

# BOOST 变换器延迟反馈混沌控制及其优化<sup>\*</sup>

卢伟国<sup>†</sup> 周维维 罗全明 杜 雄

(重庆大学电气工程学院高电压与电工新技术教育部重点实验室,重庆 400044)

(2007 年 2 月 19 日收到,2007 年 3 月 19 日收到修改稿)

引入输出延迟反馈控制(time-delay feedback control, TDFC)到峰值电流控制 BOOST 变换器中,构建了被控系统的离散迭代模型,获取相应的 Jacobian 矩阵表达式.通过分析变换器在平衡点的变化规律及 Jacobian 矩阵特征值轨迹,确定出控制系统混沌到单周期态的 TDFC 反馈增益范围,并依据状态变量和占空比的收敛情况讨论了系统的稳态和动态性能,实现了对 TDFC 控制参数优化选择.仿真结果证实了所提控制方式的有效和理论分析的正确.

关键词:混沌,混沌控制,延迟反馈控制,BOOST 变换器

PACC: 0545

## 1. 引 言

反馈控制的 DC-DC 变换器在其内部参数的改变下会发生各类非线性现象,如倍周期分岔、边界碰撞分岔、混沌等<sup>[1-8]</sup>.峰值电流控制的 BOOST 变换器在工业领域应用广泛,是一类较早被作为研究非线性现象的功率变换电路.随着系统参数的变化,峰值电流控制 BOOST 变换器会出现倍周期分岔后进入混沌态,而在混沌态下,系统的电压和电流纹波增大,变换器工作性能出现恶化<sup>[4,9-11]</sup>.因此寻求有效控制方式实现其混沌行为的抑制,具有一定理论价值和实际工程意义.

文献[9]应用 OGY 思想实现了对 BOOST 变换器的混沌行为控制,并从实验角度进行了验证.文献[10,11]利用外部正弦周期信号去扰动参考信号实现了 BOOST 变换器的混沌控制,并基于仿真进行参数优化讨论.但是上述方式的参数稳定范围确定和优化选择的量化分析有所不足.

Paragas 提出的延迟反馈法<sup>[12]</sup>,是目前用于镇定混沌吸引子中不稳定的周期轨道(unstable periodic orbits, UPO)的一种简单而有效的方式<sup>[13]</sup>,它对控制对象有很好的适用性,同样适用于 DC-DC 变换器的混沌控制.但是对其延迟时间和反馈增益的确定一直是该控制方法的难点和重点.文献[14]首先采用

状态变量延迟反馈控制方式(TDFC)控制电压模式 BUCK 变换器的混沌,论文从有源和无源两种控制方式论证 TDFC 控制 DC-DC 变换器混沌的有效,但文中未涉及控制参数的优化选择,因而仿真得到的控制效果并不是很理想,调整时间较长.

从现有 BOOST 变换器混沌控制方式来看,主要侧重于控制的有效性,对系统的量化分析涉及较少,而且对稳定范围内控制参数的优化选择研究就更少.为此,本文将输出 TDFC 控制峰值电流模式 BOOST 变换器的混沌控制为例,选择 TDFC 延迟时间为开关周期,基于量化分析确定出 TDFC 反馈增益的稳定范围和参数的优化选择.首先构建被控系统的离散映射模型,获取系统的 Jacobian 矩阵表达式,分析被控系统在平衡点的变化规律及 Jacobian 矩阵最大模特征值轨迹,确定出控制系统混沌到单周期态的 TDFC 控制的反馈增益范围.同时,结合状态变量和占空比的收敛情况来分析系统的稳态和动态性能,实现对控制参数的优化选择.最后基于仿真验证理论分析的正确和有效.

## 2. 输出延迟反馈控制电流模式 BOOST 变换器

### 2.1. 控制系统结构

TDFC 的控制思想是利用输出或状态变量与自

<sup>\*</sup> 国家自然科学基金(批准号 50677071)和重庆市自然科学基金重点项目(批准号 2005BA6017)资助的课题.

