

双降压式全桥逆变器非线性现象的研究*

刘洪臣[†] 苏振霞

(哈尔滨工业大学电气工程及自动化学院, 哈尔滨 150001)

(2013年9月16日收到; 2013年10月11日收到修改稿)

双降压式全桥逆变器具有无桥臂直通、输入直流电压利用率高、效率高、续流二极管可优化选取等优点, 因而在高压输出场合得到广泛的应用. 本文研究了双降压式全桥逆变器的分岔和混沌现象, 建立了电流闭环比例控制下的二阶离散模型, 得到了不同时间段内的频闪映射模型; 通过折叠图和分岔图分析了不同比例系数 k 对于系统稳定性的影响, 并搭建了 Matlab/Simulink 仿真模型, 得到了电流闭环比例控制时电流 i_L 的时域波形和相图轨迹, 并在频域下分析了分岔和混沌对系统频谱的影响. 同时, 利用分岔图的方法分析了输入电压 E 、滤波电感 L 和开关周期 T 等外部参数变化时系统的非线性行为. 研究表明, 正确选择双降压式全桥逆变器的电路参数对于其稳定运行具有重要意义.

关键词: 双降压式全桥逆变器, 频闪映射, 分岔, 混沌

PACS: 05.45.-a, 05.45.Pq, 05.45.Ac

DOI: 10.7498/aps.63.010505

1 引言

电力电子电路是一种强非线性系统, 存在着丰富的非线性现象, 如倍周期分岔、边界碰撞分岔和混沌等^[1-3]. 研究表明, 变换器一旦进入混沌工作状态, 由于混沌运动的不确定性, 将导致系统运行状态无法预测, 甚至造成系统在临界状态下突然崩溃. 因此, 对这些非线性现象的研究有助于揭示其物理本质, 了解其变化趋势, 进一步采取相应的措施优化电路参数, 提高变换器的稳定性.

对于 DC/DC 变换器中的非线性行为的研究, 自上世纪 80 年代起已经在国际上广泛展开. 人们发现了不同类型的 DC/DC 变换器中所出现的分岔和混沌现象^[4-9], 并形成了一套较为有效的研究方法. 相对于 DC/DC 变换器的非线性研究, 其他类型的电力变换器中的非线性现象研究相对较少. Robert 等于 2002 年首先研究了单相正弦 H 桥逆变器的混沌和分岔现象, 为将非线性行为的研究对象从 DC/DC 变换器转向 DC/AC 变换器奠定

了基础^[10-12]. Kousaka 等采用返回图的方法研究了单相 H 桥正弦逆变器的动态特性, 采用返回图的方法可以对周期轨道的稳定性进行分析^[13]. 国内一些学者也对单相 H 桥逆变器的非线性行为进行研究, 并取得了许多有价值的研究成果^[14-19]. 文献^[14]研究了二阶单相 H 桥式逆变电路在单闭环比例积分控制下的快尺度稳定性和慢尺度稳定性; 文献^[15]通过分析一阶 H 桥式正弦逆变电路在比例单闭环控制下的非线性行为, 提出了慢变稳定性定理, 并且分析了快变稳定性与慢变稳定性的关系; 文献^[16]首次采用折叠图的方法, 研究了单相 SPWM 逆变器的分岔和混沌现象; 文献^[17, 18]研究了电压型逆变器的分岔和低频振荡现象.

随着电力电子技术的发展, 变换器正朝着高频和高效率的方向发展, 同时对逆变器的可靠性也提出了更高的要求. 传统桥式逆变器结构简单, 应用广泛, 但其存在桥臂功率管直通问题, 降低了系统的可靠性. 为避免直通而加入的死区补偿电路又影响了逆变器输出波形质量, 同时其续流时流经功率

* 国家自然科学基金(批准号: 51107016)、国家重点基础研究发展计划项目(973 计划)(批准号: 2013CB035605) 和黑龙江省博士后科研启动金(批准号: LHB-Q12086) 资助的课题.

[†] 通讯作者. E-mail: fenmiao@hit.edu.cn

管的体二极管, 此二极管的反向恢复特性很差, 导致更多损耗, 降低了逆变器的效率. 双降压式半桥逆变器^[20-22]没有传统逆变器桥臂功率管直通问题, 且续流二极管采用独立二极管, 这样可以分别优化选取功率管和续流二极管, 降低了开关损耗, 但它存在输入直流电压利用率低的缺点, 桥臂输出最高电压只有输入直流电压的一半. 双降压式全桥逆变器^[23]克服了传统桥式逆变器和双降压式半桥逆变器存在的缺点, 提高逆变器的可靠性和输入直流电压利用率, 得到了广泛的应用. 而对于双降压式全桥逆变器的非线性现象研究却未见报道. 本文针对双降压式全桥逆变器, 对其分岔和混沌现象进行了深入的研究, 建立了电流闭环比例控制下的离散映射模型, 采用折叠图、分岔图、时域图和相图轨迹分析了电路参数对于系统稳定性的影响, 得到双降压式全桥逆变器的稳定运行范围. 本文的研究结果对于正确设计和调试双降压式全桥逆变器具有重要的指导意义和应用价值.

2 双降压式全桥逆变器的离散模型

2.1 双降压式全桥逆变器工作原理

双降压式全桥逆变器由2个双降压式半桥逆变器组成. 图1是双降压式全桥逆变器的工作原理图, 其主电路中, S_1, S_2, S_3, S_4 为主功率开关管, D_1, D_2, D_3, D_4 为续流二极管, 输出滤波器由电感 L_1, L_2, L_3, L_4 及电容 C 构成, R 为负载. 双降压式全桥逆变器可工作于两种方式: 电流全周期工作方式和电流半周期工作方式, 为了减小器件的开关损耗和导通损耗, 从而进一步提高逆变器效率, 采用逆变器工作于半周期运行模式, 即 S_1, S_4 在前半输出周期共同调制工作, S_2, S_3 在后半输出周期共同调制工作. 控制电路中采用电流单闭环 SPWM 控制. 将参考基准电流 i_{ref} 与输出电感电流 i_L 比较, 通过 P 调节得到 SPWM 控制的调制波 u_r , 再将调制波与双极性三角波 u_{tri} 进行比较交截得到功率管的驱动信号.

