

考虑死区非线性的L滤波单相并网逆变器的精确离散迭代模型及其分岔行为*

谢瑞良 郝翔 王跃[†] 杨旭 黄浪 王超 杨月红

(西安交通大学电气工程学院, 电力设备电气绝缘国家重点实验室, 西安 710049)

(2013年12月27日收到; 2014年2月26日收到修改稿)

并网逆变器系统作为一个时变非线性系统, 具有复杂的动力学行为, 而死区非线性的引入使系统的非线性行为更为复杂和难以预测. 本文以考虑死区非线性的L滤波单相并网逆变器为研究对象, 首先观察不同死区时间下系统的输出电流波形, 发现在控制器参数固定的情况下, 随着死区时间的增加, 系统会出现分岔现象; 其次, 根据死区非线性特性及其引起的电流过零钳位现象, 分多种情况全面地建立了精确完整的离散迭代模型, 并在此基础上对系统的分岔行为进行理论分析. 此外, 系统的稳定性判定具有重要的工程指导意义, 由于死区非线性的引入, 常规解析方法使用困难, 而图解法的精度又难以令人满意, 因此提出了一种基于等效占空比的稳定性判断方法, 可以精确地判定系统的稳定边界, 为控制器参数设计和死区时间设计提供了可靠依据.

关键词: 并网逆变器, 死区非线性, 离散迭代模型, 分岔行为

PACS: 05.45.-a, 84.30.Jc, 47.20.Ky

DOI: 10.7498/aps.63.120510

1 引言

由于使用高频开关器件, 电力电子系统具有复杂的动力学行为, 是非线性领域的重要研究对象^[1]. 研究表明, 系统的分岔和混沌等非线性现象会造成电磁噪声、临界运行突然崩溃和无法按照设计工作等各种难以预测的不规则现象^[1-3]. 因此, 对电力电子系统的非线性的深入研究是十分有价值的, 可以帮助工程师在设计时避开各种不规则现象, 让系统始终维持在稳态运行.

近年来, 国内外很多学者对电力电子系统的非线性进行了深入研究, 但大多集中在直流斩波(DC-DC)电路^[4-7]. 文献^[8, 9]首次研究了比例控制下H桥逆变器的分岔和混沌行为, 将电力电子系统的非线性研究扩展到逆变器领域, 但文中采用直流信号作为电流参考, 本质上仍未脱离DC-DC变换器的范畴. 目前, 逆变器系统的非线性行为研究

已经成为热点, 不少学者取得了十分有价值的结果: 王学梅等^[10]通过研究指出逆变器系统中存在快变和慢变两种尺度的非线性行为, 并提出慢变稳定性定理用来预测正弦逆变器中的混沌现象; 雷博等^[11]采用“标量化”的离散迭代模型对数字控制下的逆变器系统进行了研究, 阐释了系统发生Hopf分岔的内在机理, 并准确预测了系统低频振荡现象的发生; 郝翔等^[12]研究了滑模变结构控制下的逆变器系统的非线性现象, 将逆变器系统的非线性行为研究拓展到了非线性控制领域.

在工程应用中, 为了避免桥臂直通短路, 必须在上下开关管的驱动信号之间设置一定的死区时间. 死区引起的非线性会严重影响系统的输出波形, 造成谐波畸变, 是逆变器系统中非线性的一个重要组成部分^[13-21]. 然而之前的文献在系统建模时都忽略了死区非线性, 不仅与工程实际不符, 而且缺乏对死区可能造成的非线性行为的分析. 因此, 考虑死区非线性的逆变器系统建模及其非线性动力

* 国家自然科学基金(批准号: 51177129)和国家高技术研究发展计划(批准号: 2011AA05A305)资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: 13572863058@126.com

学行为的研究具有重要的理论和工程价值.

本文以考虑死区非线性的比例控制L滤波单相并网逆变器为例,首先观察系统在不同死区时间下的输出波形,发现在较小的控制器参数下,随着死区时间的增大,系统会在输出过零点附近出现倍周期分岔现象;其次在考虑死区非线性及其引起的电流过零钳位现象的基础上,将逆变器系统的工作状态分成多种情况进行分析和建模,同时考虑它们之间相互转换的临界条件,提出了完整的考虑死区非线性的逆变器系统离散迭代模型;此外,分析系统稳定性在工程应用上十分必要,但是由于死区的非线性特性,雅可比矩阵特征值判断法等解析方法不再适用,而分岔图法等图解法又难以满足精度要求^[12],最后本文提出了一种新型的基于等效占空比的稳定性判据,为考虑死区非线性的逆变器系统的控制器参数设计提供了可靠的依据.

2 考虑死区非线性的比例控制L滤波单相并网逆变器工作原理及输出

比例控制的一阶单相并网逆变器系统如图1所示, E 为电压源, S_1 — S_4 为带反并联二极管的开关管, L 为输出滤波电感, R 为线路及电网的阻抗. 并网电流 i 与 i_{ref} 比较之后送至比例控制器产生控制量 u , 再通过脉冲宽度调制(PWM)和驱动电路来控制开关管工作.