<sup>†</sup> E-mail: reedlu@sohu.com

身延迟一定时间的参量之差去作用混沌系统,以改变系统的运行状态,实现混沌到稳定的单周期态的转变,可以表示为

$$\Delta_1 = k_0 [y(t) - y(t - \tau)], \quad (1)$$

式中  $y(t)$  为输出变量或状态变量,  $\tau$  为时间延迟参量,  $k_0$  为增益常数. 将 (1) 式结果应用于 BOOST 变换器混沌控制, 若取输出  $y$  为电容电压. 如此, 可构建输出电压延迟反馈控制电流模式 BOOST 变换器系统结构, 见图 1 所示. 图中,  $v_s$  为输入电压,  $I_{\text{ref}}$  为原系统参考电流,  $I'_{\text{ref}}$  为新的参考电流,  $k_1$  为 TDFC 反馈增益, CLK 为时钟信号, 开关周期为  $T$ . 虚线框部分为增加的 TDFC 控制部分, 有

$$I'_{\text{ref}} = I_{\text{ref}} + \Delta I_{\text{ref}} = I_{\text{ref}} - k_1 (v_o(t) - v_o(t - T)). \quad (2)$$

当  $\Delta I_{\text{ref}} = 0$ , 即未引入 TDFC 控制, 随着参考电流的增加, 系统会发生倍周期分岔而进入混沌态<sup>[10]</sup>.

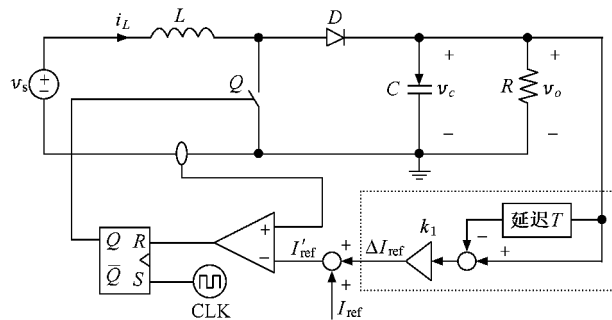


图 1 TDFC 控制电流模式 BOOST 变换器

TDFC 的延迟时间取为开关周期  $T$ , 如此, 当系统被控制到单周期态时, 有  $\Delta I_{\text{ref}} = 0$ , 此时系统与未施加反馈控制时等效. 因此施加 TDFC 控制可保证系统稳定到混沌吸引子中 UPO 的单周期轨道, 保证系统稳定后的单周期稳态解不变. 而且可通过求解原系统的单周期稳态解来获取被控后的单周期稳态解. 这对开关变换器量化分析是非常有意义的. 此外, 控制上只须调节参数  $k_1$  强度达到对系统的混沌抑制, 而  $k_1$  的大小可以由被控的系统期望特征值来确定.

## 2.2. 控制系统的映射方程

图 1 中 BOOST 变换器工作在连续导电模式 (CCM) 下, 则一个开关周期状态含两个子状态, 即开关  $Q$  导通状态 S1 和关断状态 S2, 定义状态变量为

$x = [x_1 \ x_2]^T = [i_L \ v_C]^T$ , 则对应状态方程为

$$S1: \dot{x} = A_1 x + B_1 v_{sn}, \quad nT < t < nT + d_n T,$$

$$S2: \dot{x} = A_2 x + B_2 v_{sn}, \quad nT + d_n T < t < (n+1)T,$$

$$v_o = Ex,$$

其中,  $d_n$  为开关对应占空比,  $A_1 = [0 \ 0; 0 \ -1/(RC)]$ ,  $A_2 = [0 \ -1/L; 1/C \ -1/(RC)]$ ,  $B_1 = B_2 = [1/L \ 0]$ ,  $E = [0 \ 1]$ .

采用闪频采样法<sup>[3]</sup>来获得系统的离散迭代映射方程. 不妨记  $t_n = nT$ ,  $x_n = x(nT)$ ,  $v_{on} = v_o(nT)$ , 其他离散参量以此类推. 同时认为输入量  $v_{sn}$  在一个开关周期内近似不变. 对 S1 和 S2 采用逐步迭代有

$$\begin{aligned} x(t_n + d_n T) &= \phi_1(d_n T)x(t_n) \\ &+ \int_{t_n}^{t_n + d_n T} \phi_1(t_n + d_n T - \tau) B_1 v_{sn} d\tau \\ &= \phi_1(d_n T)x_n + [d_n TV_s / L \ 0], \quad (3) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} x(t_{n+1}) &= \phi_2(\bar{d}_n T)x(t_n + d_n T) \\ &+ \int_0^{\bar{d}_n T} \phi_2(\xi) B_2 v_{sn} d\xi \\ &= \phi_2(\bar{d}_n T)x(t_n + d_n T) \\ &+ (\phi_2(\bar{d}_n T) - I) A_2^{-1} B_2 V_s, \quad (4) \end{aligned}$$

