

高动态响应的 Buck-Boost 变换器的边界控制

马 朋, 陆益民

(广西大学, 广西 南宁 530004)

摘要: 应用状态轨迹预测的方法, 调节 Buck-Boost 变换器电压输出。根据在一个假定的开关动作后预测电压输出, 设计二阶开关面, 在一个开关周期内就可引导系统轨迹到达目标工作点, 具有大信号稳定性, 对负载扰动及电源扰动均有很强的自适应性, 通过仿真验证了理论的正确性。

关键词: 边界控制; Buck-Boost 变换器; 状态轨迹预测

中图分类号: TP391

文献标识码: A

文章编号: 1673-9833(2007)05-0058-04

Boundary Control of Buck-Boost Converter with Fast Response

Ma Peng, Lu Yimin

(Guangxi University, Nanning 530004, China)

Abstract State trajectory prediction is applied to regulate the output voltage of buck-boost converters. A second-order switching surface is designed based on the predicting the output voltage after a hypothesized switching action, so the output system can reach the target operating point in one switching cycle. The proposed method, with the characteristics of fast dynamic response, simple stability criteria, and strong robustness against input disturbances and output load disturbances, is suitable for large-signal analysis, and can be applied to other nonlinear power converters.

Key words: boundary control; Buck-boost converters; state trajectory prediction

0 引言

开关变换器是典型的非线性系统, 对开关变换器的控制主要有基于平均法和基于几何法 2 种方案。现有的控制方案大多是采用状态空间平均法对变换器进行建模, 在状态空间平均模型的基础上, 采用连续系统的方法设计控制器。文献[1]利用李亚普诺夫稳定性理论设计控制律, 确保全局稳定以及状态轨迹和控制能量的最优化; 文献[2]利用小信号鲁棒非线性控制, 获得全局或半全局稳定。由于平均模型是系统的近似模型, 且只适用于小信号分析和控制, 因而无法得到更好的控制效果和稳定性能。滑模变结构控制^[3,4]适用于大信号分析, 但它的轨迹受限于滑模面, 要经过多个开关周期才能收敛到目标工作点。在文献[5]、[6]中, 利用边界控制理论, 设计 Buck 控制器, 通过状态轨迹

预测, 当输入电压或者输出电流变化时, 变换器能够在 一个开关周期内达到稳定状态。它是一种基于几何学的变结构控制方法, 适应于时变的非线性开关变换器电路。

边界控制原理是利用状态轨迹预测方法, 基于变换器的大信号轨迹开关面来预测开关动作。理想的开关切换面能达到系统的全局稳定, 优良的大信号工作特性及最优的动态响应, 控制方法简单, 电路实现上容易, 不需要数字信号处理器。本文将边界控制方法推广到 Buck-Boost 变换器, 设计开关切换面, 推导开关导通和关断条件, 通过仿真来验证理论的正确性。

1 边界控制原理及理想切换面的设计

根据边界控制理论设计开关切换面的控制算法,

收稿日期: 2007-07-18

基金项目: 广西壮族自治区青年科学基金资助项目(0728007), 广西壮族自治区教育厅科研基金资助项目([2006]26号006)

作者简介: 马 朋(1984-), 女, 江苏徐州人, 广西大学硕士研究生, 主要研究方向为控制论与控制工程。

实现对变换器的控制。Buck-Boost 变换器电路基本结构如图 1 所示。

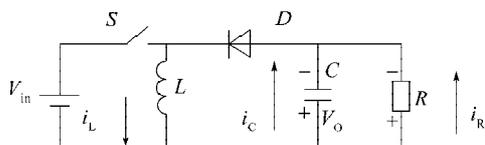


图 1 Buck-Boost 变换器
Fig. 1 Buck-Boost converter

以 $x = [i_L, v_C]^T$ 为状态变量, 则系统的状态空间方程为:

$$\dot{x} = A_0 x + B_0 u + (A_1 x + B_1 u)D + (A_2 x + B_2 u)(1-D), \quad (1)$$

其中: D 表示开关通断状态, $D=1$ 表示 S 开通, $D=0$ 表示 S 关断;