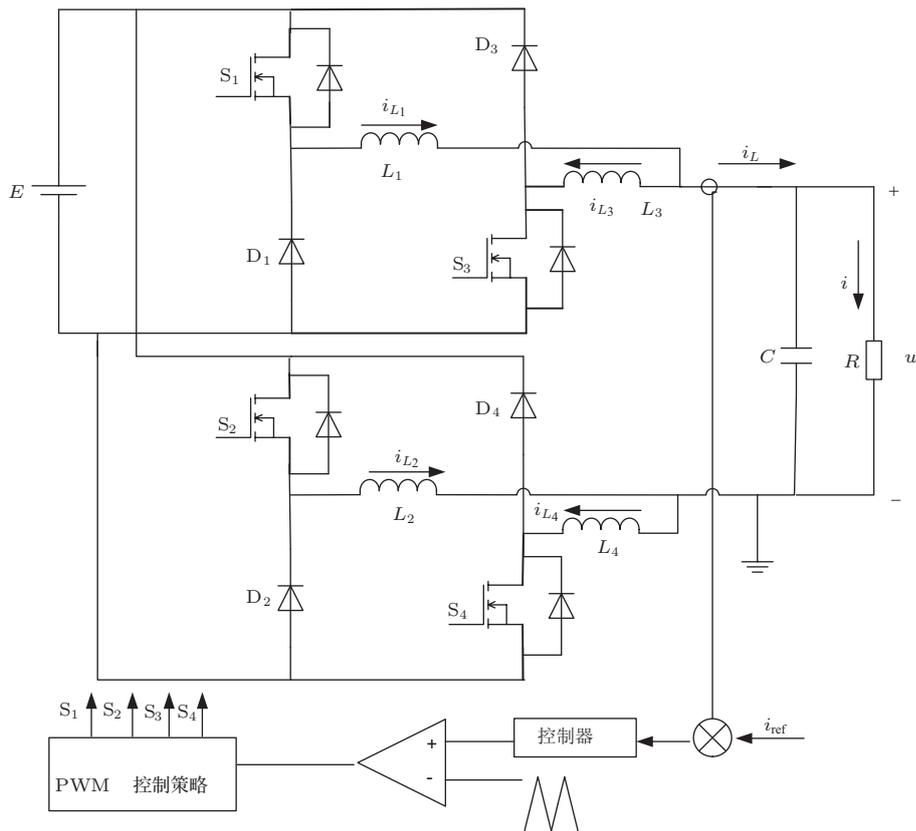


图1 双降压式全桥逆变器的工作原理图

由于双降压式全桥逆变器采用半周期工作方式, 故将调制信号 u_r 与零相比较, 则得到实现半周期工作的方波信号 A , 将此信号与 PWM 信号相与

得到开关管 S_1, S_4 的驱动信号 drv_1 ; 而将 A 的反相信号 B 与 PWM 的反相信号相与得到开关管 S_2, S_3 的驱动信号 drv_2 , 具体的 SPWM 调制过程波形如

图2所示.

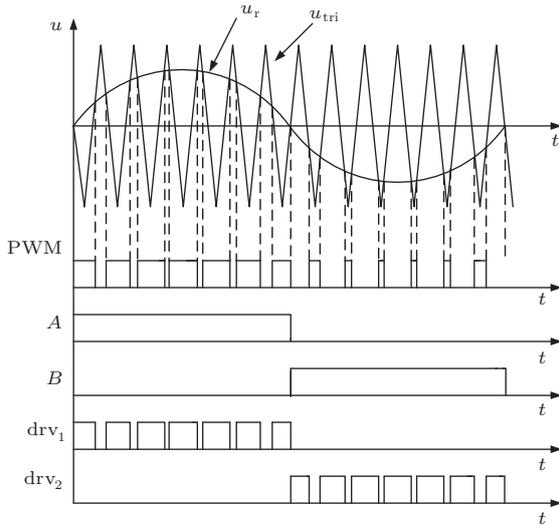


图2 双降压式全桥逆变器PWM控制原理

2.2 双降压式全桥逆变器的离散模型

传统桥式逆变器中的滤波电感可流过双向电流,即电感电流可正可负.而双降压式全桥逆变器中由于主电路结构的特殊性,滤波电感上只流过单向电流,所以当电感电流较小时电路会出现断续模式.本文中对工作于电流连续下的双降压式全桥逆变器进行了分析研究.为方便分析,作如下假设:1)所有功率管和二极管为理想器件,不考虑开关时间和导通压降;2)所有电感电容均为理想器件,且四个滤波电感相同,即 $L = L_1 = L_2 = L_3 = L_4$.

由于双降压式全桥逆变器采用电流半周期工作方式,可根据 i_L 的正负将逆变器一个输出周期内的工作划分为两个阶段,每个阶段有两种工作模式,下面对各工作模式及各阶段离散映射模型进行分析.

1) $i_L > 0$

模式1 功率开关管 S_1, S_4 导通,在输入电压和输出电压作用下,电感电流 i_L 正向增加.设 S_1, S_4 的导通时间为 $[t_0, t_1]$.

