

脉冲序列控制双断续导电模式 BIFRED 变换器的动力学建模与多周期行为

史国栋 张海明 包伯成 冯霏 董伟

Dynamical modeling and multi-periodic behavior analysis on pulse train controlled DCM-DCM BIFRED converter

Shi Guo-Dong Zhang Hai-Ming Bao Bo-Cheng Feng Fei Dong Wei

引用信息 Citation: *Acta Physica Sinica*, 64, 010501 (2015) DOI: 10.7498/aps.64.010501

在线阅读 View online: <http://dx.doi.org/10.7498/aps.64.010501>

当期内容 View table of contents: <http://wulixb.iphy.ac.cn/CN/Y2015/V64/I1>

您可能感兴趣的其他文章

Articles you may be interested in

非线性磁式压电振动能量采集系统建模与分析

[Modeling and analysis of piezoelectric vibration energy harvesting system using permanent magnetics](#)

物理学报.2014, 63(24): 240504 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.240504>

指向 Lyapunov 指数及其在单输入单输出系统故障检测中的应用

[Directional Lyapunov exponent and its application to fault detection of the single input single output system](#)

物理学报.2014, 63(22): 220505 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.220505>

电感电流伪连续模式下分数阶 Boost 变换器的非线性控制

[Non-linear control for the fractional boost converter in pseudo continuous conduction mode](#)

物理学报.2014, 63(20): 200502 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.200502>

H 閤 on 映射的噪声诱导间歇现象及其临界值估算研究

[Noise-induced intermittency in H 閤 on map and estimation of critical strength of noise](#)

物理学报.2014, 63(19): 190503 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.190503>

基于电流反馈运算放大器的忆阻混沌电路设计与仿真

[Design and simulation of a memristor chaotic circuit based on current feedback op amp](#)

物理学报.2014, 63(18): 180502 <http://dx.doi.org/10.7498/aps.63.180502>

脉冲序列控制双断续导电模式BIFRED变换器的动力学建模与多周期行为*

史国栋 张海明 包伯成[†] 冯霏 董伟

(常州大学信息科学与工程学院, 常州 213164)

(2014年8月9日收到; 2014年8月29日收到修改稿)

根据BIFRED变换器四种不同的工作模式, 建立了脉冲序列(PT)控制双断续导电模式(DCM-DCM)BIFRED变换器的分段光滑线性时变模型, 数值仿真得到了负载不同时的时域波形和相轨图. 通过分析在一个开关周期内输出电容的电荷变化量, 导出了PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的一维近似离散映射模型, 研究了随负载电阻和输入电压变化的多周期行为, 并进行了稳定性分析和负载取阻范围估算. 研究发现, 一维近似离散映射模型刻画的动力学行为与分段光滑线性时变模型描述的完全一致, 均较好地揭示了PT控制DCM-DCM BIFRED变换器所存在的复杂多周期行为. PSIM电路仿真和物理电路实验测量获得了与理论分析结果所一致的波形, 有效验证了两种动力学模型的正确性.

关键词: 脉冲序列(PT), BIFRED变换器, 边界碰撞分岔, 多周期行为

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.64.010501

1 引言

开关功率变换器存在着十分丰富的非线性现象, 例如边界碰撞分岔^[1-4]、倍周期分岔^[2-5]、Hopf分岔^[6-8]等, 这些现象在一定程度上影响了开关功率变换器的工作性能. 深入揭示并研究开关功率变换器的非线性现象及其内在动力学特性, 可以估算出开关功率变换器正常振荡工作时的参数范围, 这对于开关功率变换器的设计 and 应用有着极其重要的指导意义. 近年来, 开关功率变换器的动力学行为得到了学者的广泛研究, 并取得了大量的研究成果^[1-8].

脉冲序列(pulse train, PT)控制是一种新型的开关功率变换器非线性离散控制方法, 具有动态响应速度快、控制电路实现简单等优点^[1,9-13]. 通过调整预先设定的、频率相同但占空比不同的高、低功率脉冲序列的组合方式可实现对输出电压的正常调节. PT控制开关功率变换器一般工作在多周

期振荡状态, 当出现单周期振荡状态即PT控制器仅选择一种功率脉冲作为控制脉冲时, 意味着将无法实现输出电压的正常调节而失去控制^[1,9,13]. 而传统的电压型和电流型PWM控制开关功率变换器一般工作在单周期振荡状态, 当呈现多周期振荡状态时, 表明了开关功率变换器处于次谐波振荡状态即混沌状态^[3-5]. PT控制开关功率变换器有着特殊的多周期行为^[1,9,13], 只有一个基准电压边界, 经边界碰撞分岔完成不同多周期振荡状态的切换, 整个参数范围内不存在混沌吸引子. 最新文献表明, 改进型的多级PT控制开关功率变换器^[14,15]有着基准电压、误差电压等多个边界, 存在自相似和混频现象^[15], 其多周期行为更为复杂.

BIFRED变换器是一种隔离式四阶变换电路, 它是由工作于电感电流断续导电模式(discontinuous conduction mode, DCM)的Boost变换器和反激式变换器集成实现的^[10,16]. BIFRED变换器与隔离式SEPIC变换器^[7]有着类似的电路结构, 但

* 国家自然科学基金(批准号: 51277017, 51177140)资助的课题.

[†] 通信作者. E-mail: mervinbao@126.com

BIFRED变换器前端嵌入了一个原边跟随二极管,使得原边储能电容电压要高于输入电压,但增加了变换器的开关工作模式. BIFRED变换器将功率因数校正和输出电压调节有机地集成在一起,共用一个开关管,具有电路简单、成本低、电气隔离、负载范围宽等优点,有着较好的工程应用价值. 然而,由于BIFRED变换器属于高阶开关时变电路且存在多种工作模式,数学建模和理论推导较为繁琐,从而在一定程度上限制了学者对BIFRED变换器的研究工作^[10].

开关功率变换器的PT控制技术比较适用于BIFRED变换器的输出电压调节控制^[10]. 当BIFRED变换器工作在DCM-DCM(或称为双断续导电模式)时,原、副边电感电流在每个开关周期起始或结束时时刻始终为零,使得原边储能电容的电荷在一个开关周期内满足守恒条件,储能电容电压保持为一个恒定值,有利于输出电压的调节控制. 因此,与文献报道的开关电源系统模型的降维处理条件相类似^[2,4,13,17],PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的工作原理使得其满足降维建模的特定场合. 本文将根据一个开关周期内输出电容的电荷变化量,建立PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的一维近似离散映射模型,并基于该映射模型开展它的多周期行为研究.

2 PT控制DCM-DCM BIFRED变换器

双断续导电模式BIFRED变换器是由工作于DCM的Boost变换器和工作于DCM的反激式变换器级联构成的四阶动态电路^[10],它与隔离型SEPIC变换器^[7]有着类似的电路拓扑.

2.1 PT控制BIFRED变换器的工作原理

PT控制BIFRED变换器的原理图如图1所示,虚线框外为变换器主电路,虚线框内为PT控制器. BIFRED变换器主电路包含了输入电压 E 、负载电阻 R 、开关管 S 、原边二极管 D_1 和副边二极管 D_2 、隔离变压器、储能电容 C_1 和输出电容 C_2 、输入电感 L_1 和励磁电感 L_2 等电路元件,其中隔离变压器的原边和副边的匝数比为 $N:1$. 设定通过输入电感 L_1 和励磁电感 L_2 上的电流分别为 i_1 和 i_2 ,储能电容 C_1 和输出电容 C_2 两端的电压分别为 v_1 和 v_2 ,且负载电阻上的输出电压为 v_o . 从图1中

容易看出,输出电压为 v_o . 即为输出电容 C_2 的端电压 v_2 .

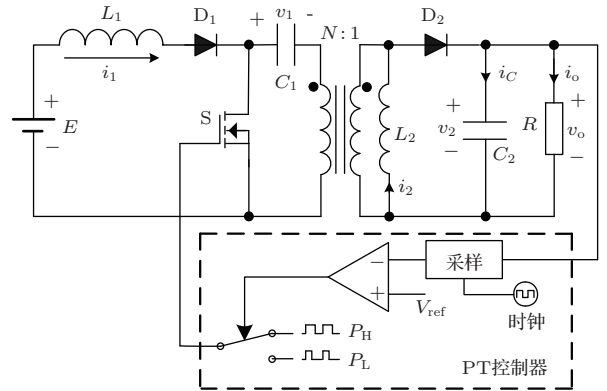


图1 PT控制BIFRED变换器的原理图

在每个开关周期开始时刻,PT控制器对BIFRED变换器输出电压 v_o 进行采样比较. 当 v_o 低于基准电压 V_{ref} 时,比较器输出高电平“1”,PT控制器选择占空比为 D_H 的高功率脉冲 P_H 作为主电路的控制信号;而当 v_o 高于 V_{ref} 时,比较器输出低电平“0”,PT控制器选择占空比为 D_L 的低功率脉冲 P_L 作为主电路的控制信号. 控制信号 P_H 和 P_L 具有相同的开关周期,但它们对应的占空比存在 $D_H > D_L$ 的关系. PT控制器通过选择不同占空比的控制信号 P_H 和 P_L 来控制BIFRED变换器主电路中开关管 S 的导通时间,以实现输出电压 v_o 的调节.