A_i, B_i 为常数矩阵, 其表达式分别为

$$A_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}, \quad A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix},$$

$$B_0 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

1.1 开关 S 关断条件

变换器通过开关切换调节输出电压达到期望值。在开关切换过程中, 电容反复充放电, 产生纹波电压 (如图 2 所示)。

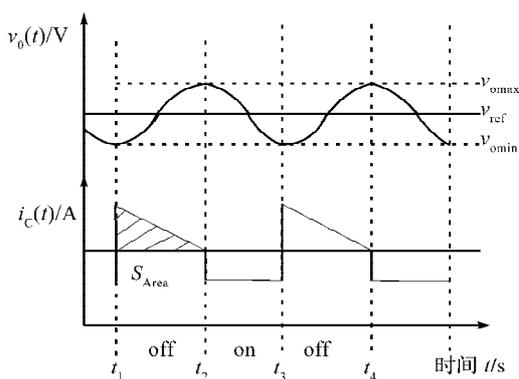


图 2 输出电压 v_o 、电容电流 i_c 波形图
Fig. 2 Waveforms of v_o and i_c

稳态时电容电压和电流的关系, 电容电压纹波 Δv_o 与电容电流积分值 (图 2 中的阴影面积 S_{Area}) 相等, 利用这一关系可以推导出二次开关切换面。具体推导过程如下: 开关 S 原来状态为开通, 假定在 t_1 时刻关断, 以使 v_o 在 t_2 时刻达到最大值 v_{0max} 。为确定关断时刻 t_1 ,

可以利用阴影面积 S_{Area} 与输出纹波 Δv_o 相等这一数学关系:

$$\Delta v_o = v_{0max} - v_o(t_1) = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt. \quad (2)$$

为简单起见, 将阴影面积 S_{Area} 近似为三角形, 则:

$$\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt \cong \frac{1}{2} \frac{Li_c^2(t_1^+)}{Cv_{ref}}$$

因为 i_c 的值在 S 开通和关断时的表达式不同, 在 t_1^- 时刻为 $i_c(t_1^-) = -i_o(t_1^-)$, 而在关断后表达式为

$i_c(t_1^+) = i_L(t_1^+) - i_o(t_1^+)$, 在求 S 关断条件时, i_c 应为开关 S 关断后 $i_c(t_1^+)$ 的值, 为满足纹波要求, 输出电压值应不超过 v_{0max} 。因此, S 关断需满足 2 个条件:

$$\begin{cases} v_o(t_1) \geq v_{0max} - \frac{1}{2} \frac{Li_c^2(t_1^+)}{Cv_{ref}}; \\ i_c(t_1^+) \geq 0. \end{cases} \quad (3)$$

为了安全, 当 i_L 大于 I_{L_max} 时, S 要关断, 即

$$i_L(t) \geq I_{L_max}. \quad (4)$$

所以, S 关断条件为式 (3)、(4) 的组合, 如图 3 中 a) 所示。

1.2 开关 S 导通条件

如图 2 所示, 开关 S 在 t_2 时刻导通, 在 t_2 时刻时 $v_o = v_{0max}$, 所以 $i_c = 0$, 因此, S 导通条件为:

$$\begin{cases} v_o(t_2) \leq v_{0max}, \\ i_c(t_2) \leq 0. \end{cases} \quad (5)$$

S 开通条件的电路实现如图 3b) 所示。

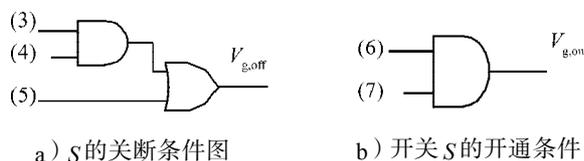


图 3 开关 S 的关断和开通条件图
Fig. 3 Criteria for switching off and switching on

1.3 控制效果及改进措施

基于以上的公式推导, 设计 Buck-Boost 变换器的二阶开关面。为验证控制效果, 取以下电路参数仿真 $V_{in}=12V, V_{ref}=20.005V, c=300\mu F, L=12\mu H, R=10\Omega$, 仿真效果如图 4 所示。

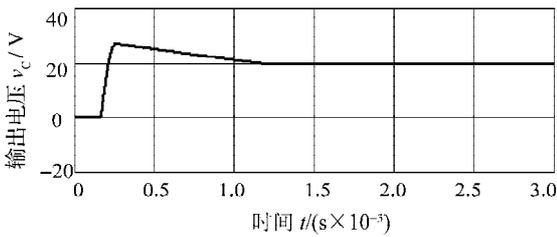


图4 输出电压波形

Fig. 4 Waveform of output voltage

从图4中可以看出：电容电压的超调比较大，大的超调不仅导致稳定的速度变慢，也对电路的其他元件产生不好的影响。因此，须采取相应措施，消除输出电压超调。

在电路初态，开关S和D都是关断状态，电感电容初始状态都为0。当S第一次导通之后，电感开始充电。为使电感第一次充电后放电时最大输出电压不会超出要求的额定输出电压 V_{ref} ，可以在开关关断条件中加入一个电感电流限幅条件，即当 $i_L > i_{L0}$ 时，开关也要关断。其中 i_{L0} 的含义是：当电感充电到 i_{L0} 时，开关关断，能够保证电感向负载及电容完全放电后，输出电压正好为 V_{ref} 而不会有超调。此阶段Buck-Boost电路的状态方程为：