模式2 功率开关管 S_1, S_4 关断,电感电流 i_L 不能突变,续流二极管 D_1, D_4 导通,在输入电压和输出电压作用下,电感电流 i_L 正向减少.设 S_1, S_4 的关断时间为 $[t_1, t_2]$.

以电感电流 i_L 和输出电压 u 为状态变量,可得到这两个模式的状态方程

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 E, \quad t_0 \leq t \leq t_1,$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 E, \quad t_1 < t < t_2, \quad (1)$$

其中,

$$A_1 = A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B_2 = \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} i_L \\ u \end{bmatrix}.$$

利用状态转移矩阵可将(1)式化为

$$\begin{aligned} x(t_1) &= f_1(x(t_0), t_1) \\ &= e^{A_1(t_1-t_0)} \left[x(t_0) + \int_{t_0}^{t_1} e^{A_1(t_0-\tau)} B_1 E d\tau \right], \\ x(t_2) &= f_2(x(t_1), t_2) \\ &= e^{A_2(t_2-t_1)} \left[x(t_1) + \int_{t_1}^{t_2} e^{A_2(t_1-\tau)} B_2 E d\tau \right]. \end{aligned} \quad (2)$$

以开关周期 T 作为频闪采样的时间间隔,采用频闪映射建模的方法,将状态变量在 $n+1$ 时刻的采样值 $x_{n+1} = [i_{L(n+1)}, u_{n+1}]$ 用 n 时刻的采样值 $x_n = [i_{Ln}, u_n]$ 来表示.以上分析可知,逆变器在一个开关周期中经历两种开关模式,则得到一个从 x_n 到 x_{n+1} 的离散映射:

$$x_{n+1} = f_2(f_1(x_n, \Delta t_1), \Delta t_2), \quad (3)$$

其中, $\Delta t_i = t_i - t_{i-1}, i = 1, 2$ 为每个开关模式的时间间隔.

由方程(2)和(3),可以得到 $i_L > 0$ 时逆变器的离散迭代模型方程式如下:

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= e^{A_2 \Delta t_2} e^{A_1 \Delta t_1} \left[x_n + \int_{t_0}^{t_1} e^{A_1(t_0-\tau)} B_1 E d\tau \right] \\ &\quad + e^{A_2 \Delta t_2} \int_{t_1}^{t_2} e^{A_2(t_1-\tau)} B_2 E d\tau \\ &= e^{A_2 \Delta t_2} e^{A_1 \Delta t_1} x_n \\ &\quad + e^{A_2 \Delta t_2} (e^{A_1 \Delta t_1} - I) A_1^{-1} B_1 E \\ &\quad + (e^{A_2 \Delta t_2} - I) A_2^{-1} B_2 E, \end{aligned} \quad (4)$$

其中, $\Delta t_1 = d_n T, \Delta t_2 = (1 - d_n) T, d_n$ 为第 n 个开关周期的占空比.

2) $i_L < 0$

模式1 功率开关管 S_2, S_3 导通,在输入电压和输出电压作用下,电感电流 i_L 负向增加.设 S_2, S_3 的导通时间为 $[t'_0, t'_1]$.

模式2 功率开关管 S_2, S_3 关断,电感电流 i_L 不能突变,续流二极管 D_2, D_3 导通,在输入电压和

输出电压作用下, 电感电流 i_L 负向减少. 设 S_2, S_3 的关断时间为 $[t'_1, t'_2]$.

以电感电流 i_L 和输出电压 u 为状态变量, 可得到这两个模态的状态方程

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_3x + B_3E, & t'_0 \leq t \leq t'_1, \\ \dot{x} &= A_4x + B_4E, & t'_1 < t < t'_2, \end{aligned} \quad (5)$$

其中,

$$\begin{aligned} A_3 = A_4 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{2L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, & B_3 &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{2L} \\ 0 \end{bmatrix}, \\ B_4 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} \\ 0 \end{bmatrix}, & x &= \begin{bmatrix} i_L \\ u \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

同理可得, $i_L < 0$ 时逆变器的离散迭代模型方程式如下:

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= e^{A_4\Delta t'_2} e^{A_3\Delta t'_1} \left[x_n + \int_{t'_0}^{t'_1} e^{A_3(t'_0-\tau)} B_3 E d\tau \right] \\ &\quad + e^{A_4\Delta t'_2} \int_{t'_1}^{t'_2} e^{A_4(t'_1-\tau)} B_4 E d\tau \\ &= e^{A_4\Delta t'_2} e^{A_3\Delta t'_1} x_n \\ &\quad + e^{A_4\Delta t'_2} \left(e^{A_3\Delta t'_1} - I \right) A_3^{-1} B_3 E \\ &\quad + \left(e^{A_4\Delta t'_2} - I \right) A_4^{-1} B_4 E, \end{aligned} \quad (6)$$

其中, $\Delta t'_1 = d_n T$, $\Delta t'_2 = (1 - d_n) T$, d_n 为第 n 个开关周期的占空比.

当控制器为比例控制器时, 占空比 d_n 具有饱和特性, 其饱和特性按照下式给出:

$$\begin{aligned} u_r &= k \times (i_{refn} - i_{Ln}), \\ d_n &= \begin{cases} (1 + u_r)/2, & i_L > 0, \\ (1 - u_r)/2, & i_L < 0, \end{cases} \\ d_n &= \begin{cases} 0, & d_n \leq 0, \\ d_n, & 0 \leq d_n \leq 1, \\ 1, & d_n \geq 1, \end{cases} \end{aligned}$$

其中, k 为比例系数, i_{refn} 参考正弦波在每个采样时刻的采样值, i_{Ln} 为输出采样电流值.