其中,  $\phi_1(\xi) = e^{A_1 \xi} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} A_1^k \xi^k$ ,

$$\phi_2(\xi) = e^{A_2 \xi} = 1 + \sum_{k=1}^{\infty} A_2^k \xi^k,$$

$$\bar{d}_n = 1 - d_n.$$

得离散映射方程为

$$\begin{aligned} x_{n+1} &= f_1(x_n, d_n) = \phi_2(\bar{d}_n T)\phi_1(d_n T)x_n \\ &+ \phi_2(\bar{d}_n T)[d_n TV_s / L \ 0] \\ &+ (\phi_2(\bar{d}_n T) - I) A_2^{-1} B_2 V_s. \quad (5) \end{aligned}$$

定义切换函数

$$\begin{aligned} s(x_n, d_n, x_{n-1}, d_{n-1}) &= i'_{\text{ref}} - i_L \\ &= i_{\text{ref}} + k_1 (v_o(t) - v_o(t - T)) - i_L(t), \quad (6) \end{aligned}$$

则当  $s(x_n, d_n, x_{n-1}, d_{n-1}) = 0$ , 开关  $Q$  状态出现变换, 变换器由 S1 子状态进入 S2 子状态. 联立 (5) 和 (6), 则构成闭环 BOOST 变换器系统的离散映射方程.

## 2.3. 控制系统的稳定性分析

由功率级离散方程 (5) 可得

$$\begin{aligned} x_n &= f_2(x_{n-1}, d_{n-1}) \\ &= \phi_2(\bar{d}_{n-1} T)\phi_1(d_{n-1} T)x_{n-1} \end{aligned}$$

$$+ \phi_2(\bar{d}_{n-1} T) \mathbb{I} d_{n-1} TV_s / L \rho] \\ + (\phi_2(\bar{d}_{n-1} T) - I) A_2^{-1} B_2 V_s. \quad (7)$$

控制切换函数经整理有

$$\begin{aligned} & \chi(x_n, d_n, x_{n-1}, d_{n-1}) \\ &= i_{\text{ref}} + k_1(v_0(t_n + d_n T) - v_0(t_{n-1} + d_n T)) \\ & \quad - i_L(t_n + d_n T) \\ &= i_{\text{ref}} + K_1 \chi(t_n + d_n T) + K_2 \chi(t_{n-1} + d_n T), \quad (8) \end{aligned}$$

其中,  $K_1 = [-1, k_1]$ ,  $K_2 = [0, -k_1]$ .

若被控系统稳定在单周期态, 且认为输入电压和参考电压始终保持不变, 取  $x_n = \hat{x}_n + X_Q$ ,  $d_n = \hat{d}_n + D$ ,  $x_{n-1} = \hat{x}_{n-1} + X_Q$ ,  $d_{n-1} = \hat{d}_{n-1} + D$ ,  $X_Q$  和  $D$  为稳态周期解, 对 (7) (8) 式进行小信号线性化扰动处理有

$$\hat{x}_n = \Gamma_{10} \hat{x}_{n-1} + \Gamma_{11} \hat{d}_{n-1}, \quad (9)$$

$$\hat{d}_n = \Gamma_{20} \hat{x}_{n-1} + \Gamma_{21} \hat{d}_{n-1}, \quad (10)$$

其中,

$$\Gamma_{10} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial x_{n-1}} \right|_{(x_n, x_{n-1}, d_n, d_{n-1})=(X_Q, X_Q, D, D)},$$

$$\Gamma_{11} = \left. \frac{\partial f_2}{\partial d_{n-1}} \right|_{(x_n, x_{n-1}, d_n, d_{n-1})=(X_Q, X_Q, D, D)},$$

$$\begin{aligned} \Gamma_{20} &= - \left( \frac{\partial s}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x_n} \frac{\partial f_2}{\partial x_{n-1}} \\ & \quad - \left( \frac{\partial s}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x_{n-1}} \bigg|_{(x_n, x_{n-1}, d_n, d_{n-1})=(X_Q, X_Q, D, D)}, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Gamma_{21} &= - \left( \frac{\partial s}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial x_n} \frac{\partial f_2}{\partial d_{n-1}} \\ & \quad - \left( \frac{\partial s}{\partial d_n} \right)^{-1} \frac{\partial s}{\partial d_{n-1}} \bigg|_{(x_n, x_{n-1}, d_n, d_{n-1})=(X_Q, X_Q, D, D)}, \end{aligned}$$