2.2 DCM-DCM BIFRED变换器的工作模式

当BIFRED变换器主电路中开关管 S 导通时,原边二极管 D_1 导通,副边二极管 D_2 关断;而当开关管 S 关断时, D_1 和 D_2 均由导通状态先后进入关断状态,意味着隔离变换器前级Boost变换器电路和后级反激式变换器电路均进入DCM. 因此,工作于DCM-DCM的BIFRED变换器在一个开关周期内可能存在四种不同的工作模式,其主电路具有四种不同的电路拓扑,如图2所示.

工作模式I: S 和 D_1 导通, D_2 关断. 电源电压 E 通过 D_1 和 S 对输入电感 L_1 充电, i_1 由零值线性上升. 储能电容 C_1 经 S 和变压器对励磁电感 L_2 充电, i_2 由零值线性上升. 在 D_2 两端因出现负电压而反向偏置关断,负载电阻 R 由输出电容 C_2 供电,输出电压 v_o 下降.

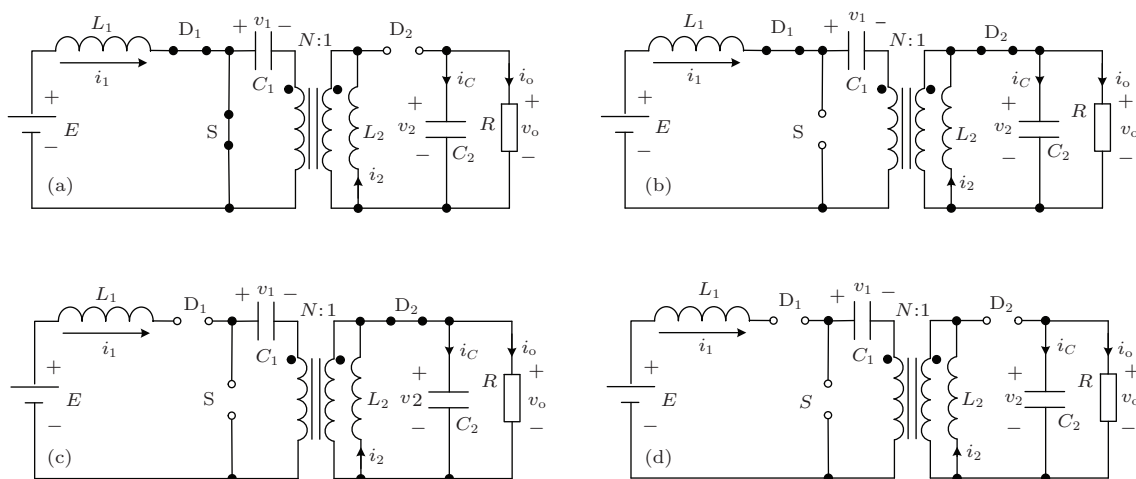


图2 DCM-DCM BIFRED 变换器的四种不同的工作模式 (a) 模式 I(S 导通、D₁ 导通、D₂ 关断); (b) 模式 II(S 关断、D₁ 导通、D₂ 导通); (c) 模式 III(S 关断、D₁ 关断、D₂ 导通); (d) 模式 IV(S 关断、D₁ 关断、D₂ 关断)

工作模式 II: S 关断, D₁ 和 D₂ 导通. 输入电感 L_1 经 C_1 和隔离变压器原边向 C_1 放电, i_1 线性下降, 直至下降到零值致使该工作模式结束. D₂ 正向偏置, 隔离变压器副边绕组对 C_2 充电并供电给 R , i_2 线性下降, v_o 上升.

工作模式 III: S 和 D₁ 关断, D₂ 导通. 当 i_1 下降到零值时, BIFRED 变换器进入到该工作模式, 并在 L_2 完全失磁后结束. 在此工作模式, L_2 对 C_2 充电并供电给 R , i_2 线性下降, v_o 上升. 当 i_2 低于负载电流 i_o 时, 为维持负载的正常工作, L_2 和 C_2 同时对 R 放电, i_2 继续线性下降直至为零, v_o 下降. 在此期间, i_1 保持为零值, 而 C_1 的电压维持在一个恒定的正电平上.

工作模式 IV: S, D₁ 和 D₂ 均处于关断状态. C_2 向 R 供电, v_o 下降. 在此期间, i_1 和 i_2 均为零, 而 C_1 的电压维持在一个恒定的正电平上. 工作模式 IV 结束时刻, 刚好是下一个开关周期开始时刻.

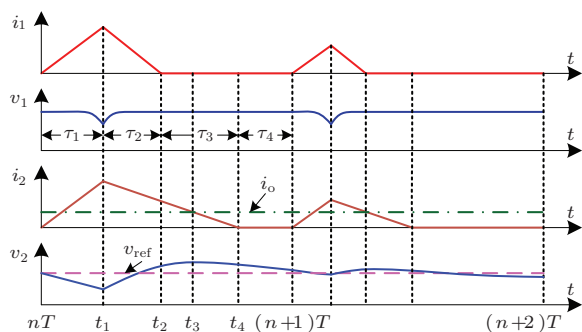


图3 稳态时 DCM-DCM BIFRED 变换器状态变量的时域波形

不同的工作模式所对应的输入电感电流 i_1 、励磁电感电流 i_2 、储能电容电压 v_1 和输出电压 v_o 的

时域波形如图 3 所示, 时域波形以 $1P_H$ 和 $1P_L$ 组成的周期 2 为例, 时钟周期为 nT 开始时刻至 $(n+2)T$ 开始时刻, 其中 T 表示开关周期. 图中, i_o 和 V_{ref} 分别表示负载电流和基准电压, t_1 , t_2 和 t_4 分别表示开关管 S、原边二极管 D₁ 和副边二极管 D₂ 的导通至关断的切换时刻, t_3 表示 i_2 下降到 i_o 平均值的时刻, τ_1 , τ_2 , τ_3 和 τ_4 分别表示工作模式 I, II, III 和 IV 的持续时间.

3 PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器时域分析

与其他类型的开关 DC-DC 变换器一样, BIFRED 变换器也是一个典型的分段线性时变系统, 随着开关管 S、二极管 D₁ 和 D₂ 的导通与关断, 主电路拓扑在四种不同的工作模式之间往返变化着, 从而使得描述 BIFRED 变换器的状态方程在每一个开关周期内存在四种不同的形式.

3.1 分段光滑线性时变模型

图 1 中的 BIFRED 变换器电路有四个动态元件, 分别为输入电感 L_1 、励磁电感 L_2 、储能电容 C_1 和输出电容 C_2 , 对应着 i_1 , i_2 , v_1 和 v_2 四个状态变量. 根据上述四种工作模式分析和不同模式之间的切换条件, 可相应地列出 PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器在每种工作模式下的状态方程及其持续时间.

工作模式 I. 由图 2 (a) 可获得 BIFRED 变换器的状态方程为 $di_1/dt = E/L_1$, $di_2/dt = v_1/NL_2$,

$dv_1/dt = -i_2/NC_1$ 和 $dv_2/dt = -v_2/RC_2$. 该模式的持续时间 τ_1 即为开关管 S 的导通持续时间, 其值取决于输出电压 v_o 与基准电压 V_{ref} 的比较结果. 当 $v_o \leq V_{ref}$ 时, $\tau_1 = D_H T$; 而当 $v_o > V_{ref}$ 时, $\tau_1 = D_L T$. 因此, 工作模式 I 的持续时间 τ_1 可表达为

$$\tau_1 = DT = \begin{cases} D_H T, & v_o \leq V_{ref}, \\ D_L T, & v_o > V_{ref}, \end{cases} \quad (1)$$

式中, D 代表控制脉冲的占空比, T 表示开关周期.

工作模式 II. 图 2(b) 电路拓扑对应的状态方程为 $di_1/dt = -(v_1 + Nv_2 - E)/L_1$, $di_2/dt = -v_2/L_2$, $dv_1/dt = i_1/C_1$ 和 $dv_2/dt = (Ni_1 + i_2)/C_2 - v_2/RC_2$. 该模式的持续时间 τ_2 表示原边二极管 D_1 的导通持续时间. 在 t_1 时刻, D_1 和 D_2 均受正向电压偏置而导通, i_1 从峰值 $i_1(t_1)$ 开始近似线性下降; 在 t_2 时刻, $i_1(t_2) = 0$, D_1 关断. 因此, 工作模式 II 的持续时间 τ_2 为

$$\tau_2 = \frac{L_1 i_1(t_1)}{v_1(t_1) + Nv_2(t_1) - E}, \quad (2)$$

式中, $i_1(t_1)$, $v_1(t_1)$ 和 $v_2(t_1)$ 分别表示 t_1 时刻流过 L_1 的电流值、 C_1 和 C_2 两端的电压值.