3 比例参数对系统性能的影响

对于非线性电路的电流比例闭环控制, 比例系数 k 是一个影响系统性能的重要参数, 通过选

择合适的比例系数 k 可使系统工作于稳定状态. 对于逆变电路的非线性现象研究可以采用分岔图和折叠图等多种方法. 本文采用分岔图、折叠图分析了比例系数 k 对系统性能的影响, 然后用 Matlab/Simulink 平台搭建时域模型, 得到了不同比例系数下的时域波形图和相图轨迹, 来验证理论分析的正确性. 电路参数设置如下: $E = 200$ V, $R = 10 \Omega$, $L = L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = 5$ mH, $C = 50 \mu\text{F}$, $i_{ref} = 12 \sin(100\pi t)$, $f = 1/T = 5$ kHz.

3.1 分岔图与系统的稳定性

分岔图在变换器的非线性动态研究中具有重要作用, 其构造方法是基于逆变器的离散时间映射模型, 选择状态变量电感电流 i_L 为分岔图中的一维坐标, 而分岔图的另一维则对应比例系数 k 的变化. 这样, 通过分岔图即可总览系统随比例系数变化而发生的动态特性改变. 因参考电流 i_{ref} 为随时间变化的正弦信号, 因此这里连续采样稳定后的 30 个正弦周期的同一固定位置来绘制系统的分岔图, 如图 3 所示. 从图中可以看出, 在比例系数从 0.1 到 1 变化时, 系统从稳定的周期状态逐渐向混沌状态转变. 当 $k < 0.5$ 时, 采样结果重合成一个点, 系统处于稳定运行状态; 当 $0.5 < k < 0.51$ 时, 采样结果变成两个点, 系统由周期 1 进入周期 2 产生倍周期分岔现象; 当 $k > 0.51$ 时, 出现采样点在一定区域密集并且具有自相似的层次结构, 这时系统出现混沌状态.

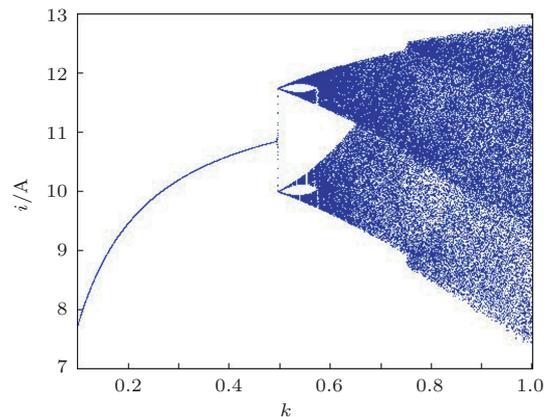


图 3 电感电流 i_L 随 k 变化的分岔图

3.2 折叠图与系统的稳定性

折叠图是一种比较有效地观察分岔与混沌现象的方法. 折叠图的方法可以直观地判断系统出

现的分岔和混沌现象,它避免了雅可比矩阵方法依赖于平衡点而且计算繁琐的缺点.具体步骤如下:选取任一初始值代入离散迭代映射模型中并开始迭代,略去前面的不稳定过程,将稳定后的30个正弦周期按采样时刻对齐后折叠,绘制折叠图.图4给出了不同比例系数 k 下的折叠图.图4(a)是 $k = 0.2$ 的折叠图,30个正弦波的每一个采样点都是完全重合的,连成了一条光滑的正弦曲线,说明系统在整个正弦周期都运行在稳定状态,也是

期望的系统运行状态.图4(b)是 $k = 0.5$ 的折叠图,采样点也完全重合,但呈现两条正弦曲线,说明系统出现了倍周期分岔,处于周期2状态.图4(c)是 $k = 0.7$ 的折叠图,波形的大部分区域都形成了采样点的密集填充,说明系统出现了混沌现象.图4(d)是 $k = 0.9$ 的折叠图,从图中不难看出,采样点的填充区域增大,说明系统的不稳定现象更加明显,即系数越大系统越不稳定.