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{u}_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & \frac{1}{RC} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_L \\ u_C \end{pmatrix}, \quad (6)$$

电路初始状态 $\mathbf{x} = (i_L, v_C)^T = (i_{L0}, 0)$ 终值为

$$\mathbf{x} = (i_L, v_C)^T = \left(\frac{V_{ref}}{R}, V_{ref} \right). \text{ 可以把状态方程(6)取反,}$$

然后把初态和终态互换，根据已知初值求终值的方法，得

$$u_C(t) = V_{ref} \left(\cos at \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} - \frac{V_{ref}}{2RCa} \sin at \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} \right), \quad (7)$$

$$i_L(t) = \frac{V_{ref}}{R} \left(\cos at \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} - \frac{V_{ref}}{2RCa} \sin at \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t} \right) + \frac{V_{ref}}{L} \frac{1}{a} \sin at \cdot e^{-\frac{1}{2RC}t}, \quad (8)$$

其中 $a = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{1}{4R^2C^2}}$ 。

要求 $v_C=0$ 时 i_{L0} 的值：

令式(7)等于0，得 $\sin(\varphi - at) = 0$ 。其中 $\varphi = \arctan(2RCa)$ ，可以求出 t ，把 t 带入式(8)就可求出 i_{L0} 了。

把 $i_L \geq i_{L0}$ 加入电路中作为开关关断的一个条件，总的控制电路如图5所示。

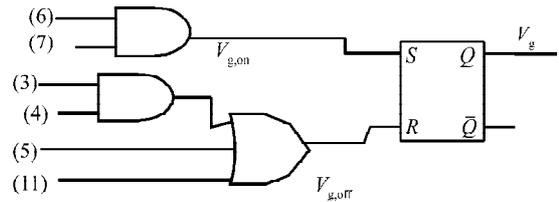


图5 控制器的电路实现

Fig. 5 Block implementation of the control

对应的仿真结果如图6、7所示。对比仿真结果可以看到，改进后的系统比改进前的系统关断时间更早，而且虽然上升时间一样，但是改进后没有超调，只需0.1ms就完全达到了稳定状态，具有更快速的动态响应，控制效果非常理想；而原控制方法虽然也只需一个开关周期就达到稳定，但是系统从超调再降到稳定状态这个过程时间太长，且超调比较大。

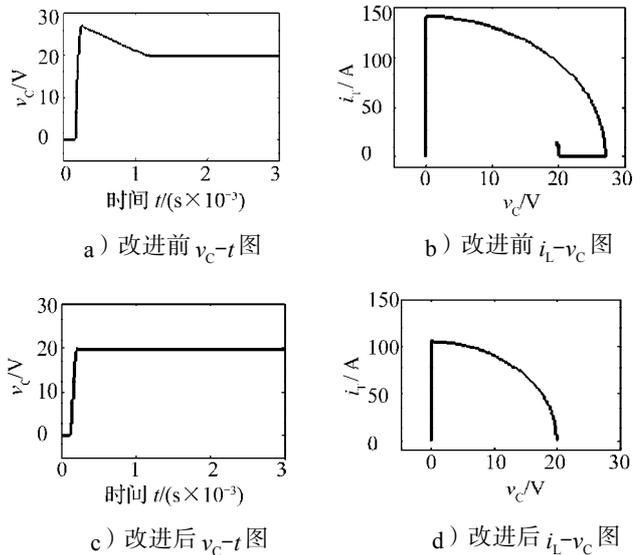


图6 改进前后的 v_C 波形、 v_C 和 i_L 相平面图

Fig. 6 Waveforms of v_C and state-plane trajectories

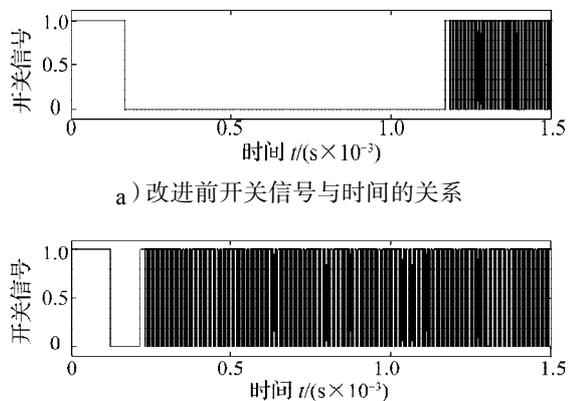


图7 改进前后开关触发信号波形

Fig. 7 Waveforms of gate drive signals

2 边界控制在负载扰动时的性能

设计一个输出功率为 200 W 的 Buck-Boost 电路, 其中电路元件参数值为 $V_{in}=12\text{ V}$, $V_{ref}=20.005\text{ V}$, $c=300\text{ }\mu\text{F}$, $L=12\text{ }\mu\text{H}$, $R=10\text{ }\Omega$ 。在运行到 3 ms 时, 分别改变负载电阻值和电源电压, 以考察系统发生扰动时的动态特性。各种情况的仿真结果如图 8、9 所示。