工作模式 III. 图 2(c) 中 BIFRED 变换器的状态方程可列写为 $di_1/dt = 0$, $di_2/dt = -v_2/L_2$, $dv_1/dt = 0$ 和 $dv_2/dt = i_2/C_2 - v_2/RC_2$. 在 t_2 时刻, D_1 截止而进入关断状态, 但 D_2 仍然保持导通状态. 从峰值 $i_2(t_1)$ 开始近似线性下降的 i_2 , 在 t_2 时刻又从 $i_2(t_2)$ 值线性下降, 直至在 t_4 时刻下降到零值. BIFRED 变换器的工作模式 III 在 t_4 时刻结束, 其持续时间 τ_3 为

$$\tau_3 = \frac{L_2 i_2(t_2)}{v_2(t_2)}, \quad (3)$$

式中, $i_2(t_2)$ 和 $v_2(t_2)$ 分别表示 t_2 时刻流过 L_2 的电流值和 C_2 两端的电压值.

工作模式 IV. 图 2(d) 中变换器电路只有输出电压回路, 状态方程可表示为 $di_1/dt = 0$, $di_2/dt = 0$, $dv_1/dt = 0$ 和 $dv_2/dt = -v_2/RC_2$. 在 t_4 时刻至下一个开关周期开始, i_1 和 i_2 均保持为零值, 这时原边的和副边的变换器电路都进入 DCM. 容易得到工作模式 IV 的持续时间 τ_4 为

$$\tau_4 = T - (\tau_1 + \tau_2 + \tau_3). \quad (4)$$

定义状态矢量 $\mathbf{x} = [v_1, v_2, i_1, i_2]^T$, $\dot{\mathbf{x}} = [dv_1/dt, dv_2/dt, di_1/dt, di_2/dt]^T$, 其中 T 表示矩

阵转置. 对应于上述四种工作模式, PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器在第 n 个开关周期内的状态方程可统一为

$$\dot{\mathbf{x}} = \begin{cases} \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 E, & nT \leq t \leq nT + \tau_1, \\ \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 E, & nT + \tau_1 \leq t \leq nT + \tau_1 + \tau_2, \\ \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 E, & nT + \tau_1 + \tau_2 \leq t \leq nT + \tau_1 + \tau_2 + \tau_3, \\ \mathbf{A}_4 \mathbf{x} + \mathbf{B}_4 E, & nT + \tau_1 + \tau_2 + \tau_3 \leq t \leq (n+1)T, \end{cases} \quad (5)$$

式中, $\mathbf{A}_j$ ($j = 1, 2, 3, 4$) 为状态方程的参数矩阵, $\mathbf{B}_j$ ($j = 1, 2, 3, 4$) 为状态方程的输入矩阵, 分别有

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1/NL_2 & 0 \\ 0 & -1/NC_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/RC_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 & -N/L_1 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 1/C_1 & 0 & 0 & 0 \\ N/C_2 & 1/C_2 & 0 & -1/RC_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_3 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/L_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_2 & 0 & -1/RC_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A}_4 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1/RC_2 \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} 1/L_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}_3 = \mathbf{B}_4 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \end{aligned}$$

(5) 式中的 τ_j ($j = 1, 2, 3, 4$) 分别由 (1)—(4) 式所表示.

3.2 不同负载时的时域波形和相轨图

确定PT控制BIFRED变换器的电路参数为 $E = 15 \text{ V}$, $V_{\text{ref}} = 5 \text{ V}$, $L_1 = 200 \text{ } \mu\text{H}$, $L_2 = 20 \text{ } \mu\text{H}$, $C_1 = 470 \text{ } \mu\text{F}$, $C_2 = 220 \text{ } \mu\text{F}$, $N = 6$, $D_H = 0.4$, $D_L = 0.1$, $T = 50 \text{ } \mu\text{s}$, 负载电阻 R 的值为可调参数. 基于(5)式的分段光滑线性时变模型, 进行MATLAB软件编程, 由四阶龙格-库塔(ODE-45)算法可对PT控制BIFRED变换器在每个开关周期内的状态方程循环数值求解.

当 $R = 10 \text{ } \Omega$ 时, BIFRED变换器的输入电感电流 i_1 、励磁电感电流 i_2 、储能电容电压 v_1 和输

出电压 v_o (即输出电容电压 v_2) 的稳态时域波形如图4(a)所示, 相应地在 v_o-i_1 和 v_2-i_2 平面上的相轨图分别如图4(b)和(c)所示. 观察图4可知, PT控制BIFRED变换器工作在电感电流均处于DCM的多周期振荡状态. 由数值仿真结果可得, 控制脉冲由21个高功率脉冲 P_H 和37个低功率脉冲 P_L 组成, 循环周期为58个开关周期, 存在21个子循环周期, 脉冲序列组合可表示成 $4[1(1P_H-1P_L)-3(1P_H-2P_L)]-1[1(1P_H-1P_L)-4(1P_H-2P_L)]^{[13]}$. 因此, PT控制DCM-DCM BIFRED变换器有着复杂的多周期行为, 与传统的PWM控制开关DC-DC变换器有着本质区别.

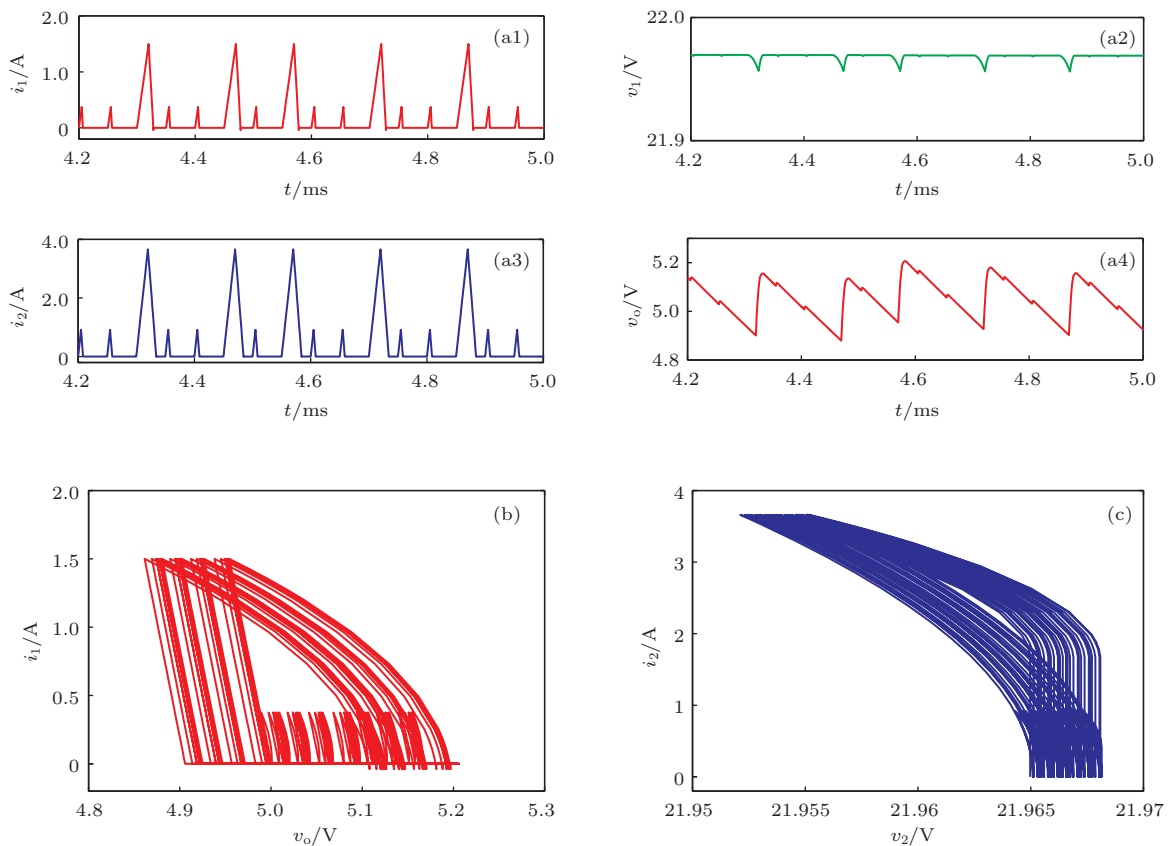


图4 PT控制DCM-DCM BIFRED变换器典型时域波形和相轨图 (a) 稳态时域波形 (i_1 , i_2 , v_1 和 v_o); (b) 相轨图 (v_o-i_1 平面); (c) 相轨图 (v_2-i_2 平面)

当 R 分别取一些典型参数值时, PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的输入电感电流 i_1 、输出电压 v_o 的时域波形以及在 v_o-i_1 平面上的相轨图如图5所示. 当 $R = 7.3 \text{ } \Omega$ 时, 变换器电路工作在周期2状态, 如图5(a)所示, 控制脉冲仅由1个 P_H 和1个 P_L 组成, 脉冲序列组合为 $1P_H-1P_L$, 此时输出电压纹波最小, 仅为 24 mV ; 当 $R = 5.6 \text{ } \Omega$ 和 $R = 10.6 \text{ } \Omega$ 时, 变换器电路均工作在周期3状态,

分别如图5(b)和(c)所示, 控制脉冲由2个 P_H 和1个 P_L 或1个 P_H 和2个 P_L 组成, 脉冲序列组合分别为 $2P_H-1P_L$ 或 $1P_H-2P_L$; 当 $R = 5 \text{ } \Omega$ 和 $R = 13.6 \text{ } \Omega$ 时, BIFRED变换器均工作在周期4状态, 分别如图5(d)和(e)所示, 控制脉冲由3个 P_H 和1个 P_L 或1个 P_H 和3个 P_L 组成, 脉冲序列组合分别为 $3P_H-1P_L$ 或 $1P_H-3P_L$.