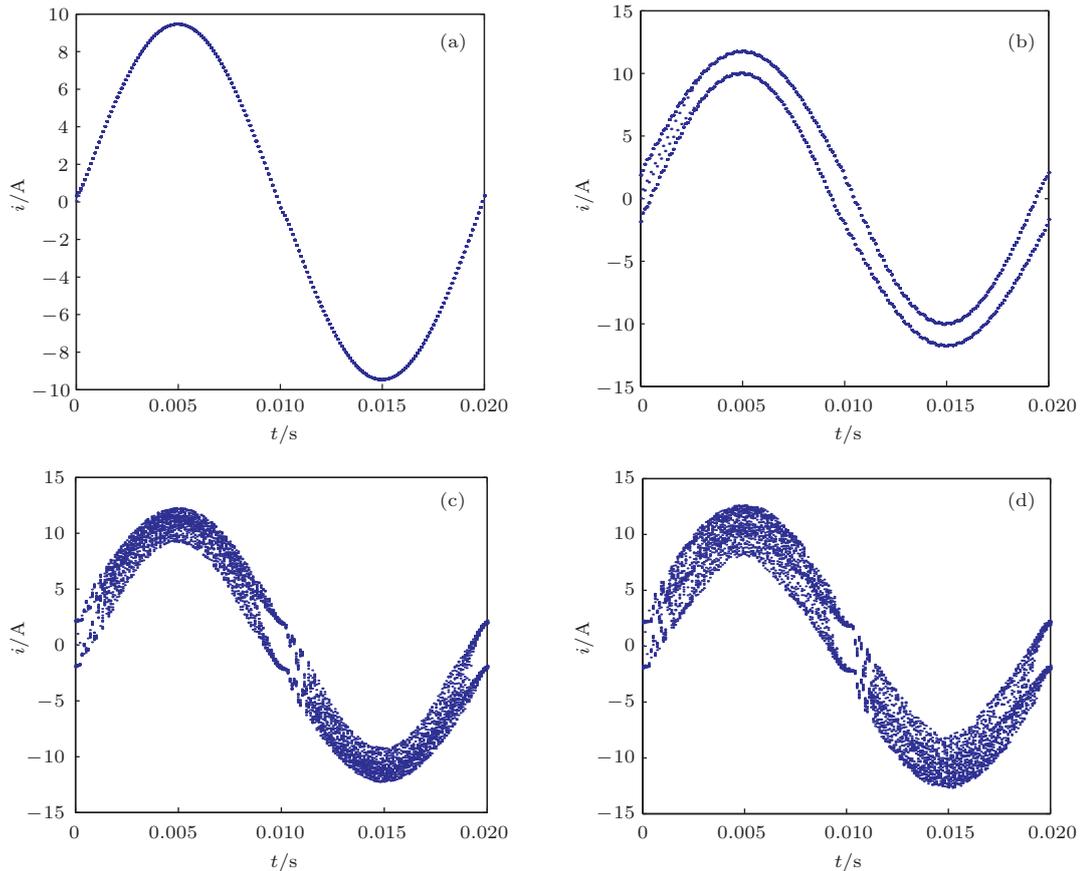


图4 不同比例系数下的折叠图 (a) $k = 0.2$; (b) $k = 0.5$; (c) $k = 0.7$; (d) $k = 0.9$

3.3 时域波形与相轨迹图

根据图1所示的双降压式全桥逆变器的工作原理图,对电路采用电流单闭环控制,在Matlab软件的Simulink平台中搭建符合实际电路运行条件的仿真模块,其选择的电路参数与分析分岔图时选择的电路参数一致.通过调整比例系数 k 的大小,即可得到不同 k 值时的 i_L 的时域波形和 i_L-u 相图轨迹分别如图5、图6和图7所示.

从图5、图6和图7中会发现,随着控制器比例系数 k 的变化, i_L 的时域波形和 i_L-u 相轨迹图由

稳定状态发生了振荡现象,系统处于不稳定的工作状态.图5是 $k = 0.2$ 的时域波形和相轨迹图,逆变器的工作周期等于时钟周期,系统运行于稳定状态.从图6可见, $k = 0.5$ 时系统的工作周期是时钟周期的两倍,出现了倍周期分岔.图7是 $k = 0.7$ 的时域波形和相轨迹图,系统进入混沌状态,其时域波形失去了周期运动的特点,成为一种类似随机的状态,从相图可以看到,此时相图由无数的极限环簇组成.图5至图7完整的展现了逆变器从稳定、不稳定直至混沌演化的过程.

