

一种准 Z 源逆变器的混沌控制方法

于永进¹, 宋久义², 陈旭¹, 毕华坤¹

(1. 山东科技大学 电气与自动化工程学院, 山东 青岛 266590; 2. 国网梁山县供电公司, 山东 济宁 272600)

摘要:本研究建立倍压单元准 Z 源逆变器离散迭代模型, 通过分岔图、时域图和折叠图分析系统出现的非线性行为。为了扩大系统比例参数和输入电压的稳定区间, 避免系统出现复杂的分岔和混沌现象, 提出一种改进指数延时反馈控制策略。MATLAB 数值仿真结果表明, 与传统延时反馈控制方法相比, 当分岔参数变化过大时, 引入新的控制器后仍然可以将电感电流出现的分岔、混沌态恢复到稳定态。最后, 搭建基于 DSPACE 的半实物仿真平台, 验证实验结果与理论推导一致。

关键词:准 Z 源逆变器; 混沌控制; 改进指数延时反馈; 非线性行为

中图分类号:TM464

文献标志码:A

A chaos control method for quasi-Z-source inverters

YU Yongjin¹, SONG Jiuyi², CHEN Xu¹, BI Huakun¹

(1. College of Electrical Engineering and Automation, Shandong University of Science and Technology, Qingdao 266590, China; 2. State Grid Liangshan Power Supply Company, Jining 272600, China)

Abstract: This thesis establishes a discrete iterative model for a quasi-Z-source inverters with voltage multiplier cells and analyzes the nonlinear behavior of the system by drawing bifurcation diagrams, time-domain diagrams, and folded diagrams. In order to expand the stable range of system proportional parameters and input voltage, and avoid complex bifurcation and chaos phenomena in the system, it proposes an improved exponential delay feedback control strategy. The results of MATLAB numerical simulation shows that compared with traditional delayed feedback control methods, the introduction of a new controller could still restore the bifurcation and chaotic state of the inductance current to a stable state when the bifurcation parameters are too large. Finally, a semi physical simulation platform based on DSPACE was built for verification and the results are consistent with theoretical derivation and computational simulation.

Key words: quasi-Z-source inverter; chaos control; improved exponential delay feedback; nonlinear behavior

在太阳能发电中, 光伏模块并网需要稳定的输入电压, 常用到性能良好的准 Z 源逆变器(quasi-Z-source inverter, QZSI), 其直流源选取范围更广泛, 前级 DC/DC 拓扑可根据实际的 DC/AC 变换器效率的需求进行调整。与传统电压型 DC/AC 变换电路相比, QZSI 可以忽略直通故障, 提高系统可靠性^[1-3]。由于开关变换器是强非线性动力学系统, 实际应用中会产生一些不常见的、没有规律的振荡行为。在 DC/AC 逆变器领域, 许多学者对 H 桥逆变器的混沌现象进行了研究分析。如代璐等^[4]以光伏 H 桥逆变器为对象, 通过频闪映射法建立了比例-积分(proportional-integral, PI)调节下逆变器的离散模型, 明确了一种能有效调节占空比的方法。江伟等^[5-6]分别将幂次趋近律和指数趋近律滑模控制引入 H 桥逆变器, 发现电流波形出现多种

收稿日期: 2023-04-20

基金项目: 山东省自然科学基金项目(ZR2021QE196)

作者简介: 于永进(1980—), 男, 山东烟台人, 教授, 博士, 主要从事电力系统运行与控制研究。

陈旭(1979—), 男, 山东烟台人, 讲师, 博士, 主要从事混沌控制与反控制研究, 本文通信作者。

E-mail: bestchenxu@126.com

倍数的倍周期状态同时共存的特殊分岔现象。文献[7]在 PI 控制基础上加入改进指数延迟反馈控制,有效抑制了系统的混沌行为,扩展了系统稳定运行域。许多学者为了提高准 Z 源逆变器的性能进行改进设计。文献[8]提出一种改进型开关电感准 Z 源拓扑,有效提升了直流链电压增益和输出电压质量。文献[9]用改进型开关电感替代级联型准 Z 源逆变器二级阻抗网络中的电感,实现了升压能力强、电流纹波小的效果。通过小信号建模方法,李山等^[10]以高频隔离型准 Z 源逆变器为研究对象,分析了不同控制和电路参数对系统性能的影响。文献[11]以隔离型准 Z 源逆变器为研究对象,探索了弱电网运行下系统的分岔与混沌现象。综上,目前针对准 Z 源逆变器的改进设计^[12-13]以及 H 桥逆变器的混沌现象研究较多,但是对 QZSI 的非线性现象研究还有所欠缺。文献[14]针对 QZSI 拓扑,采用传统延时反馈控制抑制了系统工作中产生的混沌现象。上述混沌控制方法在 QZSI 应用较少,其中延时反馈类型控制在其拓扑中的应用较为简单,控制效果一般。

本研究在传统延时反馈的基础上进行改进,提出改进指数延时反馈控制方法。本研究以倍压单元准 Z 源单相逆变电路(quasi-Z-source inverters with voltage multiplier cells, VMC-QZSI)为例进行建模分析,该电路具有良好的升压逆变能力,引入改进指数延时反馈控制可将系统出现的分岔或者混沌状态恢复到稳定状态。

1 VMC-QZSI 的电流控制型原理

本研究采用的 VMC-QZSI 模型由改进的准 Z 源逆变器内嵌直流侧双环电压倍压单元和带有电感电容滤波电路的 H 桥逆变器组成,其原理如图 1 所示。太阳能光伏阵列提供电压输入,经过稳压电容 C_{in} 输入 VMC-QZSI 系统,升压环节为两个倍压单元共用耦合绕组的二次绕组(其中每个单元由一个电容、一个二极管和耦合绕组的二次绕组构成),逆变部分为 H 桥逆变电路,由 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 四个开关管控制。VMC-QZSI 的前级通过最大功率点跟踪(maximum power point tracking, MPPT)控制生成脉冲宽度调制(pulse width modulation, PWM)驱动,后级通过采集输出电感电流与参考电流做差,输入到控制器中计算得到占空比,生成正弦脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)信号驱动开关管,前后级相结合实现闭环控制。