当 R 取较小 ($R < 4 \text{ } \Omega$) 或较大 ($R > 63 \text{ } \Omega$) 时,

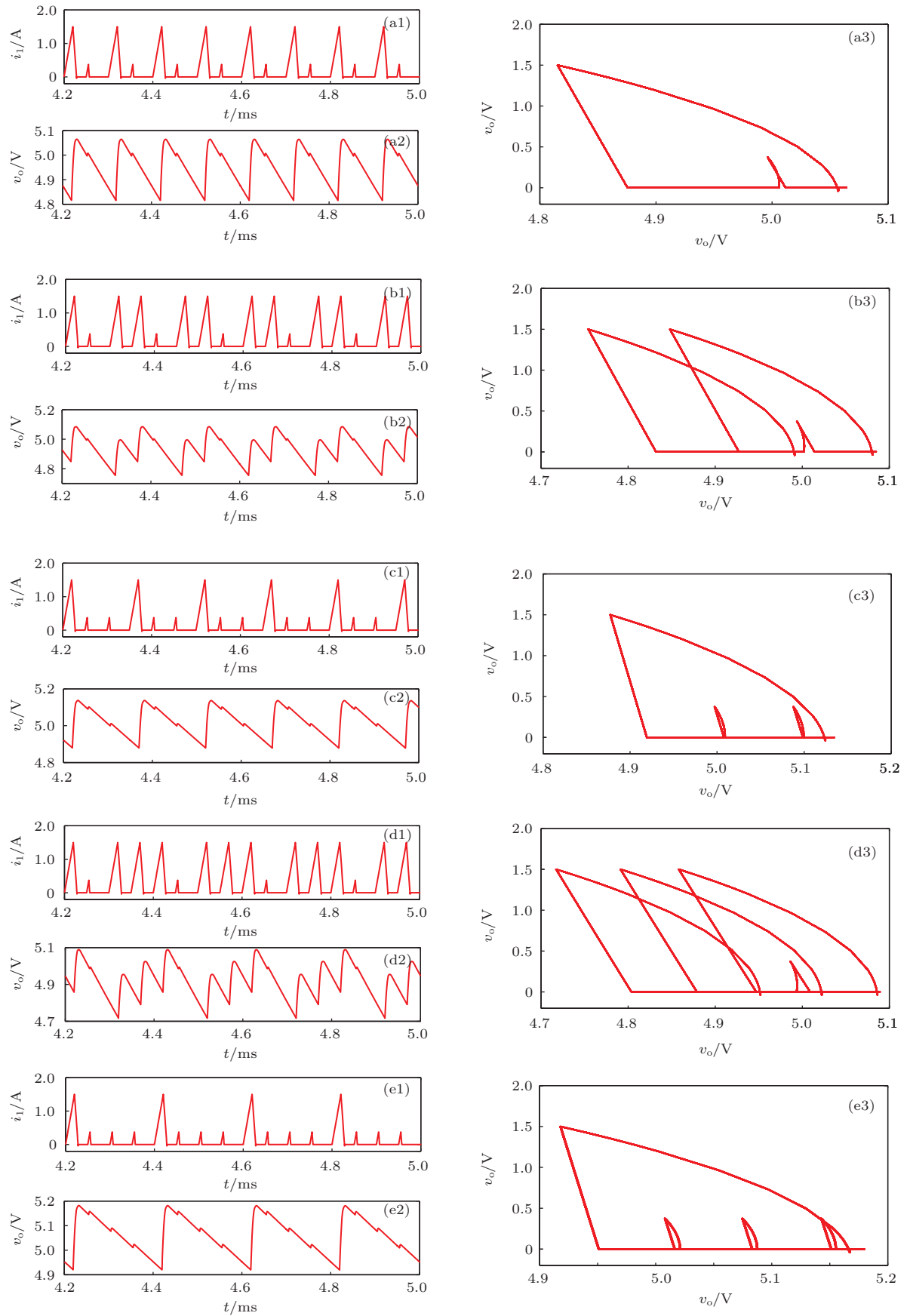


图5 不同负载取值时 i_1 和 v_o 的时域波形和相轨图 (其中 (a1)—(e1) 与 (a2)—(e2) 分别表示 i_1 和 v_o 的时域波形, (a3)—(e3) 代表在 v_o - i_1 平面上的相轨图) (a) $R = 7.3 \Omega$; (b) $R = 5.6 \Omega$; (c) $R = 10.6 \Omega$; (d) $R = 5 \Omega$; (e) $R = 13.6 \Omega$

控制脉冲仅由1个 P_H 或1个 P_L 组成,意味着PT控制器无法实现输出电压的正常调节而失去控制.当 R 选取其他参数值时,PT控制DCM-DCM BIFRED变换器均工作于多周期振荡状态.

4 降维离散建模与多周期行为分析

PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的数学模型可采用(5)式来表示,但该模型是一个较为复杂的四维系统模型,需要借助MATLAB软件才能开展数值仿真分析,无法用于BIFRED变换器的稳定性、脉冲序列组合和参数估计等定量分析.考虑到BIFRED变换器工作在DCM-DCM时,两个电感电流在每个开关周期起始或结束时刻始终为零,因此可对PT控制DCM-DCM BIFRED变换器进行近似降维离散建模.

4.1 一维近似离散映射模型

观察图3所示的DCM-DCM BIFRED变换器状态变量的稳态时域波形可知,在每个开关周期起始或结束时刻,电感电流 i_1 和 i_2 始终为零,储能电容电压 v_1 为一个恒定值,只有输出电压 v_2 即输出电压 v_o 有着变化.因此,完全可以以输出电压 v_o 为唯一的可变状态变量进行近似离散建模.设定 v_n 和 v_{n+1} 分别为输出电压 v_o 在 nT 和 $(n+1)T$ 起始时刻的采样值.

由于BIFRED变换器工作在DCM-DCM,使得其稳态工作时在一个开关周期内储能电容的电荷变化量为零,因此在 nT 和 $(n+1)T$ 起始时刻,储能电容电压 v_1 保持为一个恒定值 V_1 .

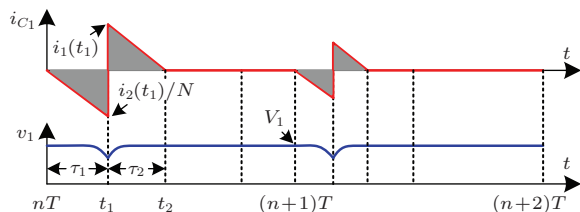


图6 储能电容 C_1 电流 i_{C1} 和电压 v_1 的时域波形示意图

图6为储能电容 C_1 的电流 i_{C1} 和电压 v_1 的稳态时域波形示意图,其中, t_1 和 t_2 分别表示开关管S和原边二极管 D_1 导通至关断的切换时刻, τ_1 和 τ_2 分别表示工作模式I和II的持续时间.由储能电

容的电荷守恒原理,可得

$$-\frac{1}{2N}i_2(t_1)\tau_1 + \frac{1}{2}i_1(t_1)\tau_2 = 0, \quad (6)$$

式中, $i_1(t_1) = \frac{E}{L_1}\tau_1$, $i_2(t_1) = \frac{V_1}{NL_2}\tau_1$.代入(1)式和(2)式,并令输出电压 v_o 的平均值为 V_{ref} ,整理得到

$$V_1 = \frac{E - NV_{ref}}{2} + \sqrt{\frac{(E - NV_{ref})^2}{4} + \frac{N^2 E^2 L_2}{L_1}}. \quad (7)$$

图7为第 n 个开关周期内流过副边二极管 D_2 的电流 i_{D2} 和输出电容 C_2 的电流 i_C 的时域波形,阴影部分A、B和E的面积分别代表不同时间区间内的 i_C 与时间 t 构成的电荷量 q_A 、 q_B 和 q_E ,其矢量和即为该开关周期内输出电容 C_2 的电荷变化量 Δq ,由此可计算出该开关周期内输出电压 v_o 的变化量 Δv .