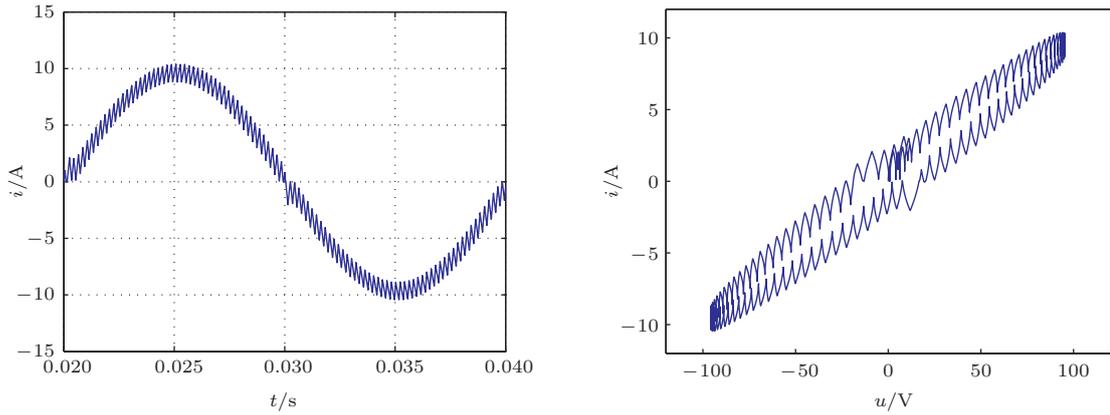


图5 $k = 0.2$ 时数值仿真波形 (a) i_L 的时域波形; (b) i_L - u 相轨迹图

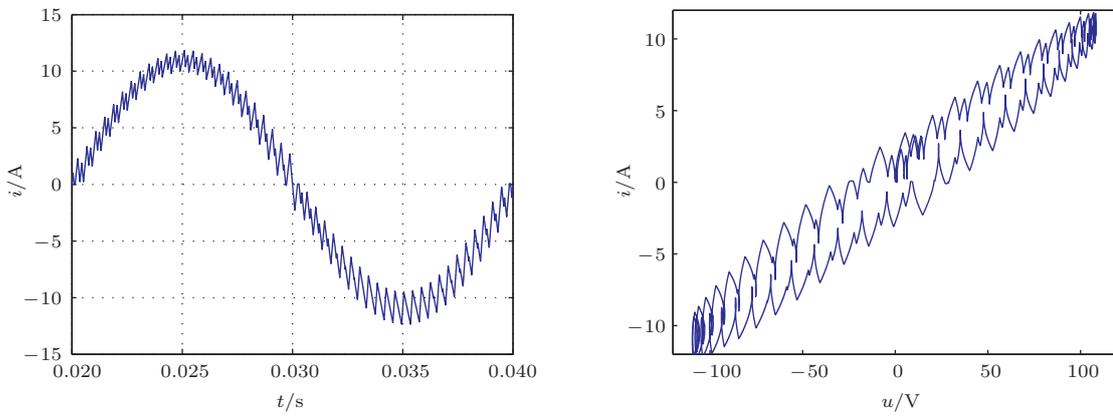


图6 $k = 0.5$ 时数值仿真波形 (a) i_L 的时域波形; (b) i_L - u 相轨迹图

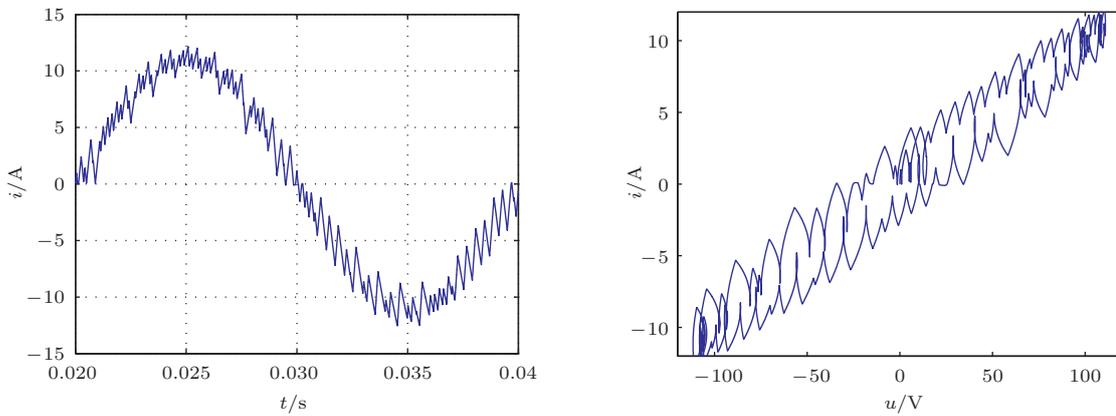


图7 $k = 0.7$ 时数值仿真波形 (a) i_L 的时域波形; (b) i_L - u 相轨迹图

3.4 频域分析

从频域角度, 分析了分岔和混沌对系统频谱的影响. 通常, 输出波形的质量可以用谐波总畸变率 (THD) 来刻画. 利用 Matlab 分析了输出电感电流的 THD, 如图 8 所示. 当系统稳定时 (如图 8(a) 所示), 基本上只出现基波 50 Hz 频谱, THD = 7.80%;

当系统处于分岔时 (如图 8(b) 所示), THD 增加到 9.87%, 各种谐波成分略有增加; 当系统出现混沌现象时 (如图 8(c) 所示), THD = 12.21%, 谐波成分增加明显. 由此可得, 系统的不稳定增大了系统输出电流谐波含量, 直接影响了逆变电源的供电质量, 也会使输出侧滤波器设计变得困难, 危机负载运行安全. 因此要选定合适的控制参数, 使系统处

于稳定运行状态.

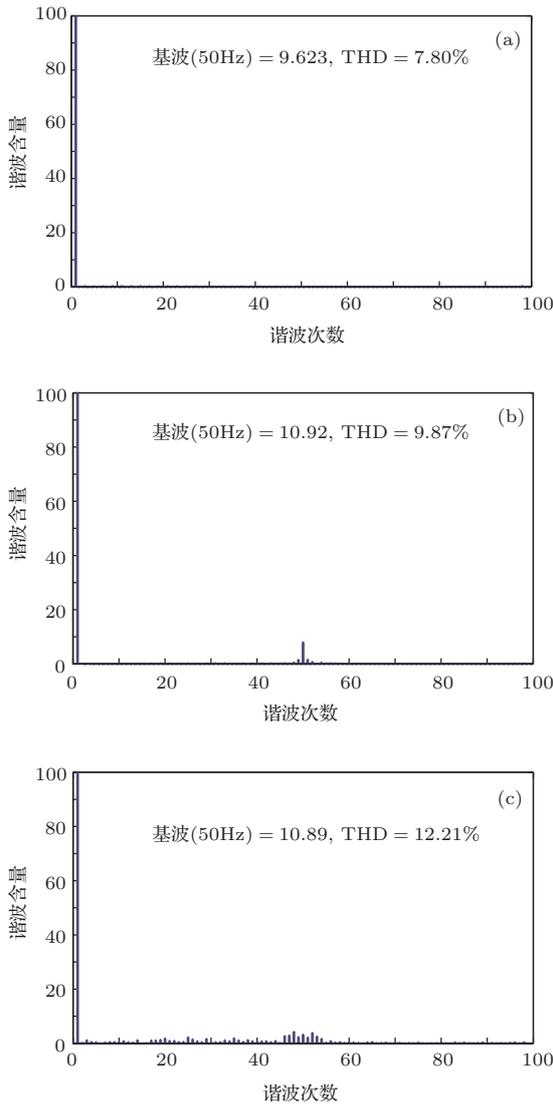


图8 输出电流的THD (a) $k = 0.2$; (b) $k = 0.5$; (c) $k = 0.7$

4 外部参数变化对系统性能的影响

一般情况下,除了比例系数 k 能够引起逆变器工作状态发生变化外,还有输入电压 E 、滤波电感 L 和开关周期 T 等外部参数影响系统的性能.下面将以输入电压 E 、滤波电感 L 和开关周期 T 分别作为分岔参数,研究电流比例控制下双降压式全桥逆变器在上述参数变化时的非线性现象.

首先令输入电压 E 以 0.1 V 的步长从 300 V 变化到 650 V .选取其他电路参数为 $k = 0.2$, $R = 10\ \Omega$, $L = 5\text{ mH}$, $C = 50\ \mu\text{F}$, $i_{\text{ref}} = 12 \sin(100\pi t)$, $f = 1/T = 5\text{ kHz}$.得到 E 变化时的分岔和混沌现象的动态演化过程,如图9(a)所示.从分岔图上可

以很明显地看出,随着输入电压的增加,电路不再稳定,当输入电压在 494 V 左右时,电路开始出现2倍周期分岔;当输入电压在 498 V 左右时,电路开始出现混沌现象,系统逐渐进入不稳定运行状态.