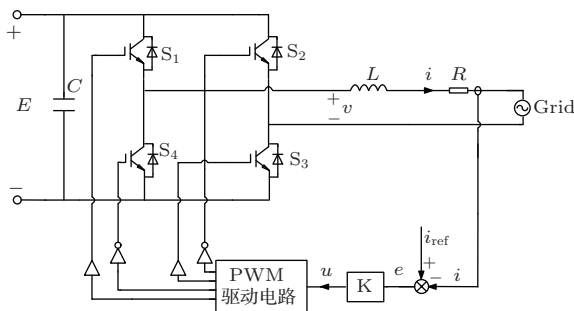


图1 比例控制下的一阶单相并网逆变器

在不考虑死区的情况下,逆变器中存在两种工作状态. 状态1, S_1 和 S_3 导通, S_2 和 S_4 关断, 输出电流上升; 状态2, S_1 和 S_3 关断, S_2 和 S_4 导通, 输出电流下降. 在控制器的作用下系统会在状态1和状态2之间来回切换, 由于采用脉冲宽度调制的方式, 一个开关周期 T_s 内系统状态只会切换一次.

状态1的状态方程为

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i + \frac{E}{L} - \frac{A \sin(\omega \cdot t)}{L} \quad (v = E), \quad (1)$$

状态2的状态方程为

$$\frac{di}{dt} = -\frac{R}{L}i - \frac{E}{L} - \frac{A \sin(\omega \cdot t)}{L} \quad (v = -E), \quad (2)$$

其中 i 为逆变器输出电流, v 为逆变器输出电压, A 为电网电压幅值, ω 为电网电压角频率.

如果考虑死区非线性, 逆变器在输出电流 $i < 0$ 时, 输出电流和输出电压波形如图2左半边所示, 在死区持续时间内, S_1 和 S_3 的开关管关断, 开关管的反并联二极管导通, 并产生 E 的输出电压; 逆变器在输出电流 $i > 0$ 时, 输出电流和输出电压波形如图2右半边所示, 在死区持续时间内, S_2 和 S_4 的开关管关断, 开关管的反并联二极管导通, 并产生 $-E$ 的输出电压^[22-24].

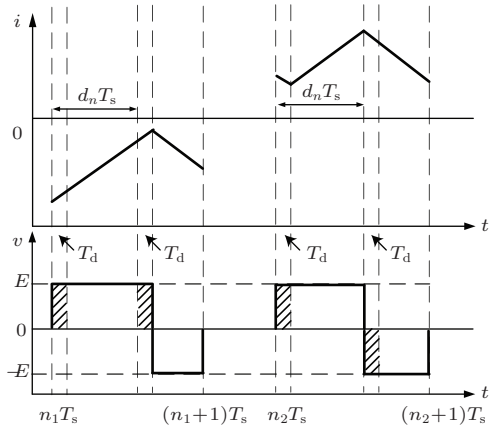


图2 考虑死区非线性时逆变器在输出电流 $i > 0$ 和 $i < 0$ 两种情况下的电流和电压波形

根据逆变器的工作原理及其死区非线性建立精确的计算机仿真, 选择逆变器的参数如下: $E = 500 \text{ V}$, $L = 1 \text{ mH}$, $R = 0.8 \Omega$, $f_s = 30 \text{ kHz}$, $\omega = 314 \text{ rad/s}$, $i_{ref} = 50 \sin(\omega t) \text{ A}$.

考虑死区非线性的比例控制下的一阶并网逆变器有两个变量, 死区时间 T_d 和比例控制器参数 k . 在不考虑死区的情况下, 通过雅可比矩阵特征值法^[11], 可求得使系统发生倍周期分岔的参数边界为 $k = 0.115$. 为了避免控制器参数 k 对死区引起的非线性现象造成干扰, 固定 $k = 0.08$, 观察 T_d 由小到大变化时系统的仿真波形.

图3为 $k = 0.08$, T_d 取不同值时系统的输出波形及其频谱分析. 本文研究的系统开关频率为 30 kHz , 在实际应用一般采用的死区时间为 $2-4 \mu\text{s}$, 即下文所示的 $0.06T_s-0.13T_s$. 如图3(a)

所示, $T_d = 0.03T_s$ 时, 频谱图中只存在基波频率、开关频率以及少量由死区引起的低频成分, 系统稳定工作.

图 3(b) 是 $T_d = 0.07T_s$ 的情况, 此时输出电流过零点附近出现倍周期现象, 在频谱图中也可以观察到一定的二分频成分.

如图 3(c) 所示, 当 $T_d = 0.11T_s$ 时, 系统在输出电流过零点附近出现了更明显的倍周期现象, 频谱分析图中的二分频的成分有所增加.