且,

$$\frac{\partial f_2}{\partial x_{n-1}} = e^{A_2(1-d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T},$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial f_2}{\partial d_{n-1}} &= T e^{A_2(1-d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T} A_1 x_{n-1} \\ & \quad + T A_2 e^{A_2(1-d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T} x_{n-1} \\ & \quad + T e^{A_2(1-d_{n-1})T} [V_s / L \rho] \\ & \quad - T A_2 e^{A_2(1-d_{n-1})T} [d_{n-1} TV_s / L \rho] \\ & \quad - T e^{A_2(1-d_{n-1})T} B_2 V_s. \end{aligned}$$

对于 (8) 式, 当  $d_n \leq d_{n-1}$  时,

$$\begin{aligned} \chi(t_n + d_n T) &= \phi_1(d_n T) x_n + [d_n TV_s / L \rho], \\ \chi(t_{n-1} + d_n T) &= \phi_1(d_n T) x_{n-1} + [d_n TV_s / L \rho], \end{aligned}$$

故有

$$\frac{\partial \chi}{\partial x_n} = K_1 e^{A_1 d_n T},$$

$$\frac{\partial s}{\partial x_{n-1}} = K_2 e^{A_1 d_n T},$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial s}{\partial d_n} &= K_1 T e^{A_1 d_n T} A_1 x_n + K_2 T e^{A_1 d_n T} A_1 x_{n-1} \\ & \quad + (K_1 + K_2) \mathbb{I} TV_s / L \rho, \end{aligned}$$

$$\frac{\partial s}{\partial d_{n-1}} = 0.$$

当  $d_n > d_{n-1}$  时, 有

$$\begin{aligned} \chi(t_n + d_n T) &= \phi_1(d_n T) x_n \\ & \quad + [d_n TV_s / L \rho] \chi(t_{n-1} + d_n T) \\ &= \phi_2((d_n - d_{n-1})T) \phi_1(d_{n-1} T) x_{n-1} \\ & \quad + \phi_2((d_n - d_{n-1})T) \mathbb{I} d_{n-1} TV_s / L \rho] \\ & \quad + (\phi_2((d_n - d_{n-1})T) - I) A_2^{-1} B_2 V_s, \end{aligned}$$

故有

$$\frac{\partial s}{\partial x_n} = K_1 e^{A_1 d_n T},$$

$$\frac{\partial s}{\partial x_{n-1}} = K_2 e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T},$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial s}{\partial d_n} &= K_1 T e^{A_1 d_n T} A_1 x_n + K_1 [TV_s / L \rho] \\ & \quad + K_2 T A_2 e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T} x_{n-1} \\ & \quad + K_2 T A_2 e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} [d_{n-1} TV_s / L \rho] \\ & \quad + K_2 T e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} B_2 V_s, \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial s}{\partial d_{n-1}} &= K_2 T e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T} A_1 x_{n-1} \\ & \quad - K_2 T A_2 e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} e^{A_1 d_{n-1} T} x_{n-1} \\ & \quad + K_2 T e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} [V_s / L \rho] \\ & \quad - K_2 T A_2 e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} [d_{n-1} TV_s / L \rho] \\ & \quad - K_2 T e^{A_2(d_n - d_{n-1})T} B_2 V_s. \end{aligned}$$

令新的状态变量为  $w = [\hat{x}_{n-1}, \hat{d}_{n-1}]$ , 则由 (9) 和 (10) 式可构成新的系统, 其对应 Jacobian 矩阵为

$$J = \begin{bmatrix} \Gamma_{10} & \Gamma_{11} \\ \Gamma_{20} & \Gamma_{21} \end{bmatrix}.$$

不妨记  $\psi$  为  $J$  的特征值, 由系统稳定性有, 当  $\psi$  均落在单位圆内, 由 (9) 和 (10) 式构成的新系统稳定. 因此, 可以通过选择合适反馈增益  $k_1$ , 既保证系统能稳定到单周期态, 同时, 使  $\psi$  落在合适之处, 优化系统工作性能.