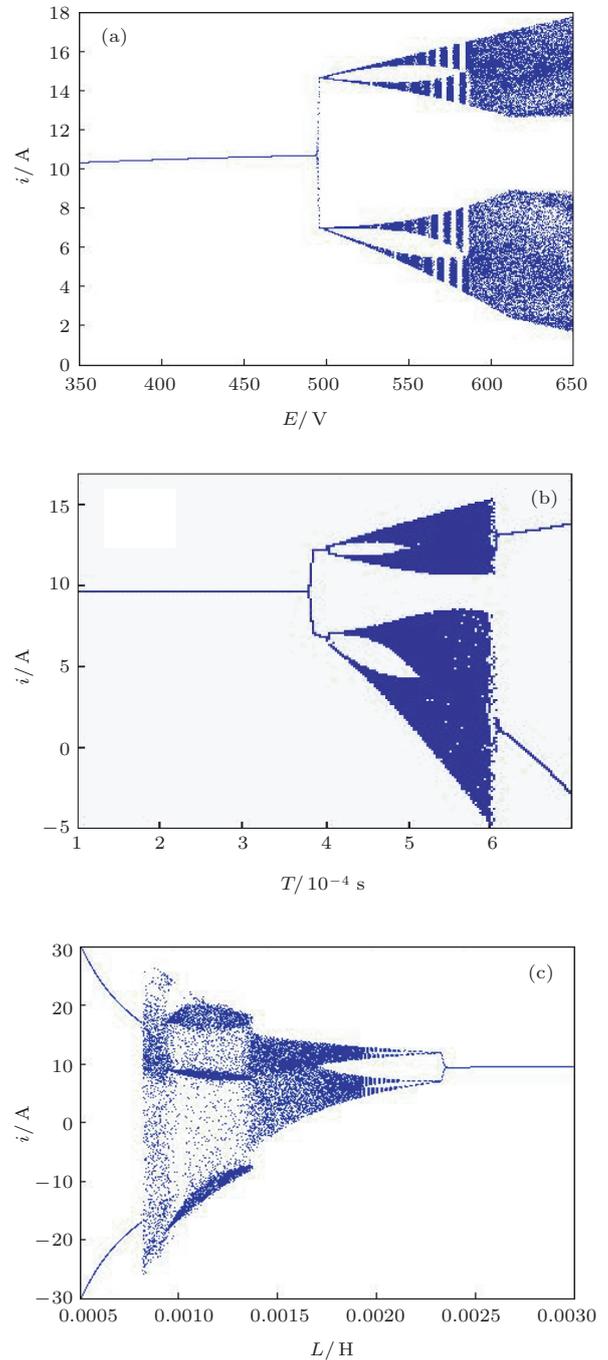


图9 不同电路参数下的分岔图 (a) E 为分岔参数; (b) T 为分岔参数; (c) L 为分岔参数

固定输入电压 $E = 200\text{ V}$,分别选择开关周期 T 和滤波电感 L 为分岔参数,其他电路参数固定,研究这两个参数变化时系统的分岔与混沌现象,其中开关周期 T 的变化范围为 $100\ \mu\text{s}$ 至 $700\ \mu\text{s}$,滤波

电感 L 的变化范围为 0.5 mH 至 3 mH. 图 9 (b) 是开关周期 T 变化时系统的分岔图, 由图可知, 当开关周期 T 增大时, 系统由稳定的周期 1 经倍周期分岔变为周期 2, 然后进入混沌状态. 值得注意的是, 这个混沌状态并没有被保持, 而是突然退化到周期状态, 呈现明显的周期 2, 这种现象称为切分岔, 而变频器在切分岔之前的混沌状态称为阵发混沌, 它随时间变化的特征是: 在基本上属于周期振荡的序列中, 有时会突然出现一阵混沌运动, 然后又出现周期运动. 图 9 (c) 是滤波电感 L 变化时系统的分岔图, 由图可知, 此时系统也出现了如图 9 (b) 所示的切分岔和阵发混沌现象. 即随着电感 L 的减小, 系统由稳定的周期 1 经倍周期分岔变为周期 2, 然后进入混沌状态; 随着电感 L 的进一步减小, 系统会从混沌状态退回到周期 2.

由以上分析可知, 输入电压 E 、开关周期 T 和滤波电感 L 等外部电路参数对于系统的性能都会产生影响, 因此要合理的选择电路参数, 防止系统出现不稳定运行状态.

5 结 论

双降压式全桥逆变器相较于传统桥式逆变器具有无桥臂直通、输入直流电压利用率高、效率高、续流二极管可优化选取等优点, 但其中的非线性现象也不可忽视. 本文对双降压式全桥逆变器的非线性特性进行了详细的分析, 建立了电流闭环比例控制下的二阶离散模型, 得到了逆变器的频闪映射模型; 通过折叠图和分岔图分析了不同比例系数 k 对于系统稳定性的影响, 并搭建了 Matlab/Simulink 仿真模型, 得到了电流闭环比例控制时电流 i_L 的时域波形和相轨迹图, 并在频域下分析了分岔和混沌对系统频谱的影响, 研究结果表明, 由于系统的不稳定增大了系统输出电压谐波含量, 将影响系统性能, 危机负载运行安全. 因此要选定合适的控制参数, 使系统处于稳定运行状态. 此外, 利用分岔图的方法分析了输入电压 E 、滤波电感 L 和开关周期 T 等外部参数变化时系统的非线性行为. 研究结果表明, 外部电路参数对于系统的性能也会产生影响, 因此正确选择外部电路参数对于系统的稳定运行也具有重要意义. 综上得, 在实际应用中应合理选取电路参数, 确保系统工作在稳定状态. 本文的研究结果对于正确设计和调试双降压式全桥逆变器具有重要的指导意义和应用价值.

