

文章编号:1672-3961(2008)01-0043-05

# 基于输入输出反馈线性化三态 Boost DC/DC 变换器的新型控制策略

刘兆娟, 刘锦波

(山东大学控制科学与工程学院, 山东 济南 250061)

**摘要:**针对 Viswanathan K 为消除普通 BOOST DC/DC 变换器的非最小相位特性而提出的三态 Boost DC/DC 变换器, 为进一步提高这种电路拓扑的性能, 在建立了变换器状态空间平均模型的基础上, 针对其多变量、非线性特点, 采用输入输出线性化将其转化为一个完全可控的线性系统, 在此基础上应用现有成熟的线性控制策略进行了控制系统的设计, 并且采用 MATLAB 进行仿真验证, 结果表明: 这种非线性控制策略可以确保输出电压在大范围内恒定可调, 且即使存在大范围扰动(输入电压和负载变化均较大)的情况下, 系统也可以确保稳定性和良好的动态性能.

**关键词:**三态 Boost DC/DC 变换器; 非最小相位系统; 输入输出线性化

**中图分类号:**TP29      **文献标志码:**A

## A new control strategy of a tri-state boost DC/DC converter based on input-output linearization

LIU Zhao-juan, LIU Jin-bo

(School of Control Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

**Abstract:** In order to eliminate the influence caused by the non-minimum phase characteristic of a common Boost DC/DC converter, Viswanathan K has proposed a novel tri-state Boost DC/DC converter. For enhancing performance, the state-space averaging model of this converter was first presented in this paper. Due to the nonlinear nature in this model, an input-output feedback linearization technique was adopted, and a complete controllable linear system was obtained. Then a state-feedback control strategy was designed based on this linear system. Simulation results show that the proposed control strategy can assure constant output voltage in a wide range, so as to realize the stability of the system during large fluctuation of power supply and load disturbance. Good dynamic performance can also be achieved.

**Keywords:** tri-state Boost DC/DC converter; non-minimum phase; input-output feedback linearization

## 0 引言

Boost DC/DC 变换器广泛应用于直流升压场合. 但由于其本身电路的结构特点, 当将输出电压作为反馈量时, 系统存在一个不稳定的零动态, 即被控对象具有非最小相位特性. 非最小相位特性不仅使系

统控制器的设计更加复杂, 也严重影响系统的动态响应. 为此, 一般妥协的解决方案是将电感电流作为系统的输出来设计控制器, 并采用电压电流的串级双闭环结构设计控制策略. 但这种方案存在如下问题: 一方面控制策略的设计调试复杂; 另一方面当输出负载变化较大时也难以兼顾系统的动态与稳态响应. 为了解决这个问题, Viswanathan K<sup>[1]</sup>对普通 Boost

收稿日期: 2007-08-10

基金项目: 山东省中青年科学家基金资助项目(03BS093)

作者简介: 刘兆娟(1983-), 女, 山东泰安人, 硕士, 主要研究方向为电力电子变换器的控制.

E-mail: liuzhaojuan2000@yahoo.com.cn

变换器的拓扑结构进行了改进,提出了一种新型的 Boost 升压变换器,即三态 Boost DC/DC 变换器.这种变换器通过引入一个附加的电路状态,在实现升压的同时消除了系统的非最小相位特性.在此基础上,Viswanathan K<sup>[2]</sup>基于变换器的小信号模型,进一步讨论了线性控制器的设计问题.鉴于 Boost DC/DC 变换器的状态空间平均数学模型中是本质上强非线性系统的,采用小信号模型的局部线性化控制方案只能保证工作点附近的系统的性能,却难以实现系统大范围的稳定性.

近年来,随着非线性控制策略研究的深入,非线性控制方法在 DC/DC 开关变换器中的应用也得到了人们的重视.已有多种非线性控制策略应用到 DC/DC 开关变换器中,如滑模变结构方法<sup>[3]</sup>,反馈线性化方法<sup>[4-6]</sup>,无源性方法<sup>[7]</sup>,模糊控制<sup>[8]</sup>方法等.特别是以微分几何为基础的精确反馈线性化方法更是取得突破性的进展.这种方法可以在系统满足一定条件的前提下通过适当的非线性状态反馈和变换,实现状态或输入输出的精确线性化,从而将复杂的非线性系统问题转化为线性系统的问题加以解决.

基于以上分析,本文以这种新型拓扑的三态 Boost DC/DC 变换器为控制对象,采用输入输出反馈线性化方法获得系统的线性模型,在此基础上,应用现有成熟的线性控制策略设计控制策略.这一控制策略不仅可以确保系统大范围的稳定性,而且在电源电压和负载大幅度波动的情况下仍能确保系统获得良好的动态响应和稳态特性.