在计算系统 Jacobian 矩阵特征值之前, 首先要确定出被控 BOOST 变换器系统的离散映射方程的稳态周期解  $X_Q$  和  $D$ . 依前面的分析, 系统稳定到单周期态后, 其延迟反馈控制部分没有作用, 所以系统离散映射方程的平衡点, 即系统的单周期稳态解, 与

未施加反馈控制时一致.所以,直接通过原系统来求解单周期稳态解,由(5)式,设  $x_{n+1} = x_n = X_Q$ ,有

$$X_Q = (I - \phi_2((1-D)T)\phi_1(DT))^{-1} \times (\phi_2((1-D)T)[DTV_s/L \ 0]) + (\phi_2((1-D)T) - I)A_2^{-1}B_2V_s. \quad (11)$$

同理,也有

$$X_D = (I - \phi_1(DT)\phi_2((1-D)T))^{-1} \times (\phi_1(DT)[\phi_2((1-D)T) - I])A_2^{-1}B_2V_s + [DTV_s/L \ 0]. \quad (12)$$

同时切换函数满足

$$s(X_D, D) = I_{ref} + K'_1 X_D = 0, \quad (13)$$

其中

$$K'_1 = [-1 \ 0].$$

联立(11—13)式,利用数值运算可求得稳态周期解  $X_Q$  和  $D$ .所以可以通过解出的周期解,利用稳态时的关系式  $x_{n+1} = x_n = x_{n-1} = X_Q$ ,  $d_n = d_{n-1} = D$  来分析系统的稳定时  $J$  的特征值,确定出反馈增益  $k_1$  的合适值.

### 3. 仿真结果

依据图1的BOOST变换器控制原理图进行仿真验证,参数选择为

$$V_m = 10V, L = 10mH, R = 20\Omega,$$

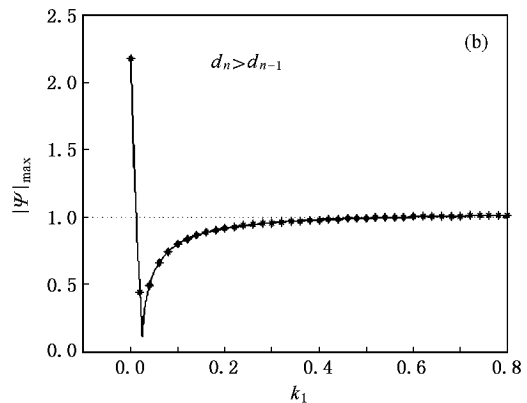
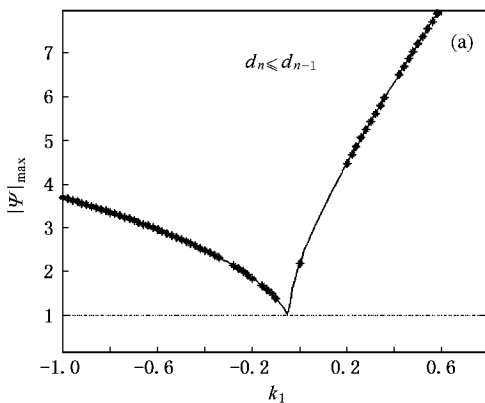


图3 Jacobian 矩阵最大模特征值轨迹

当  $I_{ref} = 4A$  时,联立(11—13)式,利用数值运算可求得稳态周期解  $X_Q = [3.3585, 30.625]$ ,  $X_D = [3.9925, 23.515]$ ,  $D = 0.634$ .事实上,施加 TDFC 控制后的稳态周期解和数值运算得到的单周期解存在微小的偏差,但可认为两者基本一致.

$C = 120\mu F, T = 1ms, I_{ref} = 1-4A$ . 所以,有

$$A_1 = [0 \ 0 \ 0, -416.67],$$

$$A_2 = [0, -100 \ 8333.3, -416.67],$$

$$B_1 = B_2 = [100 \ 0].$$

图2为  $k_1 = 0$ ,即未施加 TDFC 反馈控制时,参考电流  $I_{ref} = 1-4A$  时对应的电感电流分岔图.由图可知,当  $I_{ref} = 1.6A$  左右,系统出现分岔,当系统  $I_{ref} = 4A$  处于混沌态.下面主要讨论在参考电流  $I_{ref} = 4A$  时利用 TDFC 控制系统混沌态到单周期态的情形.