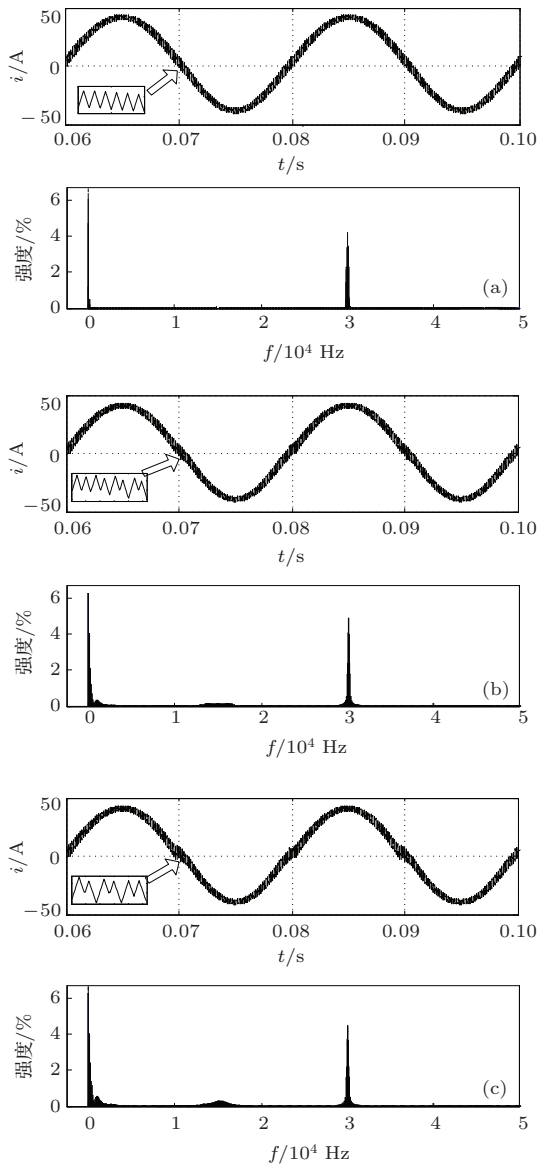


图3 不同条件下的电流波形及其频谱分析
(a) $k = 0.08, T_d = 0.03T_s$; (b) $k = 0.08, T_d = 0.07T_s$;
(c) $k = 0.08, T_d = 0.11T_s$

至此可以得出以下结论: 在固定控制器参数 k 的情况下, 随着死区时间的增大, 逆变器系统会逐渐由稳定工作变为倍周期分岔, 而倍周期分岔首先出现在过零点附近. 为了进一步研究死区非线性

的影响, 下面将建立考虑死区非线性的离散迭代模型, 并基于此模型进行分析.

3 考虑死区非线性的精确离散迭代模型及其分岔行为分析

3.1 考虑死区非线性的精确离散迭代模型

为了对系统的分岔行为进行分析, 首先应为系统建立精确的模型. 具体建模方法采用DC-DC变换器非线性行为研究中经常使用的频闪映射法, 其主要思想是以开关周期 T_s 作为频闪采样的间距, 用前一采样时刻的状态变量值来表示下一采样时刻的状态变量值, 从而得到系统的状态变量的离散迭代关系 [10-12]. 对本文所研究的逆变器系统来说, 选取输出电流作为状态变量, 通过对一个开关周期内不同工作状态下的电流进行分段积分, 即可得到所需的离散迭代模型.

由于电流在死区时间内会从开关管的反并联二极管流通, 一旦电流达到零, 二极管将关断, 此时输出电压和输出电流都为零, 并将一直持续到死区时间结束, 这种现象被称为电流过零钳位现象 (zero crossing clamping) [24]. 由于死区非线性及其引起的电流过零钳位现象的引入, 本文将输出电流的状态分为图 4 所示的 7 种情况来分析 [20-22].

情况 A 电流在一个开关周期内都小于零, 在两段死区内电流按照 (1) 式变化, 对其进行分段积分可得:

$$i(n+1) = i(n) \cdot e^{\alpha T_s} + \beta [e^{\alpha T_s} - 2e^{\alpha((1-d_n)T_s - T_d)} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R} (1 - e^{\alpha T_s}). \quad (3)$$

情况 B 电流在第一段死区内按照 (1) 式变化, 在第二段死区内发生电流过零钳位, 因此可以直接从 $nT_s + d_n T_s + T_d$ 到 $(n+1)T_s$ 以初值零进行积分, 可得

$$i(n+1) = -\frac{E + A \sin(\omega n T_s)}{R} \times (1 - e^{\alpha((1-d_n)T_s - T_d)}). \quad (4)$$

情况 C 电流在第一段死区内按照 (1) 式变化, 在第二段死区内发生电流过零钳位, 对电流进行分段积分, 得到的公式和情况 B 相同.

情况 D 电流在第一段死区内按照 (1) 式变化, 在第二段死区内按照 (2) 式变化, 对其分段进行

积分可得

$$i(n+1) = i(n) \cdot e^{\alpha T_s} + \beta[e^{\alpha T_s} - 2e^{\alpha(1-d_n)T_s} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha T_s}). \quad (5)$$

情况 E 电流在第一段死区内发生电流过零钳位, 在第二段死区内按照 (2) 式变化, 可以从 $nT_s + T_d$ 到 $(n+1)T_s$ 以初值为零进行分段, 并得到如下结果:

$$i(n+1) = \beta[e^{\alpha(T_s-T_d)} - 2e^{\alpha(1-d_n)T_s} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha(T_s-T_d)}). \quad (6)$$

情况 F 电流在第一段死区内发生电流过零钳位, 在第二段死区内按照 (2) 式变化, 进行分段积分将得到和情况 E 相同的公式.