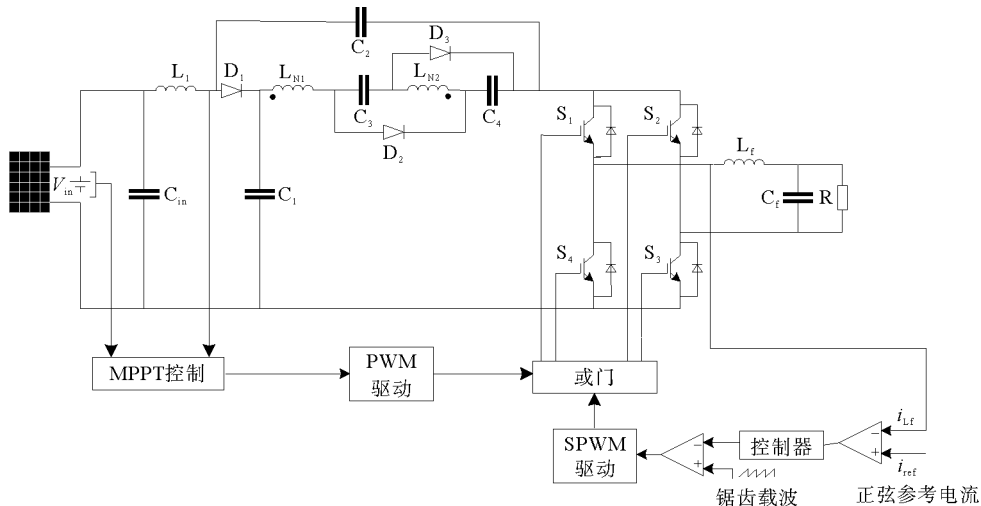


图 1 VMC-QZSI 电流控制型原理图

Fig. 1 Schematic diagram of VMC-QZSI under current control

1.1 VMC-QZSI 的工作模式

VMC-QZSI 的一个周期运行状态如图 2 所示,其中非直通状态可以分为工作模式 I 和工作模式 II,如图 2(a)、图 2(b)所示。图中红色虚线箭头表示 VMC-QZSI 的电流流通过径,二极管 D_2 、 D_3 为浅灰色虚线表示反向截止,二极管 D_1 为正向导通。将光伏阵列输入电压 V_g 简化为直流电源,与输入电感 L_1 向电容 C_1 、 C_2 充电,并与耦合绕组和电容 C_3 和 C_4 同时为负载提供能量。VMC-QZSI 的直通状态为运行模式 III,如图

2(c)所示。与直通状态相反,二极管 D_2 、 D_3 正向导通,二极管 D_1 为浅灰色虚线表示反向截止,电容 C_2 与直流电源 V_g 向输入电感 L_1 放电,耦合绕组通过二极管 D_2 、 D_3 给电容 C_3 、 C_4 充电。

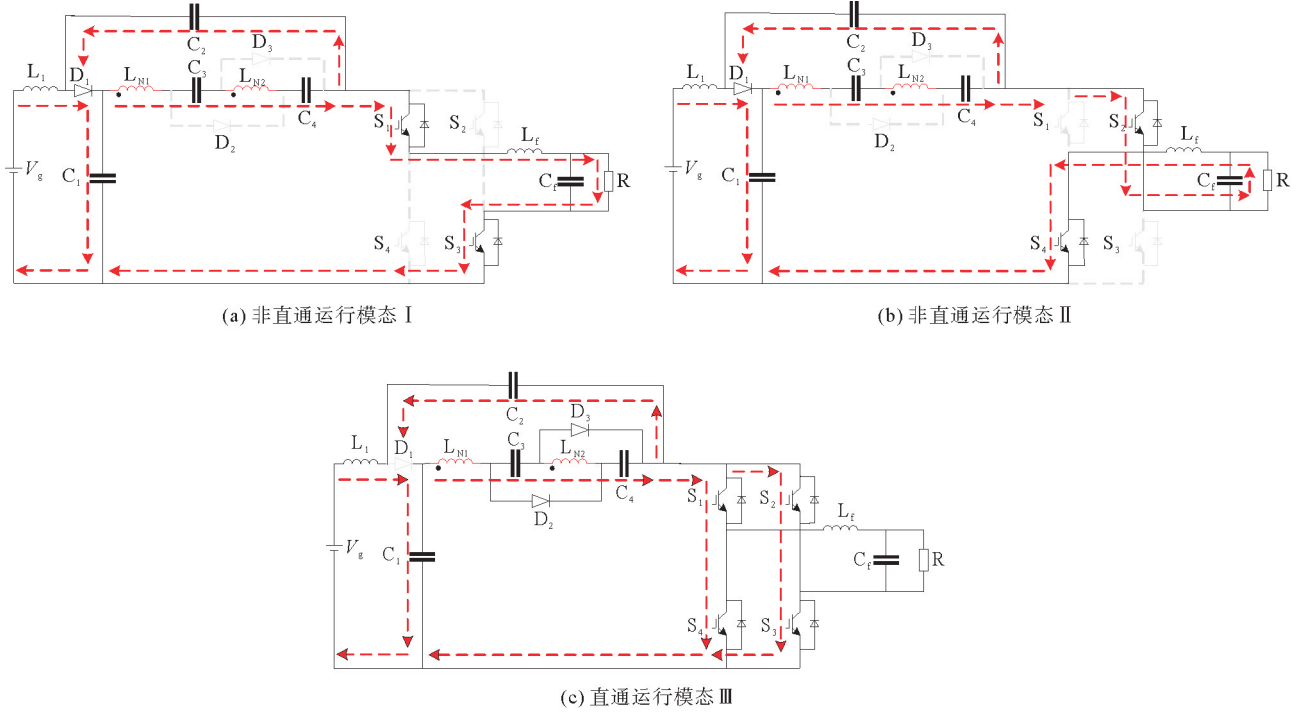


图 2 VMC-QZSI 三种工作状态模式

Fig. 2 Three working modes of VMC-QZSI

1.2 VMC-QZSI 的直流侧等效模型

通过分析上述 VMC-QZSI 的三种工作状态的原理,构建直通模态和非直通模态等效模型,参考文献 [14]推导出本研究所用 VMC-QZSI 的直流侧电压模型:

$$\begin{cases}
 v_{PN} = V_{PN} + \tilde{v}_{PN}, \\
 V_{PN} = \frac{[1 + \alpha_1 + (1 + \alpha_2)N](V_g - 3V_F)}{(1 + \alpha_1)(1 - 2D) - (1 + \alpha_2)N + q_1 r_{L1} + q_2 r_{Sep} + q_3 r_{LN2} + q_4 r_{LN1} + q_5 r_C}, \\
 R_{dc} = \frac{V_{PN}}{I_{PN}} = \frac{2(1 - D)}{M^2} R, \\
 q_1 = \frac{(1 + N)[1 + \alpha_1 + (1 + \alpha_2)N]}{(1 - 2D - N)R_{dc}}, \\
 q_2 = \frac{4(N + D)[(1 + \alpha_1)D + (1 + \alpha_2)N]}{(1 - 2D - N)R_{dc}}, \\
 q_3 = \frac{4 + \alpha_1[4 - D(3 - N)] - D[3 - (2 + \alpha_2)N - (1 + \alpha_2)N^2]}{(1 - 2D - N)DR_{dc}}, \\
 q_4 = \frac{4(1 + \alpha_2)N^2 + [1 + (2 + \alpha_2)N - 3(1 + \alpha_2)N^2 + \alpha_1(1 + N)]D}{(1 - 2D - N)DR_{dc}}, \\
 q_5 = \frac{4(1 + \alpha_1)D^2 - 2D[1 + \alpha_1 - 3\alpha_1N - (5 + 2\alpha_2)N + 2(1 + \alpha_2)N^2]}{(1 - 2D - N)DR_{dc}} + \\
 \quad \frac{2[1 + \alpha_1 - \alpha_1N - (2 + \alpha_2)N + 3(1 + \alpha_2)N^2]}{(1 - 2D - N)DR_{dc}}, \\
 \tilde{v}_{PN} = \frac{N + 8LC\omega^2}{2C\omega[4LC\omega^2 + 1 - (1 - D)(4D - 2ND)]} \cdot \frac{MI_m \sin(2\omega t - \varphi)}{2R}.
 \end{cases} \quad (1)$$

式中: D 为二极管 D_1 的直通占空比; R_{dc} 为直流链路等效电阻; M 为 H 桥调制比; I_m 为参考电流峰值; θ 为阻抗角; V_F 为二极管的导通压降; V_{PN} 为等效直流电压分量值; I_{PN} 为等效直流电流分量值; $\tilde{v}_{PN}$ 为等效交流电压分量值; v_{PN} 为直流侧母线电压; α_1, α_2 为耦合系数; $C = C_1 = C_2$, C_1, C_2 分别为电容 C_1, C_2 的电容量; r_c 为电容 $C_1 \sim C_4$ 的寄生电阻; $L = L_1 = L_2$, L_1 为输入电感 L_1 的电感量, L_2 为励磁电感感量; r_{L1} 为输入电感 L_1 的寄生电阻; r_{LN1}, r_{LN2} 分别为耦合绕组原边 L_{N1} 和副边 L_{N2} 的寄生电阻, r_{Sep} 为开关管的寄生电阻; N 为耦合绕组匝数比; ω 为角频率, φ 为阻抗角, R 为负载 R 的电阻值。

2 非线性行为分析

2.1 比例控制下 VMC-QZSI 离散映射模型方程的建立

本研究采用的调制载波为锯齿载波, 开关管 $S_1 \sim S_4$ 的关断信号如图 3 所示。只有当锯齿载波的绝对值大于 $(1-D)$ 时, VMC-QZSI 系统运行在直通模式, 即图 3 中的黄色区域所示部分, 此时开关管 S_1, S_2, S_3, S_4 同时导通。其余时间 VMC-QZSI 系统均运行在非直通模式, 并且当锯齿波大于调制比 M 时, S_1, S_3 导通, S_2, S_4 关断; 反之, S_2, S_4 导通, S_1, S_3 关断。

将升压侧简化为直流侧等效电源 v_{PN} , 其由 V_{PN} 和 $\tilde{v}_{PN}$ 串联组成, 可得到图 4 比例控制下 VMC-QZSI 交流侧等效电路图。

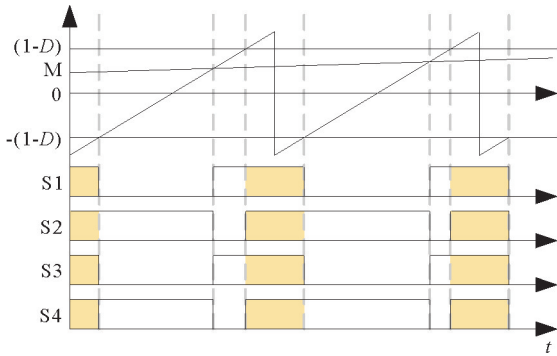


图 3 锯齿载波调制策略

Fig. 3 Sawtooth carrier modulation strategy

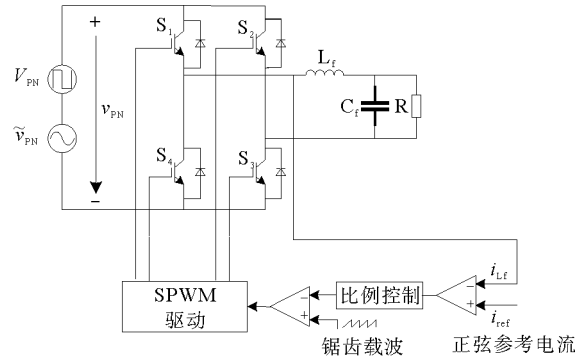


图 4 VMC-QZSI 交流侧等效电路图

Fig. 4 Equivalent circuit diagram of VMC-QZSI AC side

以 1.1 节分析的三种运行模式为基础, 在一个开关周期 T 时间内, 可以推导出非直通状态工作模式 I、II 和直通状态工作模式的状态方程组, 分别如式(2)~(4)所示。