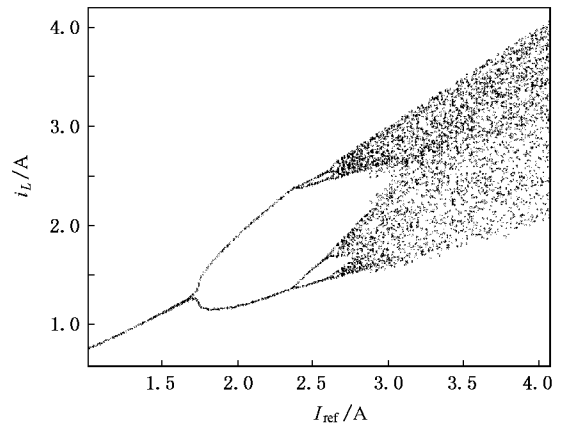


图2  $k_1 = 0$  时,系统分岔图

依据 2.3 节的分析,系统的 Jacobian 矩阵  $J$  为三阶,存在三个特征值  $\Psi = [\lambda_1, \lambda_2, \lambda_3]$ ,系统稳定性主要是取决于模最大的特征值  $|\Psi|_{max}$  是否落在单位圆里面.图3(a)和(b)分别为  $d_n \leq d_{n-1}$  和  $d_n > d_{n-1}$  时,不同 TDFC 反馈增益  $k_1$  对应的系统模最大

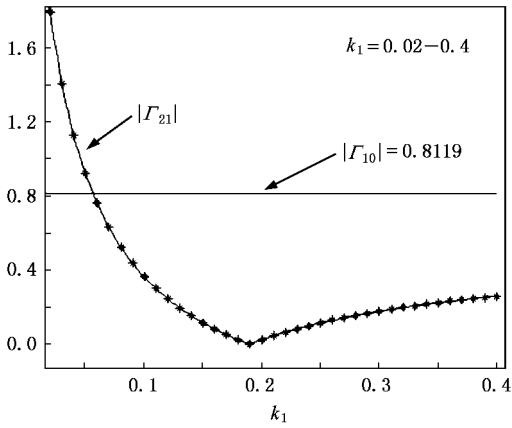


图4  $\Gamma_{10}$ 和 $\Gamma_{21}$ 最大模特征值轨迹

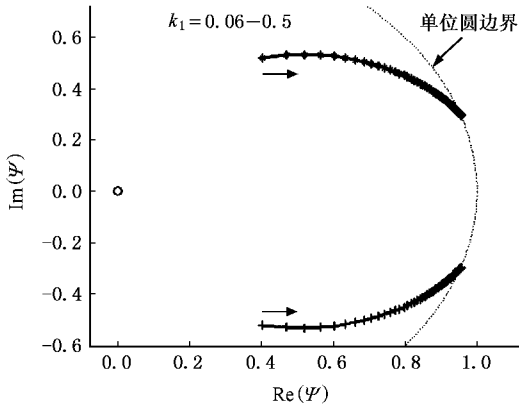


图5 系统特征值轨迹

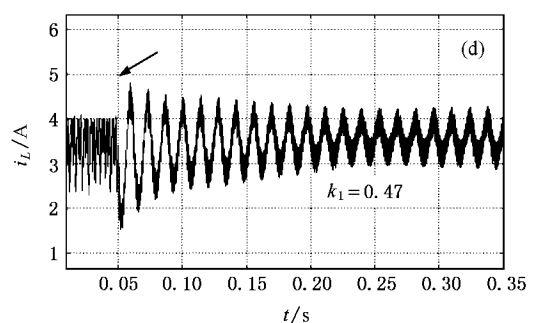
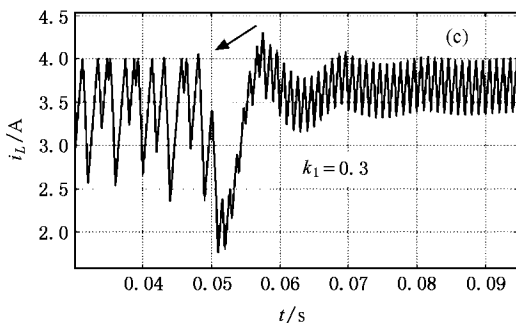
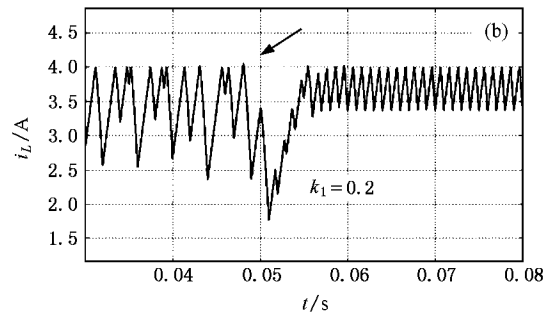
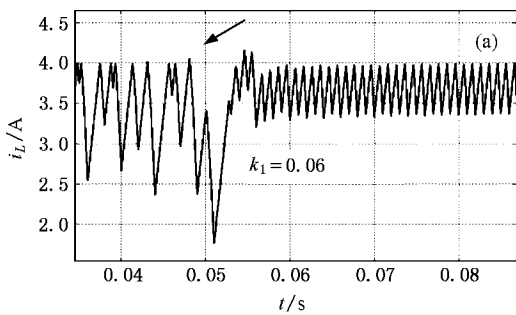


图6 0.05s时施加 TDFC 控制后的电感电流波形

特征值 $|\Psi|_{\max}$  轨迹.