参考文献

- [1] Zhang B 2005 *Transactions of China Electrotechnical Society* **20** 1 (in Chinese)[张波 2005 电工技术学报 **20** 1]
- [2] Lu W G, Zhou L W, Luo Q M, Zhang X F 2009 *Transactions of China Electrotechnical Society* **24** 133 (in Chinese)[卢伟国, 周维维, 罗全明, 张晓峰 2009 电工技术学报 **24** 133]
- [3] Dai D, Tse C K, Ma X K 2005 *IEEE Trans. Cir. Syst. I* **52** 1632
- [4] Zhang B, Li P, Qi Q 2002 *Proceedings of the CSEE* **22** 81 (in Chinese) [张波, 李萍, 齐群 2002 中国电机工程学报 **22** 81]
- [5] Zhou G H, Bao B C, Xu J P, Jin Y Y 2010 *Chin. Phys. B* **19** 050509
- [6] Bao B C, Xu J P and Liu Z 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
- [7] Wang F Q, Zhang H, Ma X K 2012 *Chin. Phys. B* **21** 020505
- [8] Zhao Y B, Luo X S, Fang J Q, Wang B H 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 5022 (in Chinese) [赵益波, 罗晓曙, 方锦清, 汪秉宏 2005 物理学报 **54** 5022]
- [9] Ma X K, Zhang H, Zhang X T 2008 *Acta Phys. Sin.* **57** 6174 (in Chinese)[马西奎, 张浩, 张笑天 2008 物理学报 **57** 6174]
- [10] Robert B, Robert C 2002 *Int. J. Contr.* **75** 1356
- [11] Robert B, Feki M, Iu H H C 2006 *Int. J. Bifurcation and Chaos* **16** 113
- [12] Iu H H C, Robert B 2003 *IEEE Trans. Cir. Syst. I* **50** 1125
- [13] T.Kousaka, K.Sakamoto, Y.Ma 2006 *National conference on nonlinear systems & dynamics* **15** p1
- [14] Li M, Dai D, Ma X K 2008 *Circuits Syst. Signal Processing* **27** 811
- [15] 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]
- [16] Wang X M, Zhang B 2009 *Transactions of China Electrotechnical Society* **24** 101 (in Chinese)[王学梅, 张波 2009 电工技术学报 **24** 101]
- [17] 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]
- [18] Wu J K, Zhou L W, Lu W G 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 210202 (in Chinese) [吴军科, 周维维, 卢伟国 2012 物理学报 **61** 210202]
- [19] Zhang B, Qu Y 2003 *Proceedings of the CSEE* **23** 99 (in Chinese) [张波, 曲颖 2003 中国电机工程学报 **23** 99]
- [20] Zhang Y, Hong F, Chen X 2007 *Power Supply Technologies and Applications* **10** 55 (in Chinese) [张喻, 洪峰, 陈新 2007 电源技术应用 **10** 55]
- [21] Zhang X J, Gong C Y 2009 *Electric Drive* **39** 48 (in Chinese) [张先进, 龚春英 2009 电气传动 **39** 48]
- [22] Wang Z, Xiao L, Yao Z L, Yan Y G 2007 *Transactions of China Electrotechnical Society* **22** 104 (in Chinese) [王赞, 肖岚, 姚志垒, 严仰光 2007 电工技术学报 **22** 104]
- [23] Wu T, Xiao L, Yao Z L 2009 *Proceedings of the CSEE* **29** 22 (in Chinese) [吴婷, 肖岚, 姚志垒 2009 中国电机工程学报 **29** 22]

Study on nonlinear phenomena in dual buck full-bridge inverter*

Liu Hong-Chen[†] Su Zhen-Xia

(School of Electrical Engineering and Automation, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China)

(Received 16 September 2013; revised manuscript received 11 October 2013)

Abstract

Dual buck full-bridge inverter has the following advantages: it has no shoot-through problem, but receives high-utilization of DC input voltage, high efficiency and optimum selection of the freewheeling diodes, hence it attracts more and more attention in high power applications. In this paper, the bifurcation and chaos in the dual buck full-bridge inverter is studied. The two-dimensional discrete iterated mapping model under proportional control is established and stroboscopic maps in different periods of time are obtained. Effects of the proportional coefficient k on system performance are analyzed by using bifurcation diagram and folded diagram. A simulation model of dual buck full-bridge inverter is established based on Matlab/Simulink and the time domain waveforms and phase-space portraits for different proportional coefficient k are obtained. Besides, the effects of the bifurcation and chaos on the spectrum of the system are analyzed. Finally, the nonlinear behavior in the inverter caused by the variation of other circuit parameters such as input voltage E , inductance L , and the switching period of carrier wave T is discussed through bifurcation diagrams. Results show that the correct choice of circuit parameters of dual buck full-bridge inverter is very important for its stable operation.

Keywords: dual buck full-bridge inverter, stroboscopic mapping, bifurcation, chaos

PACS: 05.45.-a, 05.45.Pq, 05.45.Ac

DOI: [10.7498/aps.63.010505](https://doi.org/10.7498/aps.63.010505)

* Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant No. 51107016), the National Key Basic Research Program of China (973 Program) (Grant No. 2013CB035605), and the Postdoctoral science-research developmental foundation of Heilongjiang province, China (Grant No. LHB-Q12086).

[†] Corresponding author. E-mail: fenmiao@hit.edu.cn