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{v_{Cf}}{L_f} + \frac{v_{PN}}{L_f}, \\ \frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{v_{Lf}}{RC_f} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{v_{Cf}}{L_f} - \frac{v_{PN}}{L_f}, \\ \frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{v_{Lf}}{RC_f} \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} \frac{di_{Lf}}{dt} = -\frac{v_{Cf}}{L_f}, \\ \frac{dv_{Cf}}{dt} = \frac{i_{Lf}}{C_f} - \frac{v_{Lf}}{RC_f} \end{cases} \quad (4)$$

式中: i_{Lf} 为输出电感电流; v_{Cf} 为输出电容电压; v_{Lf} 为滤波电感电压; L_f 为滤波电感 L_f 的电感量; C_f 为滤波电容 C_f 的电容量; v_{PN} 为直流侧等效电压。

设 i_{Lf} 、 v_{Cf} 为状态变量,系统状态方程可简化为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{cases} \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{U}, \\ \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{U}, \\ \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 \mathbf{U}. \end{cases} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{x} = [i_{Lf} \quad v_{Cf}]^T$, $\mathbf{U} = [v_{PN} \quad \frac{v_{Lf}}{R}]^T$, $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \mathbf{A}_3 = \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L_f} \\ \frac{1}{C_f} & 0 \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_f} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}$, $\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C_f} \end{bmatrix}$ 。

当 $\mathbf{A}_i$ ($i=1,2,3$) 可逆时,通过对状态转移矩阵进行积分运算,可以得到系统在不同时间段的状态变化。该状态方程的解为:

$$\mathbf{x}_{n+1} = e^{AT} \mathbf{x}_n + (e^{AT} - e^{A_3 t_3} e^{A_2 t_2}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_1 \mathbf{U} + (e^{A_3 t_3} e^{A_2 t_2} - e^{A_3 t_3}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_2 \mathbf{U} + (e^{A_3 t_3} - \mathbf{I}) \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B}_3 \mathbf{U}. \quad (6)$$

式中: $t_1 = d_n T - DT/2$, $t_2 = (1 - d_n)T - DT/2$, $t_3 = DT$, $\mathbf{I}$ 为二阶单位矩阵。

根据比例控制原理可以得到占空比:

$$d_n = K + k [i_{\text{ref}}(n) - \sigma \mathbf{x}(n)]. \quad (7)$$

式中: K 为常数, k 为比例系数, σ 为矩阵 $[1 \ 0]$; $i_{\text{ref}}(n)$ 为第 n 个周期的参考电流, $i_{\text{ref}}(n) = I_m \sin(\omega t)$ 。

至此,VMC-QZSI 系统的离散迭代映射模型可由式(6)、式(7)表示。

2.2 引入改进指数延迟反馈控制

为了抑制 k 、 V_g 参数变化过大引起的分岔混沌现象,引入时间延迟反馈控制(time delayed feedback control, TDFC)方法。通常, TDFC 是指系统输出值与自身延迟某个周期时间的输出值作差,得到反馈信号传输到系统中,将系统的混沌态抑制到稳定态。由于逆变系统的输出值是随时间变化的,与 DC/DC 变换器系统不同, i_n 与 i_{n-1} 并不相等。TDFC 的反馈信号一直在变化,如果选取的分岔参数变化幅度较大, i_n 与 i_{n-1} 的差值可能继续增大,最终影响系统的控制效果。因此,在 TDFC 控制的基础上引入一种改进指数延迟反馈控制(improved exponential delay feedback control, IEDFC)方法。同理,将系统输出值与自身延迟一个周期的输出值作差,差值乘以控制系数 k_1 ,得到式 $k_1 [i(t) - i(t-T)]$,作为 e 指数函数的幂,与常数 1 作差得到式 $e^{k_1 [i(t) - i(t-T)]} - 1$,再乘以系数 k_2 ,得到式 $k_2 [e^{k_1 [i(t) - i(t-T)]} - 1]$ 。然后将式 $k_2 [e^{k_1 [i(t) - i(t-T)]} - 1]$ 与比例控制信号(式(7))叠加可以得到新的调制信号,经过限幅得到完整的占空比 d_n ,如式(8)所示,IEDFC 控制器系统框图如图 5 所示。

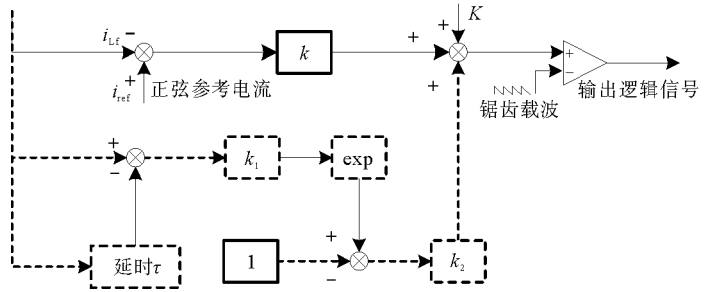


图 5 IEDFC 控制器系统框图

Fig. 5 IEDFC system block diagram

$$d_n = \begin{cases} 0 & , d_n \leq 0; \\ K + k_1 (i_{\text{ref}} - i_n) + k_2 [e^{k_1 (i_{\text{ref}} - i_n)} - 1] & , 0 < d_n < M; \\ M & , d_n \geq M. \end{cases} \quad (8)$$

2.3 非线性现象分析

VMC-QZSI 系统参数如表 1 所示,并给定参数 $K=0.5$ 、 $V_g=30 \text{ V}$ 、 $k=0.5$, L_{N2} 为耦合绕组副边 L_{N2} 的