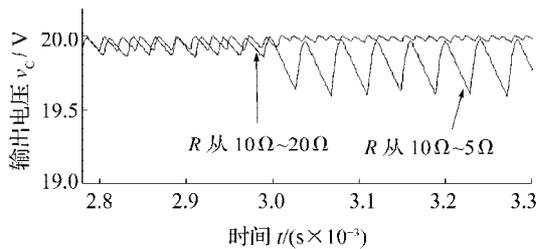


图 8 负载变化时的输出电压值

Fig. 8 Waveforms of v_c when variations of R

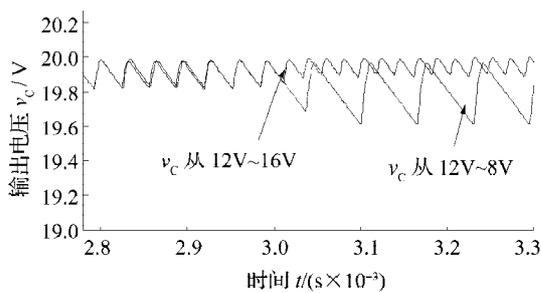


图 9 电源电压变化时输出波形的变化

Fig. 9 Waveforms of v_c when variations of v_{in}

从仿真波形图 8 上可以看出, 边界控制在 3 ms 时刻, 负载从 $10\text{ }\Omega$ 变化为原来的 1/2 和 2 倍时, 输出电压在一个周期内都能达到稳定状态, 只是因为电阻放电的原因, 输出电压向下的波动会随电阻的减小而变大; 如果电阻增大则波动会减小, 主要是由于电阻越大放电越慢的原因, 相应的输出电压下降也就越小。而电阻越小放电则越快, 相应的输出电压下降也就越大。对于图 9 电源扰动, 当电源变大, 输出波形会比原来更好, 如果电源变小的话, 虽然输出电压下降的幅度也会比原来稍大一些, 不过还是会 在一个周期内达到稳定状态, 总的来说控制效果还是比较理想的,

具有对扰动的自适应性。

3 结论

本文从边界控制原理角度出发, 把状态轨迹预测的方法应用于 Buck-Boost 电路, 推导出电路的控制方法, 并实现了第一次达到稳态时的无超调。用 MATLAB 软件对这种控制方法进行仿真, 验证了理论的正确性, 并给出了控制器的电路实现方法图, 简单可行, 不需要借助数字信号处理器 DSP。当电路受到大信号扰动时, 输出电压也能于一个开关周期就达到稳定状态, 提高了系统动态响应性能及系统大信号稳定性。边界控制理论是一种简单方便的判定系统稳定性及提高系统动态性能的设计方法, 且硬件电路实现简单, 可以在其它电力电子开关变换器中进一步推广应用。

参考文献:

- [1] Kawasaki N, Nomura H, Masuhiro d M. A new control law of bilinear dc-dc converters developed by direct application of Lyapunov[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1995, 10 (3): 318-325.
- [2] Naim R, Weiss G, Yaakov S Ben. HO control applied to boost power converters[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1997, 12 (4): 677-683.
- [3] Rossetto L, Spiazzi G, Tenti P, et al. Fast-response high-quality rectifier with sliding mode control[J]. IEEE Trans. Power Electron., 1994, 9 (2): 146-152.
- [4] Burns W, Wilson T. State trajectories used to observe and control the behavior of a voltage step-up dc-to-dc converter [J]. IEEE Trans. Aerosp. Electron., 1976, 12 (6): 706-717.
- [5] Leung Kelvin K S, Chung Henry S H. Derivation of a Second-Order Switching Surface in the Boundary Control of Buck Converters[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2004, 2 (2): 63-67.
- [6] Leung Kelvin K S, Chung Henry S H, Hui S Y R. Use of State Trajectory Prediction in Hysteresis Control for Achieving Fast Transient Response of the Buck Converter[C] //Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems (ISCAS). [s.l.]: [s.n], 2003: 439-442.