理论上,由特征值轨迹,其模是否小于 1 可以看出: $d_n \leq d_{n-1}$ 时,TDFC 是不能控制系统到单周期稳态,而 $d_n > d_{n-1}$ 时,参数 $k_1 = 0.02-0.4$ 时,TDFC 能实现系统到单周期稳态控制.事实上,并不是 $k_1 = 0.02-0.4$ 均可以保证系统被控制到单周期态.不妨来观察(9)和(10)两式,由稳定性分析知道,系统的混沌运动必然能够满足 $d_n > d_{n-1}$ 此时, $\hat{d}_{n-1}$ 和 $\hat{x}_{n-1}$ 均将出现趋近零的行为.如果占空比 $\hat{d}_{n-1}$ 先趋近到零,即 $d_{n-1} \approx D$ ,此时 $\hat{x}_n$ 的变化则取决于 $\Gamma_{10}$ 的特征值,由于 $\Gamma_{10}$ 的特征值为一对共轭复数: $0.7841 + 0.2107j$ 、 $0.7841 - 0.2107j$ ,其模为 $0.8119 < 1$ , $\hat{x}_n$ 将最终趋近零,系统达到单周期稳态.如果 $\hat{x}_{n-1}$ 先趋近到零,则系统 $\hat{d}_{n-1}$ 的变化取决于 $\Gamma_{21}$ 的特征值,而 $\Gamma_{21}$ 的特征值与反馈增益 $k_1$ 有关.图4为对应 $k_1 = 0.02-0.4$ 时, $\Gamma_{10}$ 和 $\Gamma_{21}$ 的特征值的模的变化轨迹.由图4可以看出, $k_1$ 在0.05附近两者收敛速度相当,而当 $k_1 < 0.05$ 时, $\hat{x}_{n-1}$ 将先趋近到零, $|\Gamma_{21}|_{\max} > 1$ , $\hat{d}_{n-1}$ 并不会收敛,当 $k_1 > 0.05$ 时, $\hat{x}_{n-1}$ 和 $\hat{d}_{n-1}$ 均收敛.事实上,只要保证 $\hat{d}_{n-1}$ 比 $\hat{x}_{n-1}$ 收敛快,即可保证系统能稳定到单周期态.由此,稳定的反馈增益范围可取 $k_1 = 0.06-0.4$ .

下面来讨论 $k_1 = 0.06-0.4$ 取值时,特征值对系统性能影响,图5为该取值范围对应的特征根,忽

略影响较小的那个特征值,另外两个是一对共扼复根.便于获取直观概念,将离散域特征值映射到复频域进行讨论分析,而二者之间的关系为

$$z = e^{sT} = e^{(a+bj)T} = e^{aT} e^{bTj},$$

$$|z| = |e^{sT}| = |e^{aT}| |e^{bTj}| = |e^{aT}|,$$

$$\varphi(z) = bT,$$

其中,  $z$  为离散域特征值,  $a$  和  $b$  映射到复频域的实部和虚部,  $T$  为开关周期,  $\varphi(z)$  为相位.

因此,从离散系统的特征值角度而言,特征值的模越小,对应复频域实部越小,其动态响应越好.当特征值达到单位圆上时,对应复频域实部为零,而只有虚部,此时,系统发生低频的 HOPF 分岔行为.

图 4(a)–(d) 为施加控制后,不同反馈增益  $k_1$  对应的电感电流仿真波形. (a)  $k_1 = 0.06$ ,  $\hat{x}_n$  收敛和  $\hat{d}_n$  相当,可以看出电感电流  $i_L$  和  $d_n$  都很快趋近到  $I_{ref} = 4A$  和  $D$  附近,但是调整时间较长,大概在 0.075s 才稳定,而且  $i_L$  出现了超调. (b)  $k_1 = 0.2$ , 由图 4 可知,此时  $d_n$  的收敛速度是最快的,因此  $d_n$  先很快趋近到  $D$ , 然后  $i_L$  很快趋近到  $I_{ref} = 4A$ , 调整时间短,电流没有出现超调. (c)  $k_1 = 0.3$ , 此时离散特征值靠近单位圆,对应复频域的实部  $a$  接近零,虚部  $b$  基本不变,因此系统出现衰减振荡,衰减的速

度和特征值的模成反比. (d)  $k_1 = 0.47$ , 此时系统的特征值可认为落在单位圆上,系统稳定后(0.25s 后)发生了低频 Hopf 分岔行为,处于低频等幅振荡状态.