电感量。分别以 k 、 V_g 为分岔参数,绘制电感电流的分岔图如图 6 所示。

表 1 VMC-QZSI 参数

Table 1 VMC-QZSI parameters

$T/\mu\text{s}$	I_m/A	$C/\mu\text{F}$	$L_1/\mu\text{H}$	$L_{N2}/\mu\text{H}$	L_f/mH	$C_f/\mu\text{F}$	R/Ω	D
50	2	330	927	42	5	47	10	0.1

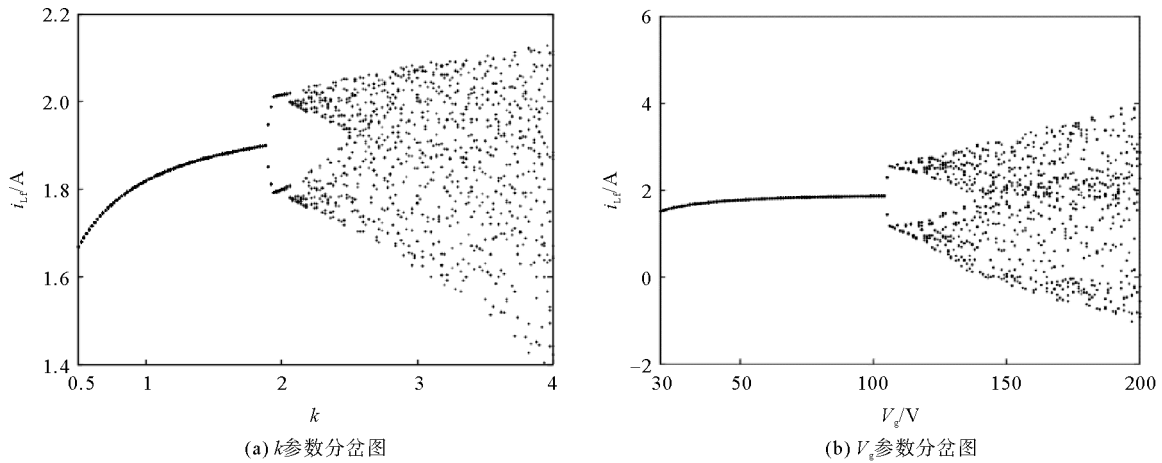


图 6 电感电流峰值处分岔图

Fig. 6 Bifurcation diagrams of inductive current at peak value

由图 6(a)可见,当 $0.5 \leq k < 1.88$ 时,分岔图表现为单一曲线,系统处于稳定状态;当 $1.88 \leq k < 2.14$ 时,分岔图呈现两条曲线,系统处于二倍的倍周期分岔状态;当 $k \geq 2.14$ 时,分岔图从两条曲线逐渐演化为混沌带,最终呈现杂乱分布,系统处于混沌状态。同理,由图 6(b)可见,当 $30 \leq V_g < 140$ V 时,分岔图呈现为单一曲线,系统处于稳定状态;当 $104 \leq V_g < 121$ V 时,系统处于二倍的倍周期分岔状态;当 $121 \leq V_g < 200$ V 时,系统完全进入混沌状态。由此得到结论,随着分岔参数 k 或者 V_g 的增大,系统从原来的稳定状态经分岔后最终进入混沌状态。

依据分岔图的不同状态,分别选取稳定区、分岔区和混沌区所对应的 k 参数,绘制滤波电感电流的时域图和折叠图,其中折叠图是为选取 8 个周期的滤波电感电流波形重叠得到,如图 7 所示,与图 6(a)进行对比验证。当 $k=1$ 时,折叠图是一条规则的正弦曲线,对应着时域图的稳定状态;当 $k=2$ 时,折叠图是两条规则的正弦曲线,对应着时域图的倍周期分岔状态;当 $k=3$ 时,折叠图是一条杂乱的正弦带,对应着时域图的混沌状态。这表明随着参数 k 的增大,输出的电感电流从稳定态过渡到分岔态,最终进入混沌态,折叠图的结论与图 6(a)分岔图一致。