情况 G 电流在第一段和第二段死区内都按照 (2) 式变化, 进行分段积分将得到如下公式:

$$i(n+1) = i(n) \cdot e^{\alpha T_s} + \beta[-e^{\alpha T_s} - 2e^{\alpha(1-d_n)T_s} + 2e^{\alpha(T_s-T_d)} + 1]$$

$$i(n+1) = \begin{cases} i(n) \cdot e^{\alpha T_s} + \beta[e^{\alpha T_s} - 2e^{\alpha(1-d_n)T_s} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha T_s}) & (i(n) < i_1, i(nT_s + d_n T_s) > i_2) \\ -\frac{E + A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha((1-d_n)T_s - T_d)}) & (i(n) < i_1, i_1 < i(nT_s + d_n T_s) < i_2) \\ i(n) \cdot e^{\alpha T_s} + \beta[e^{\alpha T_s} - 2e^{\alpha((1-d_n)T_s - T_d)} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha T_s}) & (i(n) < i_1, i(nT_s + d_n T_s) < i_1) \\ \beta[e^{\alpha(T_s - T_d)} - 2e^{\alpha(1-d_n)T_s} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha(T_s - T_d)}) & (i_1 < i(n) < i_2) \\ i(n) \cdot e^{\alpha T_s} + \beta[-e^{\alpha T_s} - 2e^{\alpha(1-d_n)T_s} + 2e^{\alpha(T_s - T_d)} + 1] - \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha T_s}) & (i(n) > i_2) \end{cases}, \quad (11)$$

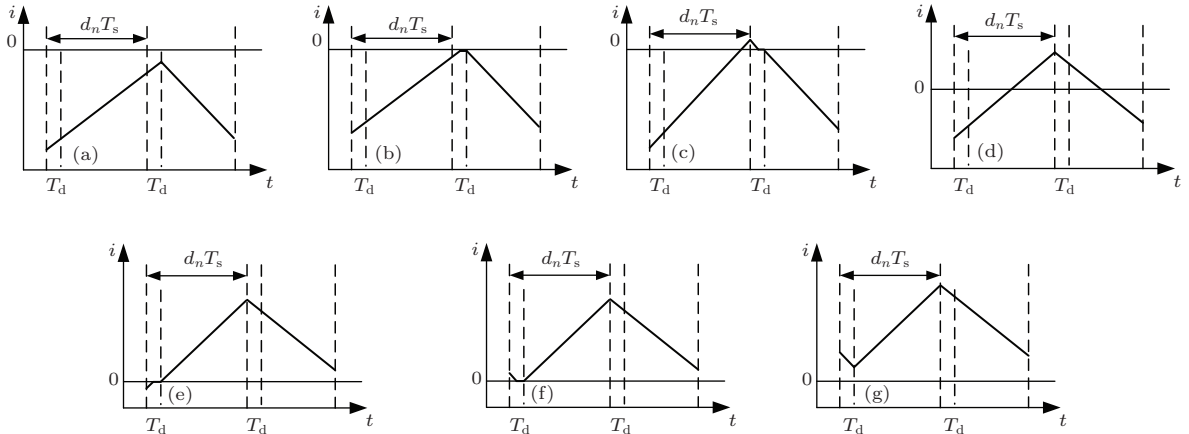


图4 7种情况下的输出电流状态 (a) 情况 A; (b) 情况 B; (c) 情况 C; (d) 情况 D; (e) 情况 E; (f) 情况 F; (g) 情况 G

$$- \frac{A \sin(\omega n T_s)}{R}(1 - e^{\alpha T_s}). \quad (7)$$

以上式中 $\alpha = -R/L$, $\beta = -E/R$, d_n 为第 n 个开关周期所对应的占空比. 对比例控制器, 占空比可由下式得出:

$$d_n = \frac{k[i_{\text{ref}}(n) - i(n)] + 1}{2}, \quad (8)$$

其中 $i_{\text{ref}}(n) = A \sin(2\pi f \cdot n T_s)$.

如图 5 所示, 通过对电流过零钳位的两种情况进行分析, 可以得到发生电流过零钳位的临界条件为死区开始时刻的电流值处在 i_1 和 i_2 之间. i_1 和 i_2 可以通过死区时间内对电流所进行的积分反求得:

$$i_1 = \frac{[E - A \sin(\omega n T_s)]}{R e^{\alpha T_d}}(e^{\alpha T_d} - 1), \quad (9)$$

$$i_2 = \frac{[-E - A \sin(\omega n T_s)]}{R e^{\alpha T_d}}(e^{\alpha T_d} - 1). \quad (10)$$

根据 7 种不同情况的判别条件, 得出考虑死区的逆变器精确离散迭代模型如下:

在此离散迭代模型的基础上,可以对系统的分岔行为进行分析.

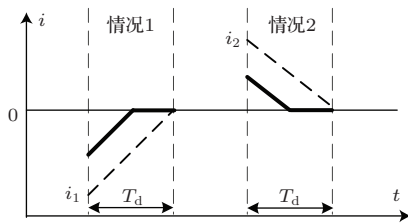


图5 电流过零钳位的两种情况示意图

3.2 系统的分岔行为分析

通过之前仿真结果可以看出,随着系统死区时间的变化,输出电流波形中出现了分岔现象.以往对逆变器系统分岔行为的研究往往采用雅可比矩阵特征值和李雅普诺夫指数等解析方法,以及折叠图和分岔图等图解法.由于两种解析方法都需要对系统的离散迭代方程进行求导,而本文所求得的离散迭代方程并不能完全反映发生电流钳位的死区时间内系统的状态,因此使用解析法存在一定的误差.本文使用图解法来进行研究.

折叠图法指的是将离散迭代稳定后的若干个工频周期的波形按照采样时刻对齐之后折叠到一起.当 $k = 0.08$, T_d 分别取 $0.03T_s$, $0.08T_s$, $0.13T_s$, 系统的折叠图如图 6 所示.

