Abstract

There are complex nonlinear behaviors such as bifurcation and chaos in a single-phase H-bridge photovoltaic inverter under proportional integral control, which will increase the harmonic content of the output current greatly and reduce the stability of system operation and reliability of power supply. There are the problems suffering the complicated modeling and difficulty in determining the control coefficients in existing chaos control methods. The exponential delay feedback control is a further development of the delay feedback control, which has the advantages of requiring no precise mathematical model of the system and simple implementation. However, our research shows that when the exponential delay feedback control is directly applied to the system, the feedback intensity cannot be controlled, which will bring too big a disturbance to the system. Based on it, an improved exponential delayed feedback control method is proposed in this paper. Firstly, a feedback signal is formed by the difference between the output current of the system and its own delay, then the feedback signal is used to obtain the control signal through an exponential link, a subtraction link and an proportion link, and the control signal is applied to the controlled system in the form of a feedback. At the same time, the discrete mapping model of the system is established and its Jacobian matrix expression is determined. Finally, the limiting conditions of the feedback control coefficient of the control signal are derived based on the stability criterion, and the control is applied to the system. In order to verify the control effect of this method, a lot of simulation experiments are conducted. The results show that the problems that the exponential delay feedback cannot control the feedback strength and causes excessive disturbance to the system will be effectively solved by this method. When the bifurcation parameters vary greatly, the chaos behaviors in the system will be suppressed effectively, the stable operating domain of the system will be expanded greatly and the harmonic content of the output current will be reduced.

Keywords: proportional integral control, single-phase H-bridge photovoltaic inverter, chaos control, improved exponential delay feedback control

PACS: 05.45.Gg

DOI: [10.7498/aps.70.20200982](https://doi.org/10.7498/aps.70.20200982)

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 61561007) and the Natural Science Foundation of Guangxi Province, China (Grant No. 2017GXNSFAA198168).

[†] Corresponding author. E-mail: rxgong@gxu.edu.cn