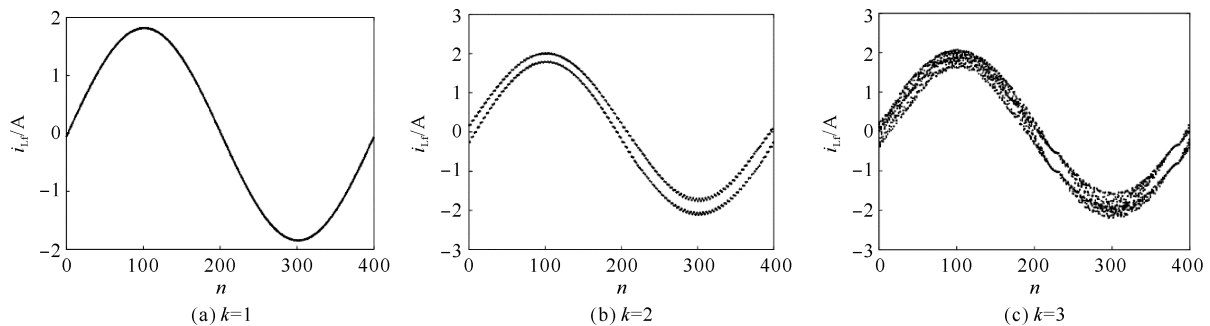


图 7 不同分岔参数 k 下的折叠图

Fig. 7 Folded diagrams under different bifurcation parameters k

通过 k 、 V_g 参数的分岔图可以直观地分析加入 IEDFC 后的控制效果。固定参数不变,分别绘制出引入 IEDFC 后的分岔图,如图 8 所示。

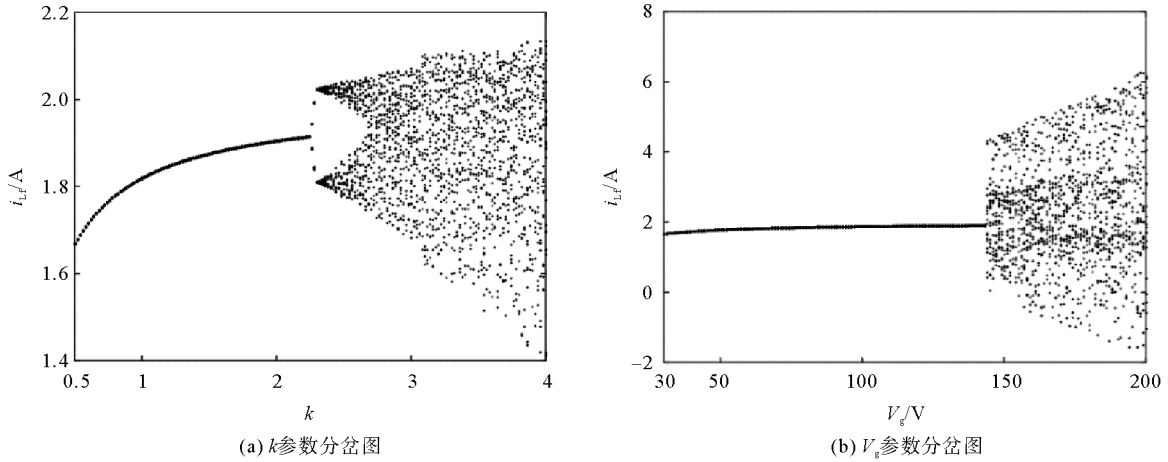


图 8 引入 IEDFC 后电感电流峰值处分岔图

Fig. 8 Bifurcation diagrams of inductive current at peak value after the introduction of IEDFC

从图 8 可以看出,当 k 增大到 2.24 时,系统从稳定状态进入分岔状态,表明加入 IEDFC 后比例参数 k 的稳定分界点从 1.88 增大到 2.24。同理,当 V_g 增大到 143 V 时,系统从稳定状态进入混沌状态,直流电源的电压 V_g 的稳定分界点也从 104 V 增大到 143 V。这表明引入 IEDFC 策略后,有效提高了比例控制下 VMC-QZSI 系统 k 、 V_g 参数的稳定分界点。

3 仿真与实验验证

根据 VMC-QZSI 原理搭建仿真模型,滤波电感电流波形如图 9 和图 10 所示。由图 6 分岔图可知, $k = 2.2$ 时,输出电流波形出现了倍周期分岔现象,下面通过时域图观察引入 TDFC 和 IEDFC 之后的波形变化。

图 9 展示了 $k = 2.2$ 、 $t = 0.1$ s 时,引入 TDFC 前后的电感电流波形以及电流局部放大图。从图 9 可以看出, $t > 0.1$ s 时,输出的电感电流波形失真严重,引入 TDFC 产生的反馈值过大,不仅未能恢复系统稳定,反而使其更加混乱。这表明,当分岔参数过大时,TDFC 反馈信号会带来过大的扰动,无法有效抑制系统的混沌现象。如图 10 所示,当 $t > 0.1$ s 时,引入 IEDFC 后电感电流从杂乱的波动恢复到规则变化,谐波含量大大降低,系统从混沌状态恢复到稳定态。仿真结果与理论分析一致。