当 $T_d = 0.03T_s$ 时,系统的折叠图呈现一条完整的正弦曲线,此时系统处于稳定工作状态; $T_d = 0.08T_s$ 时,折叠图在过零点附近分成两条曲线,系统中出现倍周期分岔;当 T_d 增大到 $T_d = 0.13T_s$ 时,系统的倍周期分岔现象更为明显.

分岔图法指的是对不同参数下迭代稳定后连续若干个工频周期的输出波形中同一固定位置进行采样,并将这些采样值描绘在同一幅图中.下面使用分岔图法对不同死区时间下的输出波形进行分析(在过零点附近选取一个固定采样位置),图 7 为固定 $k = 0.08$, 改变 T_d 得到的分岔图,可以看出当 T_d 较小时,分岔图呈现一条重合的曲线,此时系统稳定工作;随着 T_d 的增大,分岔图呈现两条交错的曲线,此时系统出现了倍周期分岔现象.

对死区非线性所引起的分岔行为进行定性分析如下:在电流上升段,正常电流变化过程是从上文所示的情况 A 逐步变化到情况 G. 以情况 E 为例,当死区时间增大到一定程度之后,由于电流过零钳位现象的影响增大,第 n 个开关周期结束,第 $(n+1)$ 个开关周期起始时的电流 $i(n+1)$ 比电流给

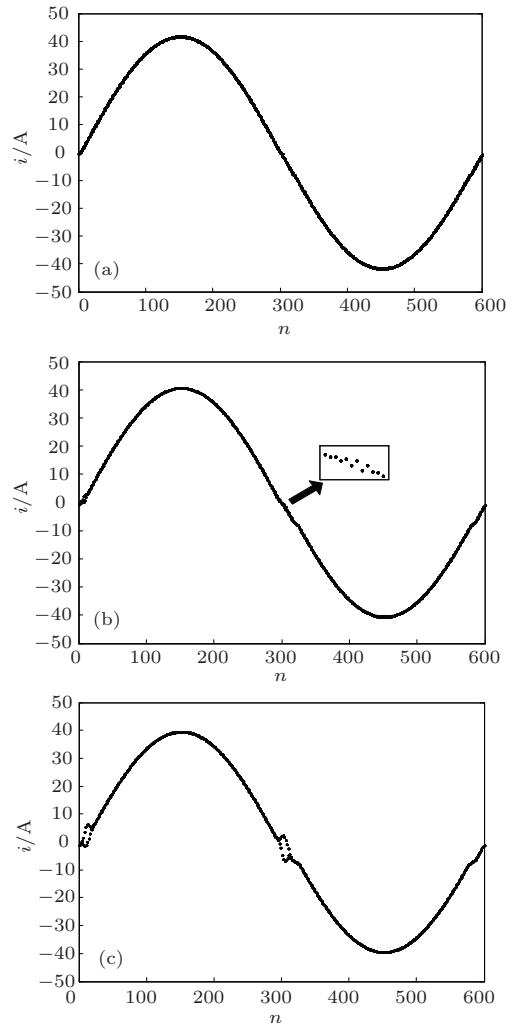


图6 固定 $k = 0.08$, 改变 T_d 得到的折叠图 (a) $T_d = 0.03T_s$; (b) $T_d = 0.08T_s$; (c) $T_d = 0.13T_s$

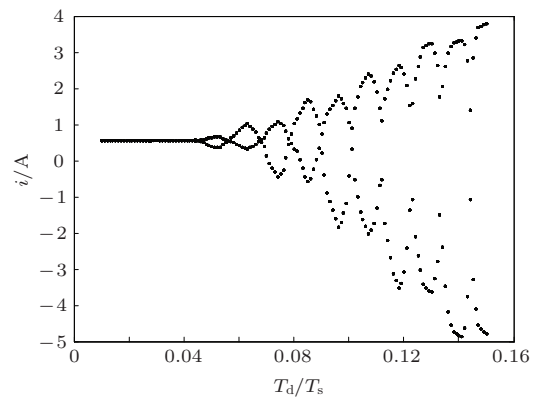


图7 固定 $k = 0.08$, 改变 T_d 得到的系统的分岔图

定 $i_{ref}(n+1)$ 大一些,从而引起该开关周期占空比 d_{n+1} 小于正常情况,系统会进入情况 G, 但占空比明显小于图 4(g) 所示,加之死区时间长度增大造成的影响,在该开关周期结束时电流 $i(n+2)$ 又会比电流给定 $i_{ref}(n+2)$ 小很多.因此,第 $(n+2)$ 个开关周期系统的占空比 d_{n+2} 将再次变大,系统会

再次进入情况E或者进入和情况E相近的情况F. 如此反复直到电流给定增大到令受死区影响的电流无法超出电流给定为止. 图8为上述过程的示意图.

在以上研究基础上, 可以做如下总结: 当固定 k 增大 T_d 时, 系统会逐渐由稳定工作变为出现倍周期分岔现象, 死区时间的改变可以影响到系统的非线性动力学行为以及系统的稳定性.

4 系统的稳定性判据

参考DC-DC变换器的非线性动力学行为研究, 系统的稳定性分析可以为参数设计提供依据. 对于本文所研究的系统, 当倍周期分岔现象出现时, 系统处于不稳定状态 [10-13], 通过求解不稳定临界参数值即可得出系统稳定工作的参数范围, 进而为死区时间以及控制器参数的设计提供可靠依据.