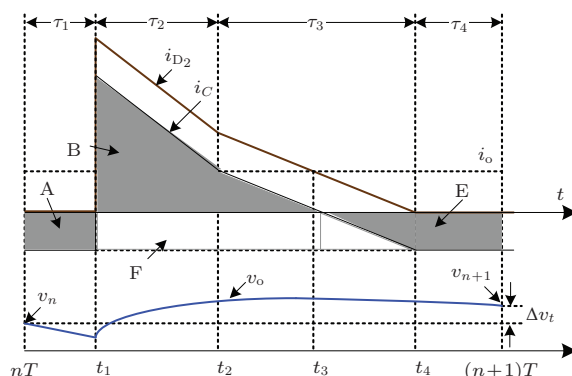


图7 副边二极管电流 i_{D2} 和输出电容电流 i_C 的时域波形示意图

第 n 个开关周期内输出电容 C_2 的电荷变化量 Δq 为

$$\Delta q = q_B - (q_A + q_E) = (q_B + q_F) - \frac{T}{R}v_n, \quad (8)$$

其中, q_F 是虚拟电荷量, $(q_B + q_F)$ 所表示的电荷量之和等于第 n 个开关周期内流过 D_2 的电荷量.由于 i_{D2} 在 t_1 和 t_2 时刻的值分别为

$$i_{D2}(t_1) = i_2(t_1) + Ni_1(t_1),$$

$$i_{D2}(t_2) = i_2(t_2).$$

因此有

$$\Delta q = \frac{1}{2}Ni_1(t_1)\tau_2 + \frac{1}{2}i_2(t_1)(\tau_2 + \tau_3) - \frac{T}{R}v_n, \quad (9)$$

其中, $\tau_2 + \tau_3$ 即为 D_2 的导通时间,且有

$$\tau_2 + \tau_3 = \frac{L_2 i_2(t_1)}{v_2(t_1)}. \quad (10)$$

将(1)式和(10)式代入(9)式,并令 $v_1(t_1) = V_1$, $v_2(t_1) = v_n$,整理得

$$\Delta q = \frac{ND^2T^2E^2}{2L_1(V_1 + Nv_n - E)} + \frac{D^2T^2V_1^2}{2N^2L_2v_n} - \frac{T}{R}v_n. \quad (11)$$

由(11)式,可得到第 n 个开关周期内输出电压 v_o 的变化量 Δv 为

$$\begin{aligned} \Delta v &= \frac{\Delta q}{C_2} \\ &= \frac{ND^2T^2E^2}{2L_1C_2(V_1 + Nv_n - E)} + \frac{D^2T^2V_1^2}{2N^2L_2C_2v_n} \\ &\quad - \frac{T}{RC_2}v_n, \end{aligned} \quad (12)$$

相应地,输出电压 v_o 的离散迭代映射关系可表示为

$$\begin{aligned} v_{n+1} &= v_n + \Delta v \\ &= f(v_n, D) \\ &= \frac{ND^2T^2E^2}{2L_1C_2(V_1 + Nv_n - E)} + \frac{D^2T^2V_1^2}{2N^2L_2C_2v_n} \\ &\quad + \left(1 - \frac{T}{RC_2}\right)v_n. \end{aligned} \quad (13)$$

根据第 n 个开关周期的起始时刻 v_o 的采样值 v_n 与 V_{ref} 的比较结果,PT控制器将选择不同占空比的功率脉冲作为主电路的控制信号,即当 $v_n \leq V_{\text{ref}}$ 时, $D = D_H$;而当 $v_n > V_{\text{ref}}$ 时, $D = D_L$.因此,PT控制DCM-DCM BIFRED变换器在第 n 个开关周期内的离散迭代映射关系为

$$v_{n+1} = \begin{cases} \frac{ND_H^2T^2E^2}{2L_1C_2(V_1 + Nv_n - E)} + \frac{D_H^2T^2V_1^2}{2N^2L_2C_2v_n} \\ \quad + \left(1 - \frac{T}{RC_2}\right)v_n, & v_n \leq V_{\text{ref}}, \\ \frac{ND_L^2T^2E^2}{2L_1C_2(V_1 + Nv_n - E)} + \frac{D_L^2T^2V_1^2}{2N^2L_2C_2v_n} \\ \quad + \left(1 - \frac{T}{RC_2}\right)v_n, & v_n > V_{\text{ref}}. \end{cases} \quad (14)$$

(14)式即为PT控制DCM-DCM BIFRED变换器关于输出电压的一维近似离散映射模型,基准电压 V_{ref} 为该模型惟一的切换条件.基于该模型可对PT控制DCM-DCM BIFRED变换器进行多周期行为分析.

4.2 多周期行为分析

PT控制BIFRED变换器的电路参数选择为 $E = 15 \text{ V}$, $V_{\text{ref}} = 5 \text{ V}$, $L_1 = 200 \text{ } \mu\text{H}$, $L_2 = 20 \text{ } \mu\text{H}$,

$C_1 = 470 \text{ } \mu\text{F}$, $C_2 = 220 \text{ } \mu\text{F}$, $N = 6$, $D_H = 0.4$, $D_L = 0.1$, $T = 50 \text{ } \mu\text{s}$.负载电阻 R 作为分岔参数,参数范围为3—70 Ω .基于(14)式,可绘出随 R 变化的输出电压的分岔图和相应的最大李雅普诺夫指数(maximal Lyapunov exponent, MLE)谱如图8所示.图中, $v_n = 5 \text{ V}$ 为输出电压运行轨道的边界线,高于边界线表示选择低功率脉冲 P_L 作为控制信号,其运行轨道称之为低功率脉冲轨道;而低于分界线表示选择高功率脉冲 P_H 作为控制信号,其运行轨道称之为高功率脉冲轨道.

如图8(a)所示,随着 R 逐步增大即负载逐步减轻,BIFRED变换器输出电压的运行轨道历经周期1态至多周期态再回到周期1态的动力学行为;如图8(d)所示,在整个参数范围内,BIFRED变换器的MLE总是负数,即BIFRED变换器是全局稳定的,总是工作在稳定的多周期态.当 R 约为4 Ω 时,周期1的运行轨道与基准电压 V_{ref} 相遇发生边界碰撞分岔,BIFRED变换器的工作状态进入正常的、稳定的多周期态;当 R 约为63 Ω 时,多周期的运行轨道发生边界碰撞分岔而进入周期1态.输出电压的运行轨道在周期1态时,表示BIFRED变换器的负载过重或者过轻,PT控制器连续地发出高功率脉冲 P_H 或者低功率脉冲 P_L ,无法把输出电压调节到基准电压 V_{ref} 附近,PT控制器失去控制.

此外,仔细观察图8分岔图中的运行轨道可见,当负载 R 选取第3节中的一些典型参数时,BIFRED变换器有着不同的动力学行为: $R = 10 \text{ } \Omega$ 时为数量较大的多周期、 $R = 7.3 \text{ } \Omega$ 时为周期2, $R = 5.6 \text{ } \Omega$ 和 $R = 10.6 \text{ } \Omega$ 时为周期3、以及 $R = 5 \text{ } \Omega$ 和 $R = 13.6 \text{ } \Omega$ 时为周期4.由这些结果与图4、图5结果作比较可知,两者所表示的BIFRED变换器的动力学行为是完全一致的,恰好验证了PT控制DCM-DCM BIFRED变换器一维近似离散映射模型的正确性和有效性.

边界碰撞分岔规律满足法理树原则,如图9所示,多周期态关于周期2对称,对称的多周期态高、低功率脉冲轨道个数交错相等.周期2的左边表示高功率脉冲轨道个数高于低功率脉冲轨道个数,右边表示高功率脉冲轨道个数低于低功率脉冲轨道个数.以周期3行为为例,在图8(b)中,周期2轨道的左边存在脉冲序列组合为 $2P_H-1P_L$ 的周期3轨道,而在图8(c)中,周期2轨道的右边存在脉冲序列组合为 $1P_H-2P_L$ 的周期3轨道.