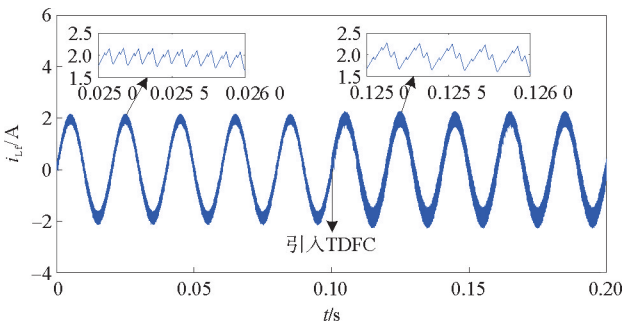


图 9 $k = 2.2$ 时引入 TDFC 后电感电流

Fig. 9 Inductive current after introducing TDFC when $k = 2.2$

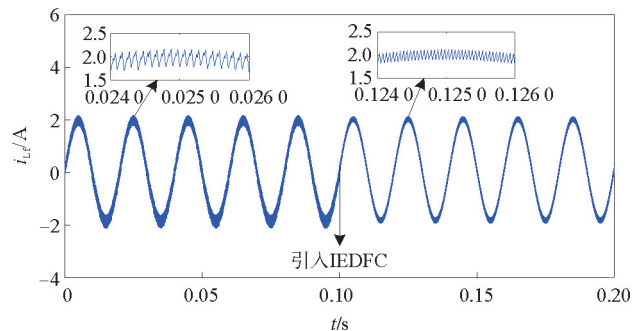


图 10 $k = 2.2$ 时引入 IEDFC 后电感电流

Fig. 10 Inductive current after introducing IEDFC when $k = 2.2$

在理论分析以及计算仿真的基础上,结合实验室现有设备条件,基于 DSPACE 搭建本实验的半实物仿

真实实验平台,通过上位机实时监测输出电流波形,验证理论分析及仿真的正确性。VMC-QZSI 的实验样机和仿真实验平台如图 11 所示。

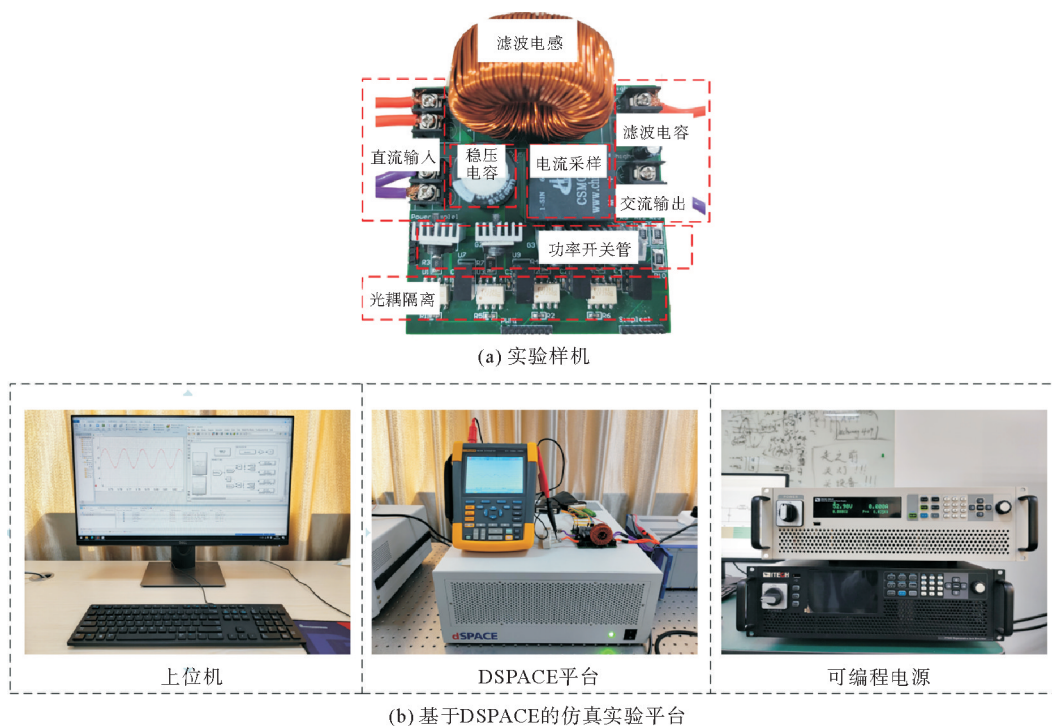


图 11 VMC-QZSI 仿真实验平台

Fig. 11 Simulation experiment platform for VMC-QZSI

当比例参数 $k=2.2$ 时,由图 6 分岔图可知,输出电流波形出现了倍周期分岔现象。对滤波电感电流进行采样如图 12(a)所示,对波形放大得到图 12(b),可以看出,滤波电感电流出现倍周期分岔现象。其他条件不变,在 $k=2.2$ 时引入 TDFC,对滤波电感电流进行采样如图 13(a)所示,对波形放大得到图 13(b),可以看

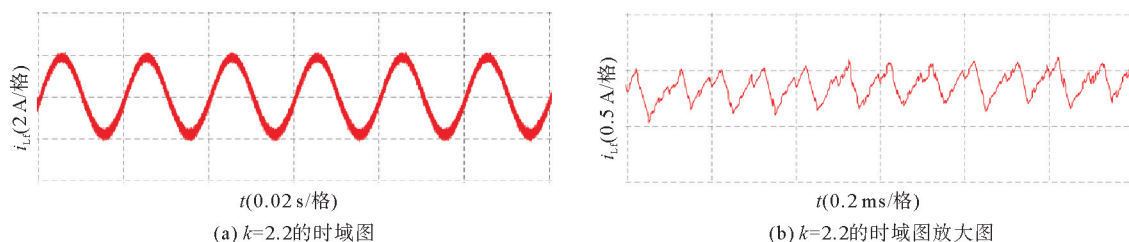


图 12 比例参数 $k=2.2$ 时的时域图和时域图放大图

Fig. 12 Enlarged time domain diagram and time domain diagram with scale parameter $k=2.2$

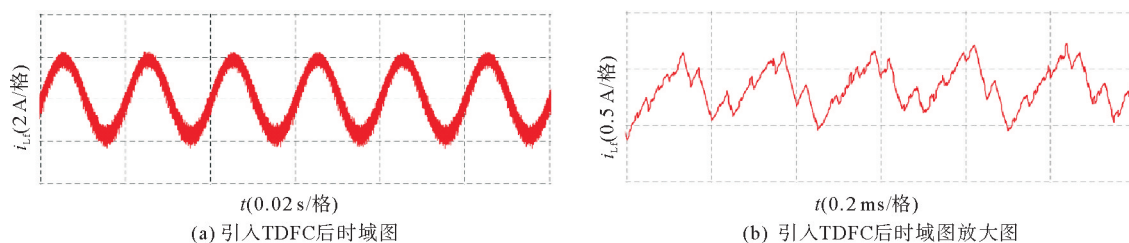


图 13 引入 TDFC 后的时域图和时域图放大图

Fig. 13 Time domain diagram and enlarged time domain diagram after introducing TDFC

出,滤波电感电流波纹杂乱,出现混沌现象。保持其他条件不变,在 $k=2.2$ 时引入 IEDFC,同样对滤波电感电流进行采样,如图 14(a)所示,对波形放大得到图 14(b),可以看出,滤波电感电流为规则的正弦波,系统运行稳定。实验结果与分岔图和仿真的波形图相符合。由上述三个对照实验波形可得,VMC-QZSI 系统在比例控制下引入 IEDFC 的控制效果要优于 TDFC,尤其是当系统参数变化范围较大时控制效果更好。

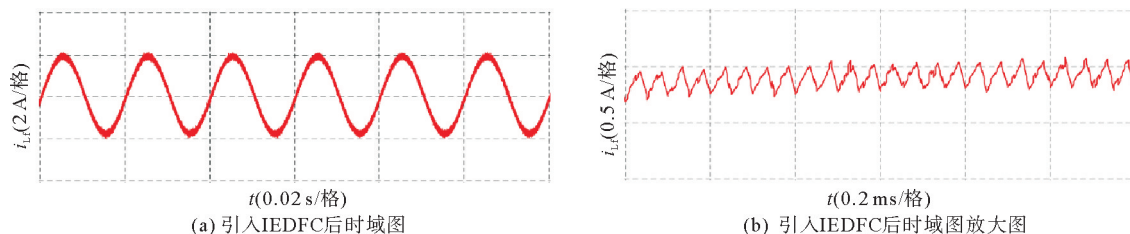


图 14 引入 IEDFC 后的时域图和时域图放大图

Fig. 14 Time domain diagram and enlarged time domain diagram after introducing IEDFC