尽管折叠图法和分岔图法是分析系统分岔行为的有效途径, 更是判定系统混沌现象的重要依据, 但是两者在分析系统稳定性时存在一定的问题: 对折叠图法来说, 其只能对一组特定参数下系

统的状态进行分析, 需要多次反复画图才能确定临界稳定参数, 工程应用存在困难, 并且由于缺乏定量的判断依据, 系统刚开始出现的倍周期分岔现象很不明显, 使用折叠图法容易引入人为误差; 对分岔图法来说, 逆变器这种交流跟踪系统中存在的正弦稳态误差会导致难以预测最先出现分岔现象的采样位置, 因此分岔图法也是一种不够精确的分析方法.

综上, 现有的各种方法都不能满足分析系统稳定性的要求, 因此一种新的能够准确分析系统稳定性的判断依据亟待探索.

文献 [13] 提出了一种基于占空比曲线的单调性的稳定性判据: 当系统处于稳定工作状态时, 系统占空比将严格按照正弦曲线的单调性进行变化; 当系统出现倍周期分岔时, 占空比曲线将不再满足正弦曲线的单调性. 由于系统在死区过程中仍然通过二极管续流, 死区过程中系统或工作在 (1) 式状态, 或工作在 (2) 式状态, 又或者工作在电流钳位状态, 相当于死区改变了系统的等效占空比. 图9所示为在本文上一节定义的情况A, 情况G和情况D下发生倍周期分岔的电流波形及其PWM信号, 图

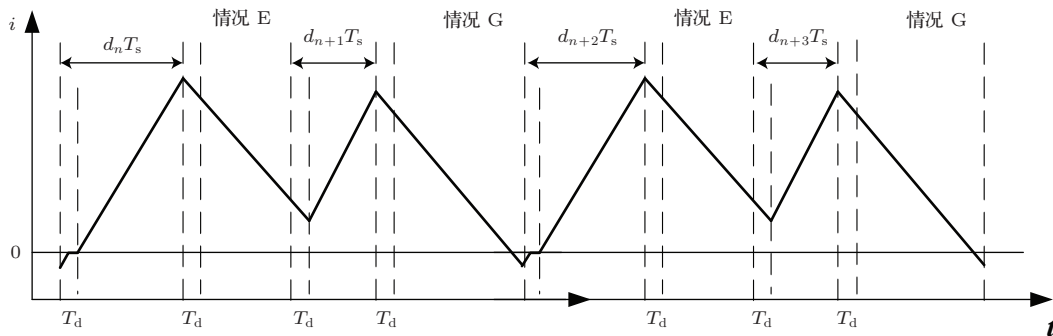


图8 系统分岔行为的定性分析示意图

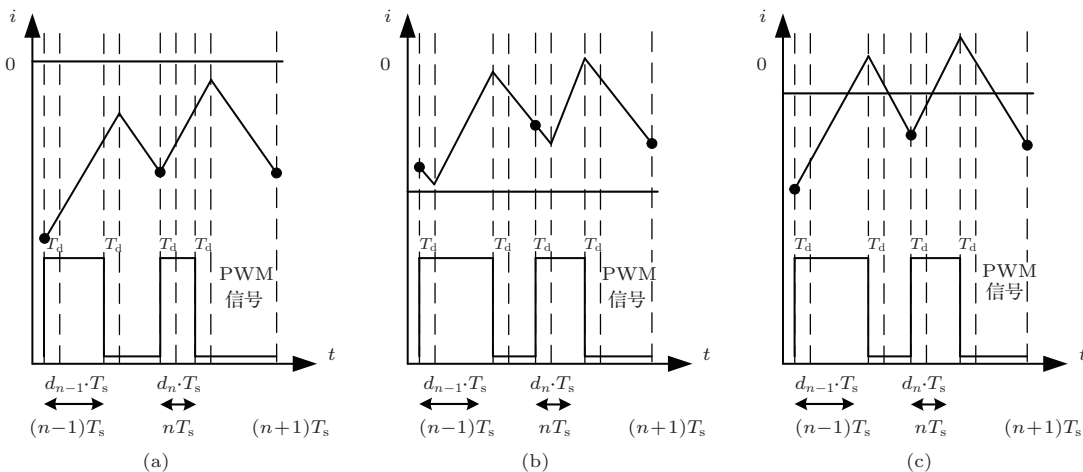


图9 系统发生倍周期分岔时的输出电流波形和对应的PWM信号 (a) 情况A; (b) 情况G; (c) 情况D

中阴影部分表示三种情况对应的等效占空比. 在这三种情况下可以通过等效占空比的单调性来判断系统是否处于稳定工作状态.