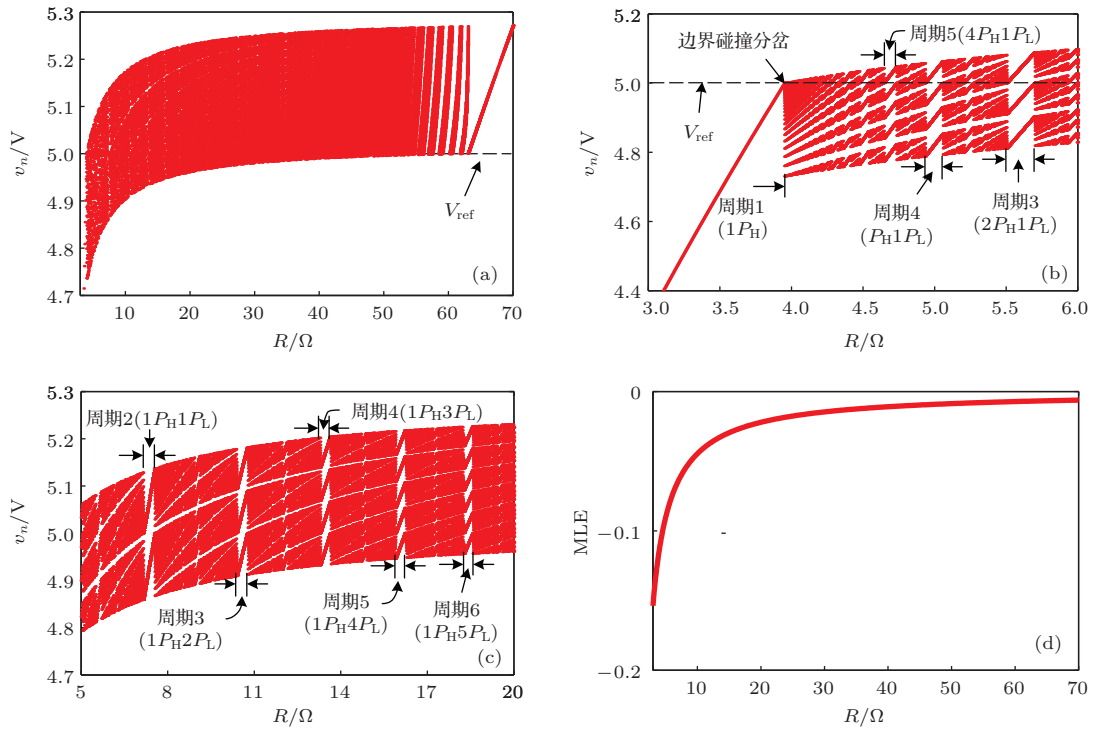


图8 负载电阻 R 变化的分岔图和最大李雅普诺夫指数 (a) 全局图 ($R = 3\text{—}70\ \Omega$); (b) 局部图 ($R = 3\text{—}6\ \Omega$); (c) 局部图 ($R = 5\text{—}20\ \Omega$); (d) 最大李雅普诺夫指数 ($R = 3\text{—}70\ \Omega$)

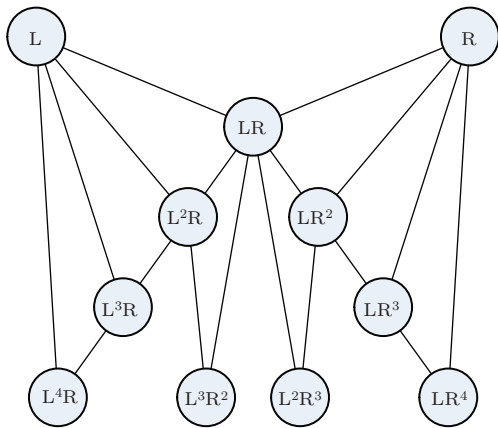


图9 法理树结构图

若多周期轨道的脉冲序列组合为 $\mu_H P_H - 1 P_L$ 或 $1 P_H - \mu_L P_L$ 的分布结构, 这里 μ_H 和 μ_L 分别为 P_H 和 P_L 的个数, 则通过观察图 8 (b) 和 (c) 可知, 多周期轨道是关于脉冲序列组合为 $1 P_H - 1 P_L$ 的周期 2 轨道对称, 且向两边延伸时不断递增一个轨道周期. 若多周期轨道的脉冲序列组合为 $\mu_H P_H - \mu_L P_L$ 的分布结构, 这里 μ_H 和 μ_L 不为 1, 则可发现在周期 2 和周期 3 的轨道之间必然存在周期 5 轨道, 其脉冲序列组合为 $2 P_H - 3 P_L$ 和 $3 P_H - 2 P_L$, 由两种轨道中的 P_H 和 P_L 的数量分别相加得到. 因此可通过相邻周期轨道相加法推演出边界碰撞分岔所产生的多周期轨道脉冲序列组合的分布结构.

确定负载 $R = 10\ \Omega$, 以输入电压 E 为分岔参数, 基于 (14) 式, 可绘出随输入电压 E 变化的输出电压的分岔图, 如图 10 所示. 从图 10 中可知, 随着

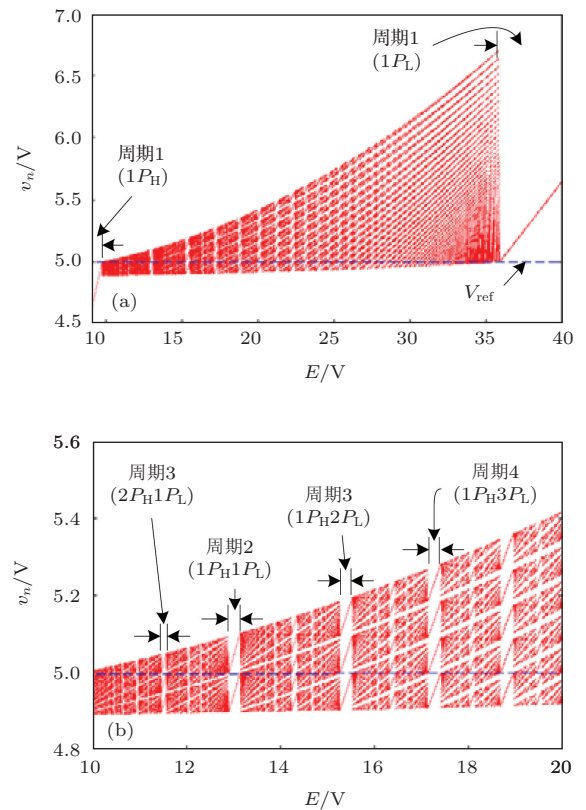


图10 输入电压 E 变化的分岔图 (a) 全局图 ($E = 9\text{—}40\ \text{V}$); (b) 局部图 ($E = 10\text{—}20\ \text{V}$)

输入电压逐步增大, 输出电压的运行轨道同样历经周期1态至稳定多周期态再回到周期1态的动力学行为, 分岔规律满足法理树原则, 多周期行为是关于周期2对称的.

4.3 稳定性分析

以负载电阻 R 为例, 分析 PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器工作状态的稳定性和估算典型周期态所对应的 R 的取值范围.

对 (14) 式右边等式在 $v_n = V_{\text{ref}}$ 处使用泰勒公式展开且忽略高阶项, 进行坐标转换 $x_n = v_n - V_{\text{ref}}$ 和 $x_{n+1} = v_{n+1} - V_{\text{ref}}$, 可得 PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器的归一化离散映射模型为 [13]

$$x_{n+1} = \begin{cases} ax_n + c, & x_n \leq 0, \\ bx_n + d, & x_n > 0, \end{cases} \quad (15)$$

式中,

$$\begin{aligned} a &= 1 - \frac{T}{RC_2} - \frac{D_H^2 T^2 V_1^2}{2N^2 L_2 C_2 V_{\text{ref}}^2} \\ &\quad - \frac{N^2 D_H^2 T^2 E^2}{2L_1 C_2 (V_1 + NV_{\text{ref}} - E)^2}, \\ b &= 1 - \frac{T}{RC_2} - \frac{D_L^2 T^2 V_1^2}{2N^2 L_2 C_2 V_{\text{ref}}^2} \\ &\quad - \frac{N^2 D_L^2 T^2 E^2}{2L_1 C_2 (V_1 + NV_{\text{ref}} - E)^2}, \\ c &= \frac{ND_H^2 T^2 E^2}{2L_1 C_2 (V_1 + NV_{\text{ref}} - E)} \\ &\quad + \frac{D_H^2 T^2 V_1^2}{2N^2 L_2 C_2 V_{\text{ref}}} - \frac{V_{\text{ref}} T}{RC_2}, \\ d &= \frac{ND_L^2 T^2 E^2}{2L_1 C_2 (V_1 + NV_{\text{ref}} - E)} \\ &\quad + \frac{D_L^2 T^2 V_1^2}{2N^2 L_2 C_2 V_{\text{ref}}} - \frac{V_{\text{ref}} T}{RC_2}. \end{aligned}$$

(15) 式符合文献 [18] 中一维离散映射的规范式. 容易验证, 系数 a 和 b 满足 $0 < a < 1$, $0 < b < 1$. 因此, (15) 式所描述的系统总是稳定的, 不会出现混沌现象, 意味着 PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器在分岔参数范围内总是处于稳定的工作状态.

4.4 负载取值范围估算

如图 8 所示, 除了周期 1 轨道之外, PT 控制 DCM-DCM BIFRED 变换器的运行轨道都为多周期轨道. 基于 (15) 式, 可导出归一化离散映射模型的一次、二次、三次和四次等 n 次迭代映射关系式及其相应的 n 个不动点表达式, 然后根据不动点存

在所必须遵循的参数条件关系式, 可估算出多周期行为及周期 2, 3, 4 等典型行为的参数区间即负载电阻 R 的取值范围.