首先介绍了三态 Boost DC/DC 变换器的拓扑结构和工作原理,并建立了其状态空间平均模型.在此基础上,基于输入输出的反馈线性化设计了控制策略.为了验证方案的有效性,最后给出在上述控制策略作用下系统的仿真结果.

## 1 三态 Boost DC/DC 变换器

### 1.1 拓扑结构与工作原理

普通 Boost DC/DC 变换器由于电路拓扑结构的原因本身是一个固有的非最小相位系统.在非线状态方程中表现为存在一个不稳定的零动态.而在小信号线性化模型中,则表现为一个右半平面的零点.它对系统的影响可以从物理上解释如下:当输出电压参考值有一个阶跃上升时,闭环系统的自动调节作用会使占空比增加,其结果使得电容的放电时间延长,反而使输出电压先下降,直到电感电流增大

后给电容充电,输出电压才开始上升.在这个阶段,电容充电时间的增加直接导致放电时间的减少,从而使输出电压暂时下降.针对这一现象,Viswanathan K<sup>[1]</sup>提出了一种新型拓扑结构的三态 Boost DC/DC 变换器,如图 1 所示.

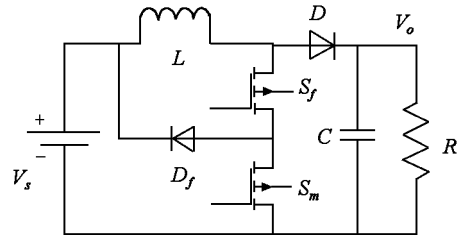
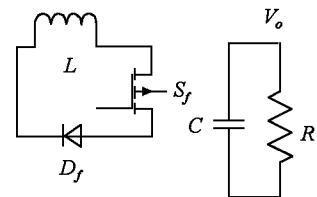


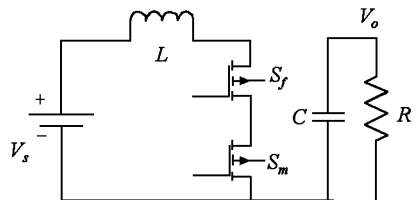
图 1 三态 DC/DC 升压变换器

Fig. 1 Topology of tri-state Boost DC/DC converter

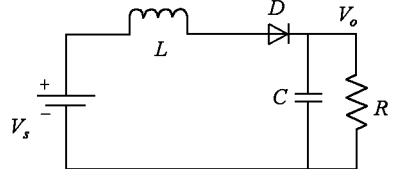
根据开关管  $S_f$ ,  $S_m$  及二极管  $D_f$  的不同导通组合,稳态时,图 1 所示变换器存在下列三种工作状态,分别如图 2 所示.



(a) 续流阶段( $D_f T$ )



(b) 电容放电阶段( $D_b T$ )



(c) 电容充电阶段( $D_o T$ )

图 2 三态 DC/DC 升压变换器的三种工作状态

Fig. 2 Three different intervals of operations

其中,各种状态下的占空比具有如下约束关系:

$$D_f + D_b + D_o = 1.$$

亦即可通过任意控制其中的两个独立变量便控制电路的状态.

上述变换器的基本思路是:引入一个附加的电路状态  $D_f T$  控制  $D_b T$ ,而  $D_o T$  可独立控制,从而消除了系统的非最小相位特性.当占空比增加时,普通 Boost 变换器和三态 Boost 变换器的输出电压响应对

比如图 3 所示.可见,与普通 Boost 变换器相比,三态 Boost 变换器在占空比增加时不存在因非最小相位特性而出现的负调现象.

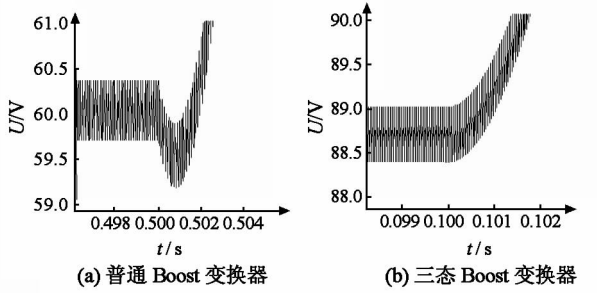


图 3 占空比阶跃增大时输出电压的变化  
Fig.3 Waveforms of output voltage during a step increase in duty ratio

忽略电路损耗,采用能量守恒定律,可以得到电路的升压比例为:

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{I_s}{I_o} = \frac{(D_b + D_o)}{D_o} \quad (1)$$

由上式可见,通过调整  $D_b/D_o$  的大小便可调整输出电压.