对于上节所定义的情况 B, 情况 C, 情况 E 和情况 F 来说, 由于某个死区发生了电流过零钳位, 因此不能直接给出它们的等效占空比. 对于发生电流过零钳位的死区所造成的等效占空比增量 Δd_{eq} , 可用图 10 所示的近似方法求得. 死区中发生电流过零钳位的部分可以等效成一段上升的电流和一段下降的电流的共同作用. 由于电流过零钳位发生在零电流附近, 因此可以认为等效得到的上升电流和下降电流斜率相等, 而且所占的时间也相等. 在此基础上分别给出情况 B 到情况 F 的等效占空比增量 Δd_{eq} 的公式:

情况 B

$$\Delta d_{eq} = \frac{[i_1 + i(nT_s + d_n T_s)]T_d}{2i_1 T_s}, \quad (12)$$

情况 C

$$\Delta d_{eq} = \frac{[i_2 - i(nT_s + d_n T_s)]T_d}{2i_2 T_s}, \quad (13)$$

情况 E

$$\Delta d_{eq} = \frac{[-i_1 + i(nT_s)]T_d}{2i_1 T_s}, \quad (14)$$

情况 F

$$\Delta d_{eq} = \frac{[-i_2 - i(nT_s)]T_d}{2i_2 T_s}. \quad (15)$$

参考文献 [13] 中提出的快变稳定性定理, 通过电流下降段过零点附近 M 个开关周期 (M 大到足以包括 A 到 G 7 种不同情况) 的等效占空比的单调性可以对系统的稳定性进行判断. 用公式表示如下:

$$P = \sum_{n=N_0}^{N_0+M-1} \frac{d(n) + \Delta d_{eq}(n) - d(n+1) - \Delta d_{eq}(n+1)}{|d(n) + \Delta d_{eq}(n) - d(n+1) - \Delta d_{eq}(n+1)|}. \quad (16)$$

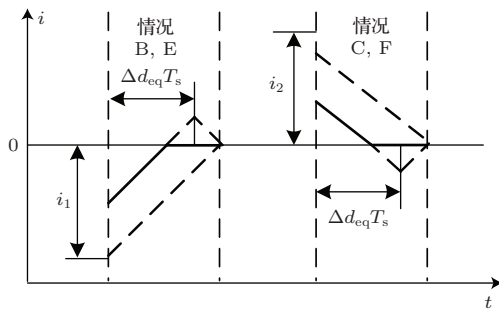


图 10 情况 B, 情况 C, 情况 E 和情况 F 中发生电流钳位的死区所产生的等效占空比增量的计算示意图

需要注意的是, 电流下降段是由情况 G 到情况 A 逐渐变化的过程, 在这个过程中开关周期自身的占空比逐渐减小, 但是等效占空比增量 Δd_{eq} 随着情况之间的切换逐渐增大. 为了避免误判, 7 种情况相互切换的过程将不纳入公式计算 (电流下降段只会按照从情况 G 到情况 A 的顺序依次切换, 并且每种切换只发生一次). 因此当 $P \geq (M - 12)$ 时系统处于稳定工作状态, 否则系统将发生倍周期分岔而进入不稳定状态. 该稳定性判据的具体证明过程如下.

证明 设 (16) 式所选取的 M 个开关周期中有 M_0 个开关周期的等效占空比大于它前一开关周期

的等效占空比. 根据 (16) 式可求得:

$$P = M - 2M_0, \quad (17)$$

当 $M_0 \leq 6$ 时, 由 (17) 式可以推出此时有 $P \geq (M - 12)$ 成立, 反之亦然.

根据稳定性判据可以得出如图 11 所示的系统稳定域. 对于一个系统来说, 死区时间太小会降低系统的可靠性, 而过大的死区时间会增大系统输出波形的总谐波失真, 并引发非线性现象, 造成系统不稳定. 因此可以根据该稳定域对系统的死区时间进行进一步设计, 从而得到一个既可以满足可靠性又不会影响系统稳定性的死区时间.

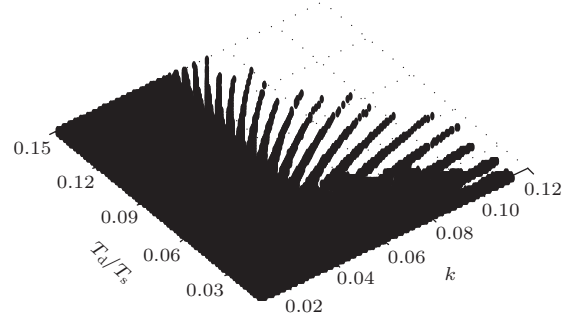


图 11 根据稳定性判据所得出的系统稳定域

5 结 论

考虑死区非线性的并网逆变器是一种具有复杂动力学行为的时变非线性系统, 但对这类系统的探索至今仍十分有限. 本文以比例控制的L滤波单相并网逆变器为研究对象, 在考虑死区非线性以及电流过零钳位现象的前提下建立了完整精确的系统模型. 并在该模型的基础上, 对系统的非线性动力学行为进行研究, 指出死区非线性也可以使系统发生分岔行为. 为了能够为工程应用提供设计依据, 本文提出了一种基于等效占空比的稳定性判据, 可以有效地界定系统稳定边界, 为系统的死区时间以及控制器参数设计提供依据, 具有理论和工程价值.