多周期. 多周期行为的整个参数区间为周期 1 行为的参数区间的补集, 确定了周期 1 行为的参数区间即可确定多周期行为的整个参数区间. 当 PT 控制器输出的脉冲序列组合仅由一个 P_H 或一个 P_L 组成时, BIFRED 变换器为周期 1 行为. 由文献 [13] 可知, 只有当 $c > 0$ 且 $d < 0$ 时, (15) 式所表示的一次迭代映射关系式才没有不动点, 即周期 1 行为不存在. 因此, 多周期行为的参数条件为

$$d < 0 \cup c > 0, \quad (16)$$

代入 c 和 d 的关系式, 可得负载电阻 R 的关系式为

$$\frac{\xi}{D_H^2 T} < R < \frac{\xi}{D_L^2 T}, \quad (17)$$

其中,

$$\xi = \frac{2N^2 L_1 L_2 V_{\text{ref}}^2 (V_1 + NV_{\text{ref}} - E)}{N^3 L_2 E^2 V_{\text{ref}} + L_1 V_1^2 (V_1 + NV_{\text{ref}} - E)},$$

该参数只与主电路参数有关, 与 PT 控制器的控制脉冲无关. 因此, 一旦 DCM-DCM BIFRED 变换器主电路参数确定后, (17) 式所估算的 R 的有效取值范围取决于 PT 控制器的控制脉冲参数. 代入电路参数即可求得多周期行为时 R 的取值范围为 $[3.9509 \Omega, 63.2144 \Omega]$.

周期 2. PT 控制器输出的脉冲序列组合为 $1P_H-1P_L$. 由 (15) 式导出的二次迭代映射关系有 2 个不动点, 可得周期 2 行为的参数条件为

$$bc + d < 0 \cup ad + c > 0 \quad (18)$$

周期 2 行为对应的 R 的取值范围为 $[7.1633 \Omega, 7.5498 \Omega]$.

周期 3. 脉冲序列组合分别为 $2P_H-1P_L$ 和 $1P_H-2P_L$, 可分为 L^2R 型和 LR^2 型, 这里 L 表示位于 x_n 坐标原点左边的高功率脉冲轨道, R 表示位于 x_n 坐标原点右边的低功率脉冲轨道. 从 (15) 式导出的三次迭代映射关系有 3 个不动点. 因此, L^2R 型和 LR^2 型周期 3 行为的参数条件分别为

$$abc + ad + c < 0 \cup a^2 d + ac + c > 0 \quad (19)$$

和

$$b^2 c + bd + d < 0 \cup abd + bc + d > 0. \quad (20)$$

两种周期 3 行为对应的 R 的取值范围分别为 $[5.8079 \Omega, 5.6982 \Omega]$ 和 $[10.3965 \Omega, 10.7556 \Omega]$.

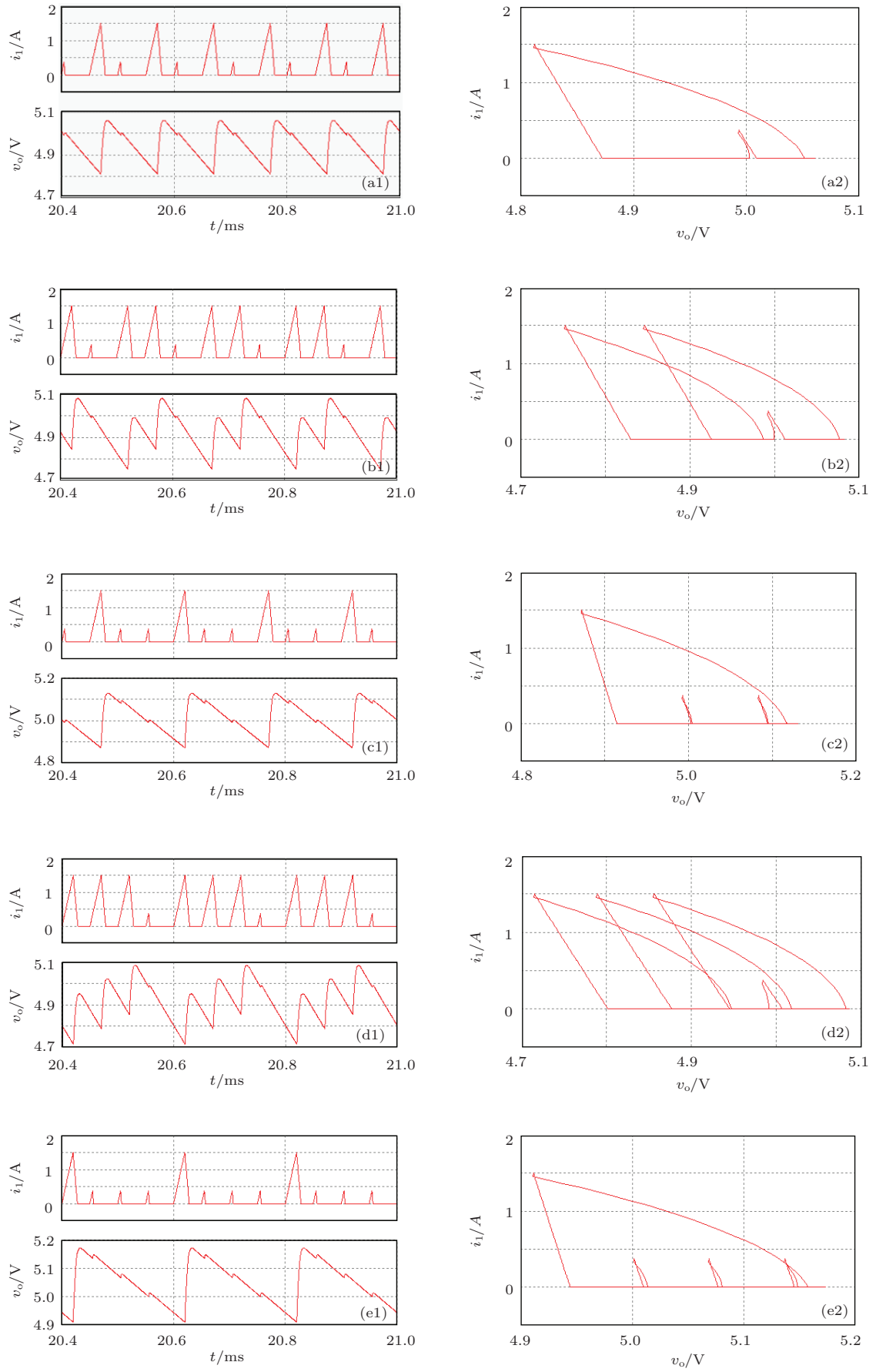


图 11 不同负载取值时 i_1 和 v_0 的时域波形和相轨图的电路仿真结果 (a) $R = 7.3 \Omega$; (b) $R = 5.6 \Omega$; (c) $R = 10.6 \Omega$; (d) $R = 5 \Omega$; (e) $R = 13.6 \Omega$

周期4. 脉冲序列组合为 $3P_H-1P_L$ 或 $1P_H-3P_L$, 可分为 L^3R 型和 LR^3 型. 从(15)式导出的四次迭代映射关系有4个不动点. 因此, L^3R 型和 LR^3 周期4行为的参数条件分别为

$$\begin{aligned} & a^2bc + a^2d + ac + c < 0 \\ & \cup a^3d + a^2c + ac + c > 0, \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned} & b^3c + b^2d + bd + d < 0 \\ & \cup ab^2d + abd + bc + d > 0. \end{aligned} \quad (22)$$

两种周期4行为对应的 R 的取值范围分别为 $[4.9367 \Omega, 5.0582 \Omega]$ 和 $[13.2931 \Omega, 13.6302 \Omega]$.

由图4, 图5和图8可知, 上述典型的多周期行为为所对应的负载电阻值刚好位于不同的多周期行为时 R 的取值范围内, 说明了采用多周期行为的参数条件等式用于负载取值范围估算完全是可行的.

5 电路仿真和实验验证

选用与理论分析完全一致的电路参数, 采用PSIM软件对PT控制BIFRED变换器进行电路仿

真, 电感电流 i_L 与输出电压 v_o 的时域波形和相轨图如图11所示. 当负载电阻 R 依次选取图5中各图所对应的值时, 图11电路仿真与图5数值仿真的结果完全一致, 验证了分段光滑线性时变模型和一维近似离散映射模型的正确性和合理性.

按照图1原理图搭建PT控制BIFRED变换器的实际电路. 主电路选用IRF640N MOSFET开关管和MBR2035二极管等功率器件, 控制电路选用LM319比较器、74LS74 D触发器、74LS08与门、74LS32或门等芯片以及IR2125驱动电路, 高低功率脉冲由FPGA产生. 实验电路所选取的电路参数与数值仿真时的电路参数一致, 其中输出电容采用22个 $10 \mu F$ 的贴片电容并联实现, 以减小等效串联电阻.