### 1.2 三态 Boost DC/DC 变换器数学模型

取电感电流和电容电压为状态变量,应用状态空间平均法对三态 Boost DC/DC 变换器建模如下:

$$\begin{cases} L \frac{di_L}{dt} = (D_b + D_o) V_s - D_o v_c, \\ C \frac{dv_c}{dt} = D_o i_L - \frac{v_c}{R}. \end{cases} \quad (2)$$

可以看出,上述三态 Boost DC/DC 变换器属于典型的仿射非线性对象.

## 2 输入输出反馈线性化

考虑如下 MIMO 系统<sup>[9]</sup>

$$\dot{x} = f(x) + g(x)u. \quad (3)$$

$$y = h(x). \quad (4)$$

其中,  $x \in R^n$  为状态变量,  $u \in R^m$  为控制输入,  $y \in R^m$  为系统输出,  $f, g$  为光滑向量场,  $h$  为光滑标量函数.

对输出变量  $y$  进行连续微分得:

$$\dot{y}_i = L_f h_i + \sum_{j=1}^m (L_{g_j} h_i) u_j. \quad (5)$$

其中,  $L_f h$  和  $L_{g_j} h$  分别是  $h(x)$  沿  $f(x)$  和  $g(x)$  的李导数.此时,如果对于所有  $j$ ,  $L_{g_j} h_i = 0$ ,即控制变量没有出现,则对上式继续微分

$$y_i^{(r_i)} = L_f^{r_i} h_i + \sum_{j=1}^m (L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i) u_j. \quad (6)$$

直到其中至少有一个  $L_{g_j} L_f^{r_i-1} h_i$  不为零.对每一个输

出变量进行上述微分过程,然后写为如下形式:

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{(r_m)} h_m(x) \end{bmatrix} + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ \dots \\ u_m \end{bmatrix}, \quad (7)$$

其中,  $E(x)$  为 MIMO 系统的解耦矩阵,

$$E(x) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 & \dots & \dots & L_{g_1} L_f^{r_1-1} h_1 \end{bmatrix}.$$

如果  $E(x)$  非奇异,则输入变换可以由下式得到

$$u = -E^{-1}(x) \begin{bmatrix} L_f^{(r_1)} h_1(x) \\ \dots \\ L_f^{(r_m)} h_m(x) \end{bmatrix} + E^{-1}(x) \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix}. \quad (8)$$

将上式代入(7),可以得到系统输出与新的输入变量  $v$  之间的线性关系

$$\begin{bmatrix} y_1^{(r_1)} \\ \dots \\ y_m^{(r_m)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_1 \\ \dots \\ v_m \end{bmatrix}. \quad (9)$$

## 3 反馈线性化控制策略的设计

系统的控制结构如图 4 所示.

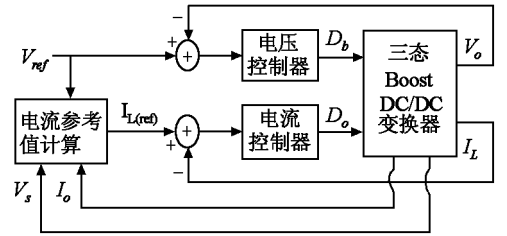


图 4 系统控制结构图  
Fig.4 Configuration of the whole system

考虑到系统有两个控制变量  $D_o$  和  $D_b$ ,因而可以采用电压电流双闭环结构.其中,通过电压环控制  $D_b$ ,电流环控制  $D_o$ .

忽略电路损耗,根据输入输出能量守恒定律,电流环的参考值由下式给定<sup>[2]</sup>:

$$I_{L(\text{ref})} = k I_s = k \frac{V_{\text{ref}} I_o}{V_s}.$$

其中,为确保  $D_f T$  状态的存在,取  $k > 1$ .