参考文献

- [1] Ma X K, Li M, Dai D, Zhang H, Zou J L 2006 *Trans. CES* **2** 1 (in Chinese) [马西奎, 李明, 戴栋, 张浩, 邹建龙 2006 电工技术学报 **2** 1]
- [2] Zhang B, Qu Y 2003 *Proc. CSEE* **23** 99 (in Chinese) [张波, 曲颖 2003 电机工程学报 **23** 99]
- [3] Luo X S, Wang B H, Chen G R, Quan H J, Fang J Q, Zou Y L, Jiang P Q 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 12 (in Chinese) [罗晓曙, 汪秉宏, 陈关荣, 全宏俊, 方锦清, 邹艳丽, 蒋品群 2003 物理学报 **52** 12]
- [4] Aroudi A, Debbat M, Giral R, Oliver G, Benadero L, Toribio E 2005 *Int. J. Bifurc. Chaos* **15** 1549
- [5] Liu W Z, Zhang H, Ma X K 2005 *Proc. CSEE* **25** 43 (in Chinese) [刘伟增, 张浩, 马西奎 2005 电机工程学报 **25** 43]
- [6] Ma X K, Liu W Z, Zhang H 2005 *Proc. CSEE* **25** 61 (in Chinese) [马西奎, 刘伟增, 张浩 2005 电机工程学报 **25** 61]
- [7] Dai D, Zhang B, Li S N, Ma X K 2008 *Trans. CES* **23** 65 (in Chinese) [戴栋, 张波, 李胜男, 马西奎 2008 电工技术学报 **23** 65]
- [8] Iu H H C, Zhou Y, Tse C K 2003 *Int. J. Circ. Theor. Appl.* **31** 611
- [9] Robert B, Feki M, Iu H H C 2006 *Int. J. Bifurc. Chaos* **16** 113
- [10] Wang X M, Zhang B, Qiu D Y 2009 *Acta Phys. Sin.* **58** 2248 (in Chinese) [王学梅, 张波, 丘东元 2009 物理学报 **58** 2248]
- [11] Lei B, Xiao G C, Wu X L, Qi Y R 2011 *Acta Phys. Sin.* **60** 090501 (in Chinese) [雷博, 肖国春, 吴旋律, 齐元瑞 2011 物理学报 **60** 090501]
- [12] Hao X, Xie R L, Yang X, Liu T, Huang L 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 200503 (in Chinese) [郝翔, 谢瑞良, 杨旭, 刘韬, 黄浪 2013 物理学报 **62** 200503]
- [13] Hao X, Liu T, Yang X, Huang L 2012 *Proc. IEEE IPEMC Harbin, China, June 2-5, 2012* p831
- [14] Liu T, Hao X, Yang X, Liu J, Zhang B, Huang L 2012 *Proc. IEEE IPEMC Harbin, China, June 2-5, 2012* p626
- [15] Liu T, Hao X, Yang X, Zhao M, Huang Q, Huang L 2012 *Proc. IEEE IPEMC Harbin, China, June 2-5, 2012* p335
- [16] Hu J, Shang L, He Y, Zhu Z Q 2011 *IEEE Trans. Power Electron.* **26** 210
- [17] Hao X, Yang X, Liu T, Huang L, Chen W 2013 *IEEE Trans. Power Electron.* **28** 793
- [18] Yu D C, Wu A G, Yang C P 2005 *Chin. Phys. B* **14** 5
- [19] Chen D Y, Liu Y X, Ma X Y, Zhang R F 2011 *Chin. Phys. B* **20** 120506
- [20] Mohammad P A, Hassan F 2012 *Chin. Phys. B* **21** 060506
- [21] Kukrer O, Komurcugil H, Doganalp A 2009 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **56** 3477
- [22] Herran M A, Fischer J R, Gonzalez S A, Judewicz M G, Carrica D O 2013 *IEEE Trans. Power Electron.* **28** 2816
- [23] Summers T J, Betz R E 2004 *IEEE Trans. Ind. Appl.* **40** 935
- [24] Cichowski A, Nieznanski J 2005 *IEEE Power Electron. Lett.* **3** 72

An exact discrete-time model and the bifurcation performance of single phase grid-connected inverter with L-filter considering dead-time nonlinearity*

Xie Rui-Liang Hao Xiang Wang Yue[†] Yang Xu Huang Lang
Wang Chao Yang Yue-Hong

(State Key Laboratory of Electrical Insulation and Power Equipment, School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China)

(Received 27 December 2013; revised manuscript received 26 February 2014)

Abstract

Grid-connected inverter system is recognized as a time-varying nonlinear system, and it has complex nonlinear behaviors in practice. However, the introduction of dead-time nonlinearity can make the nonlinear behaviors of the system more complex and harder to predict. In this paper, the proportional control single-phase grid-connected inverter with L-filter considering dead-time nonlinearity is investigated. The observation of current waveforms under fixed controller parameter and different dead-time parameters shows that the bifurcation phenomenon occurs with the increase of dead-time. According to the features of dead-time nonlinearity and the zero current clamping phenomenon caused by dead-time, an exact and complete discrete-time model is established by comprehensively considering the system from various aspects. And the theoretical analysis of bifurcation behaviors of system is carried out based on the proposed model. Moreover, the stability judgment has engineering significance. However, with the consideration of dead-time nonlinearity, analytical methods are difficult to use and the graphic methods do not have satisfactory accuracy. Therefore, a stability criterion based on equivalent duty ratio is proposed in this paper, which can accurately judge the stability boundary and provide reliable references for the parameter design of controller and dead-time.

Keywords: grid-connected inverter, dead-time nonlinearity, discrete-time model, bifurcation behavior

PACS: 05.45.-a, 84.30.Jc, 47.20.Ky

DOI: [10.7498/aps.63.120510](https://doi.org/10.7498/aps.63.120510)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51177129) and the National High Technology Research and Development Program of China (Grant No. 2011AA05A305).

† Corresponding author. E-mail: 13572863058@126.com