PT控制BIFRED变换器的电感电流 i_L 和输出电压 v_o 的时域波形的实验测量结果如图12所示, 图中电感电流 i_L 处于DCM. 如图12(a)所示, 当 $R = 7.3 \Omega$ 时, BIFRED变换器以周期2振荡, 脉冲序列组合为 $1P_H-1P_L$; 如图12(b)和(c)所示, 当 R 分别为 5.6Ω 和 10.6Ω 时, BIFRED变换器工作

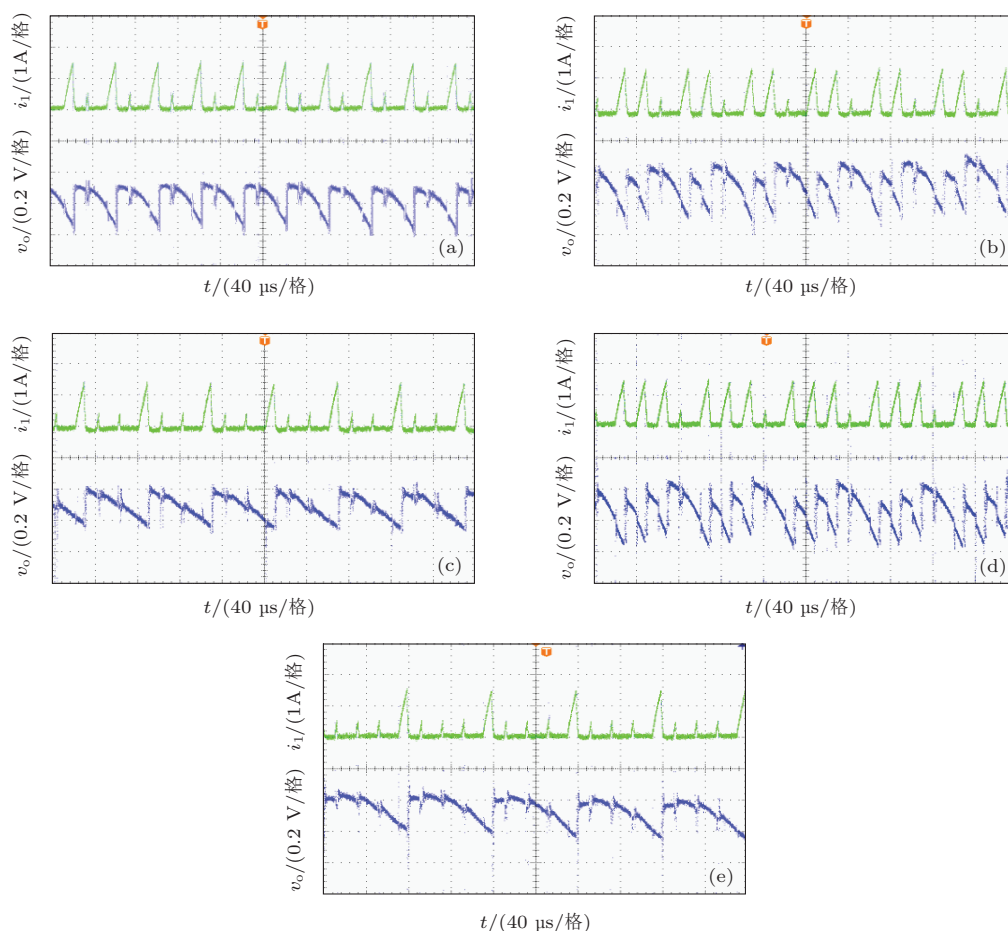


图12 不同负载取值时 i_L 和 v_o 的实验测量波形 (a) $R = 7.3 \Omega$; (b) $R = 5.6 \Omega$; (c) $R = 10.6 \Omega$; (d) $R = 5 \Omega$; (e) $R = 13.6 \Omega$

在周期3态, 脉冲序列组合分别为 $2P_H-1P_L$ 和 $1P_H-2P_L$; 如图12(d)和(e)所示, 当 R 分别为 $5\ \Omega$ 和 $13.6\ \Omega$ 时, BIFRED变换器工作在周期4态, 脉冲序列组合分别为 $3P_H-1P_L$ 和 $1P_H-3P_L$. 图12实验测量与图11电路仿真的结果基本一致.

6 结 论

BIFRED变换器是一个四阶开关时变电路, 存在多种工作模式, 其数学模型是一个四维系统方程, 相比于Buck变换器或反激式变换器等有着十分复杂的动力学建模过程. 考虑到BIFRED变换器工作在DCM-DCM时, 在每个开关周期起始时刻, 两个电感电流始终为零且储能电容电压保持为恒定值, 因此可建立PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的一维近似离散映射建模.

通过对四种工作模式的详细描述, 分别建立了PT控制DCM-DCM BIFRED变换器的分段光滑线性时变模型和一维近似离散映射模型, 由此开展了相应的时域分析、多周期行为分析、稳定性分析、负载取阻范围估算等研究, 并得到了PSIM电路仿真和电路实验测量的有效验证. 与工作于DCM的PT控制Buck变换器或反激式变换器等一样^[1,9], PT控制DCM-DCM BIFRED变换器存在由边界碰撞分岔引起的复杂多周期行为, 其输出电压的运行轨道以稳定的、非混沌的多周期态振荡, 与传统的PWM控制开关DC-DC变换器的动力学行为有着本质的区别.

参考文献

- [1] Sha J, Bao B C, Xu J P, Gao Y 2012 *Acta Phys. Sin.* **61** 120501 (in Chinese) [沙金, 包伯成, 许建平, 高玉 2012 物理学报 **61** 120501]
- [2] Bao B C, Xu J P, Liu Z 2009 *Chin. Phys. B* **18** 4742
- [3] Xie F, Yang R, Zhang B 2011 *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers* **58** 2269
- [4] Bao B C, Zhou G H, Xu J P, Liu Z 2011 *IEEE Trans. Power Electron* **26** 1968
- [5] Zhang F Y, Yang R, Long X L, Xie C Y, Chen H 2013 *Acta Phys. Sin.* **62** 218404 (in Chinese) [张方樱, 杨汝, 龙晓莉, 谢陈跃, 陈虹 2013 物理学报 **62** 218404]
- [6] Wang F Q, Ma X K 2013 *Chin. Phys. B* **22** 120504
- [7] Liu F 2010 *Chin. Phys. B* **19** 080511
- [8] Deivasundari P S, Uma G, Poovizhi R 2013 *IET Power Electron.* **6** 763
- [9] Telefus M, Shteynberg A, Ferdowsi M, Emadi A 2004 *IEEE Trans. Power Electron.* **19** 3
- [10] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberg A 2005 *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.* **41** 181
- [11] Ferdowsi M, Emadi A, Telefus M, Shteynberg A 2005 *IEEE Trans. Power Electron.* **20** 798
- [12] Khaligh A, Rahimi A M, Emadi A 2007 *IEEE Trans. Veh. Technol.* **56** 2005
- [13] Sha J, Xu J P, Bao B C, Yan T S 2014 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **61** 1562
- [14] Qin M, Xu J P 2013 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **60** 1819
- [15] Wu S R, Zhou G H, Wang J P, Xu J P, He S Z 2014 *Acta Phys. Sin.* **63** 028401 (in Chinese) [吴松荣, 周国华, 王金平, 许建平, 何圣仲 2014 物理学报 **63** 028401]
- [16] Willers M J, Egan M G, Daly S, Murphy J M D 1999 *IEEE Trans. Ind. Electron.* **46** 724
- [17] Kapat S, Banerjee S, Patra A 2010 *IEEE Trans. Circuits Syst. I, Reg. Papers* **57** 1793
- [18] Jain P, Banerjee S 2003 *Int. J. Bifurc. Chaos* **11** 3341

Dynamical modeling and multi-periodic behavior analysis on pulse train controlled DCM-DCM BIFRED converter^{*}

Shi Guo-Dong Zhang Hai-Ming Bao Bo-Cheng[†] Feng Fei Dong Wei

(School of Information Science and Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

(Received 9 August 2014; revised manuscript received 29 August 2014)

Abstract

According to four different operating modes of a BIFRED converter, a piecewise smooth linear time-varying model for pulse train (PT)-controlled BIFRED converter operating in dual discontinuous conduction modes (DCM-DCM) is established, from which time-domain waveforms and phase portraits under different loads are obtained by numerical simulations. By analyzing the variation of the charge of an output capacitor in a switching period, a one-dimensional approximate discrete mapping model for PT-controlled DCM-DCM BIFRED converter is derived, in which the multi-periodic behaviors with the variations of the load resistance and the input voltage are studied, and the stability analysis and the estimations of the load resistance ranges are performed. Research findings indicate that the dynamical behaviors depicted by the one-dimensional approximate discrete mapping model are in good agreement with those described by the piecewise smooth linear time-varying model, well revealing the complicated multi-periodic behaviors existing in the PT-controlled DCM-DCM BIFRED converter. By PSIM circuit simulations and physical circuit experimental measurements, the waveforms obtained are consistent with the results of theoretical analysis, effectively validating the feasibility of the two dynamical models.

Keywords: pulse train control, BIFRED converter, border-collision bifurcation, multi-periodic behavior

PACS: 05.45.-a

DOI: 10.7498/aps.64.010501

^{*} Project supported by the National Natural Science Foundation of China (Grant Nos. 51277017, 51177140).

[†] Corresponding author. E-mail: mervinbao@126.com