因此,综合考虑被控系统的稳定性和动态行为,  $k_1$  取 0.2 附近的值时,使占空比最快趋近到稳态值,系统达到稳定的时间最短,振荡小,控制效果是最理想的.

## 4. 结 论

论文应用输出 TDFC 方式控制了峰值电流控制 BOOST 变换器的混沌行为, TDFC 的延迟时间取开关周期,因而不会改变系统单周期稳态解.此外,通过分析线性化的离散系统特征值位置可以估测出实现混沌控制的反馈增益参数范围,而通过分析占空比和状态变量收敛情况可以比较精确预测出被控系统的动态轨迹,并实现参数优化选择.仿真结果也充分验证了理论分析的有效和正确.文中的建模手段和稳定分析方法具有良好的通用性,同样适用其他方式控制 DC-DC 变换器的稳定性分析.

- [1] Hamill D C, Deane J H B, Jefferies J 1992 *IEEE Tran. Power Electron.* **7** 25
- [2] Tse C K 1994 *IEEE Trans. Circuit Syst.* **1** 41 16
- [3] Zhao Y B, Lou 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]
- [4] Zhao Y B, Zhang C J, Zhang D Y 2007 *Chin. Phys.* **16** 933
- [5] Dai D 2006 *Chin. Phys.* **15** 2535
- [6] Lou X S, Wang B H, Chen G R et al 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 12 (in Chinese) [罗晓曙、汪秉宏、陈关荣等 2003 物理学报 **52** 12]
- [7] Zou Y L, Luo X S, Fang J Q, Wang B H 2003 *Acta Phys. Sin.* **52** 2978 (in Chinese) [邹艳丽、罗晓曙、方锦清、汪秉宏 2003 物理学报 **52** 2978]
- [8] Zou Y L, Luo X S, Chen G R 2006 *Chin. Phys.* **15** 1719
- [9] Poddar G, Chakrabarty K, Banerjee S 1995 *Electronics Letters* **31** 841
- [10] Zhou Y F, Tse C K, Qiu S S, Chen J N 2005 *Chin. Phys.* **14** 61
- [11] Zhou Y F, Chen J N, Tse C K et al 2004 *Acta Phys. Sin.* **53** 3676 (in Chinese) [周宇飞、陈军宁、谢智刚等 2004 物理学报 **53** 3676]
- [12] Pyragas K 1992 *Phys. Lett. A* **170** 421
- [13] Yu H J 2005 *Acta Phys. Sin.* **54** 5053 (in Chinese) [于洪洁 2005 物理学报 **54** 5053]
- [14] Batle C, Fossas E, Olivar G 1999 *International Journal of Circuit Theory and Applications* **27** 617

# Time-delayed feedback control of chaos in BOOST converter and its optimization \*

Lu Wei-Guo<sup>†</sup> Zhou Luo-Wei Luo Quan-Ming Du Xiong

( *The Key Laboratory of High Voltage Engineering & Electrical New Technology , Ministry of Education ,  
Electrical Engineering College of Chongqing University , Chongqing 400044 , China* )

( Received 19 February 2007 ; revised manuscript received 19 March 2007 )

## Abstract

The output time-delayed feedback control ( TDFC ) was introduced into the control prototype of the current-mode BOOST converter . Firstly , the discrete iteration model of the controlled system was set up , and its Jacobian matrix was obtained . Based on the analysis of equilibrium point variance and Jacobian matrix eigenvalue trajectory , the range of TDFC feedback gain was determined . According to the convergence of the state variable and duty ratio , the steady-state and dynamic properties of the system were discussed , and the feedback gain of TDFC was optimized . The simulation results confirm that the proposed method is valid and the theoretical analysis holds true .

**Keywords** : chaos , control of chaos , TDFC , BOOST converter

**PACC** : 0545

---

\* Project supported by the National Natural Science Foundation of China ( Grant No. 50677071 ) , Natural Science Key Project Foundation of Chongqing , China ( Grant No. 2005BA6017 ) .

<sup>†</sup> E-mail : reedlu@sohu.com