4 结论

本研究首先建立了比例控制下 VMC-QZSI 系统的离散迭代模型,从时域图、分岔图和折叠图多角度对 VMC-QZSI 系统产生的混沌现象进行分析。为了解决比例控制下 VMC-QZSI 系统关键参数 k 、 V_g 稳定域较小的问题,引入 IEDFC 策略,将 IEDFC 策略与传统的 TDFC 策略对比表明,IEDFC 在系统分岔参数变化幅度较大时,混沌抑制效果更优。通过 MATLAB/Simulink 仿真和实验样机验证了上述理论的正确性。

参考文献:

- [1] 李子欣,高范强,赵聪,等. 电力电子变压器技术研究综述[J]. 中国电机工程学报,2018,38(5):1274-1289.
LI Zixin,GAO Fanqiang,ZHAO Cong,et al. Research review of power electronic transformer technologies[J]. Proceedings of the CSEE,2018,38(5):1274-1289.
- [2] ZHOU Y,LIU L M,LI H. A high-performance photovoltaic module-integrated converter (MIC) based on cascaded quasi-Z-source inverters (qZSI) using eGaN FETs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2013,28(6):2727-2738.
- [3] 孙鼎,苏宏升,江昆,等. 一种新型准Z源逆变器[J]. 济南大学学报(自然科学版),2019,33(3):199-206.
SUN Ding,SU Hongsheng,JIANG Kun,et al. A new type of quasi-Z source inverter[J]. Journal of University of Jinan (Science and Technology),2019,33(3):199-206.
- [4] 代璐,龙屹平. PI调节下光伏逆变器的分岔与混沌现象研究[J]. 电力系统保护与控制,2012,40(24):89-94.
DAI Lu, LONG Yanping. Study of bifurcation and chaos for photovoltaic inverter under PI controller[J]. Power System Protection and Control,2012,40(24):89-94.
- [5] 江伟,吴荣华. 基于幂次趋近律滑模控制的 H 桥逆变器复杂动力学行为研究[J]. 振动与冲击,2020,39(10):7-14.
JIANG Wei,WU Ronghua. Research on complex dynamic behavior of H-bridge inverter based on power reaching law sliding mode control[J]. Vibration and Shock,2020,39(10):7-14.
- [6] 江伟,吴荣华,袁芳. 改进指数趋近律滑模控制的 H 桥逆变器的非线性动力学行为研究[J]. 振动与冲击,2021,40(9):292-297.
JIANG Wei,WU Ronghua,YUAN Fang. Nonlinear dynamic behavior of H-bridge inverter with sliding mode control based on improved exponential approach law[J]. Journal of Vibration and Shock,2021,40(9):292-297.
- [7] 龚仁喜,尹志红. 一种单相 H 桥光伏逆变器混沌控制方法[J]. 物理学报,2021,70(2):312-321.
GONG Renxi,YIN Zhihong. A chaos control method of single-phase H-bridge photovoltaic inverters[J]. Acta Physica Sinica,2021,70(2):312-321.
- [8] 任明炜,吴函,刘翔宇. 光伏并网用新型开关电感准Z源逆变器的研究[J]. 电力电子技术,2020,54(2):80-84.
REN Mingwei,WU Han,LIU Xiangyu. Research on a novel switched inductance quasi-Z source inverter for photovoltaic

- grid connection[J]. Power Electronics, 2020, 54(2): 80-84.
- [9] 李云侠, 张巧杰, 余巧. 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器[J]. 西安理工大学学报, 2021, 37(1): 83-89.
LI Yunxia, ZHANG Qiaojie, YU Qiao. Cascade quasi-Z-source inverter based on improved switched inductor[J]. Journal of Xi'an University of Technology, 2021, 37(1): 83-89.
- [10] 李山, 崔森, 陈艳, 等. 高频 Z 源 DC/DC 变换器的非线性动力学行为分析[J]. 高电压技术, 2017, 43(10): 3290-3299.
LI Shan, CUI Sen, CHEN Yan, et al. Nonlinear chaotic behavior analysis of DC/DC converters with high frequency Z-source[J]. High Voltage Engineering, 2017, 43(10): 3290-3299.
- [11] 周志阳. 弱电网下隔离准 Z 源光伏逆变器的非线性动力学行为分析[D]. 重庆: 重庆理工大学, 2021.
ZHOU Zhiyang. Nonlinear dynamics behavior analysis of isolated quasi-Z-source photovoltaic inverter in weak grid[D]. Chongqing: Chongqing University of Technology, 2021.
- [12] 李志军, 张珈玮, 刘爽, 等. 变拓扑准 Z 源逆变器[J]. 太阳能学报, 2018, 39(12): 3430-3439.
LI Zhijun, ZHANG Jiawei, LIU Shuang, et al. Variable topology quasi-Z-source inverter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2018, 39(12): 3430-3439.
- [13] 雷杨松. 准 Z 源光伏并网逆变器的设计[D]. 淄博: 山东理工大学, 2020.
LEI Yangsong. Design of quasi Z-source photovoltaic grid-connected inverter[D]. Zibo: Shandong University of Technology, 2020.
- [14] 李恺. 改进倍压单元准 Z 源逆变器非线性行为分析和控制[D]. 青岛: 青岛理工大学, 2020.
LI Kai. Nonlinear behavior analysis and chaos control of improved multiplier voltage rectifier quasi-Z-source inverter[D]. Qingdao: Qingdao University of Technology, 2020.
- [15] ZHANG M, LI H B, HAO Y Y, et al. A modified switched-coupled-inductor quasi-Z-source inverter[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(3): 3634-3646.
- [16] 曹益畅, 丁新平, 韦正怡, 等. 改进型准 Z 源单相逆变器非线性动力学研究[J]. 太阳能学报, 2022, 43(11): 60-67.
CAO Yichang, DING Xinping, WEI Zhengyi, et al. Research on nonlinear dynamic behavior of an improved quasi-Z-source single-phase inverter[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(11): 60-67.

(责任编辑: 齐敏华)