设  $x = [i_L \ v_c]^T$ ,  $u = [D_o \ D_b]^T$ ,将三态 Boost

DC/DC 变换器的状态空间平均方程式(2)写为仿射非线性系统的形式为:

$$\dot{x} = f(x) + g_1(x)u_1 + g_2(x)u_2, \quad (10)$$

即

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{x_2}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_s - x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C} \end{bmatrix} u_1 + \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix} u_2, \quad (11)$$

其中:

$$f(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{x_2}{RC} \end{bmatrix}, g_1(x) = \begin{bmatrix} \frac{V_s - x_2}{L} \\ \frac{x_1}{C} \end{bmatrix}, g_2(x) = \begin{bmatrix} \frac{V_s}{L} \\ 0 \end{bmatrix}.$$

取  $I_L$  和  $V_C$  作为系统的输出变量,然后将系统转化为电压、电流两个子系统,分别控制  $D_o$  和  $D_b$ . 即取:

$$\begin{cases} y_1 = h_1(x) = x_1, \\ y_2 = h_2(x) = x_2. \end{cases} \quad (12)$$

对  $y_1$  和  $y_2$  分别进行微分直到控制变量出现:

$$\begin{bmatrix} \dot{y}_1 \\ \dot{y}_2 \end{bmatrix} = A(x) + E(x) \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix}. \quad (13)$$

其中:

$$A(x) = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{x_2}{RC} \end{bmatrix}, E(x) = \begin{bmatrix} \frac{V_s - x_2}{L} & \frac{V_s}{L} \\ \frac{x_1}{C} & 0 \end{bmatrix}.$$

由式(8)得

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = E^{-1}(x) \left[ -A(x) + \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \right]. \quad (14)$$

由此得

$$u_1 = \frac{Cv_2}{x_1} + \frac{1}{R} \frac{x_2}{x_1}. \quad (15a)$$

$$u_2 = \frac{Lx_1}{V_s} - \frac{Cv_2}{x_1} - \frac{1}{R} \frac{x_2}{x_1} + \frac{Cv_2 x_2}{V_s x_1} + \frac{x_2^2}{RV_s x_1}. \quad (15b)$$

于是状态方程变为

$$\begin{cases} \dot{y}_1 = v_1, \\ \dot{y}_2 = v_2. \end{cases} \quad (16)$$

为实现电压电流环的跟踪控制,新的控制输入给定为:

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{y}_{1ref} - k_1 e_1 \\ \dot{y}_{2ref} - k_2 e_2 \end{bmatrix}. \quad (17)$$

其中  $e = y - y_{ref}$ . 由此得系统的输出跟踪误差方程为:

$$\begin{cases} \dot{e}_1 + k_1 e_1 = 0, \\ \dot{e}_2 + k_2 e_2 = 0. \end{cases} \quad (18)$$

可以看到,通过选择  $k_1$  和  $k_2$  的值,对系统进行适当的极点配置,便可以确保系统的跟踪误差快速收敛至零.

## 4 仿真结果分析

采用 MATLAB 对以上所设计控制策略进行仿真验证.假设电路运行在电流连续状态,基本参数为:输入电压  $V_s = 10$  V,输出电压  $V_o = 25$  V,负载  $R = 25 \Omega$ ,开关频率  $f = 100$  kHz,输入电感  $L = 275 \mu\text{H}$ ,输出滤波电容  $C = 540 \mu\text{F}$ . 仿真过程中的参数选为:  $k = 1.2$ ,  $k_1 = 150$ ,  $k_2 = 1500$ . 仿真时间为 0.075 s.

图 5~图 8 分别给出了上述控制策略下的仿真结果.由图 5(a)可以看到,输出电压的动态响应比较快,在较短的时间内到达了给定值,并且电压的超调量很小.图 5(b)则给出了稳态情况下在开关过程内的细化图.图 6 给出了参考电压在 25~12 V 之间阶跃变化时输出电压的变化情况,从图中可以看出输出电压能较快地跟踪参考电压的变化,恒压调节范围宽.图 7 是输入电压从 10 V 大幅度跌落到 4 V 时的输出电压波形图,从图 7(b)可知,输出电压波动不大,并能快速恢复到给定值.图 8 是负载在 25  $\Omega$  到 55  $\Omega$  扰动下的输出电压波形图,从图 8(b)可知,输出电压波动很小,调节时间较短.

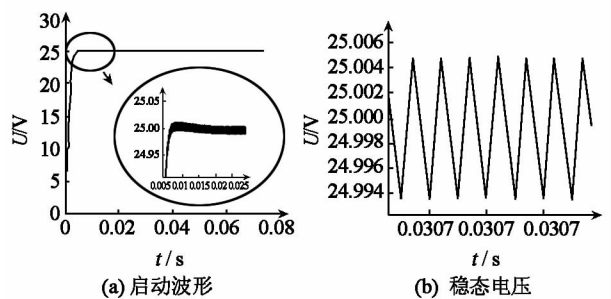


图 5 输出电压动态和稳态波形图  
Fig.5 Waveform of dynamic and steady output voltage

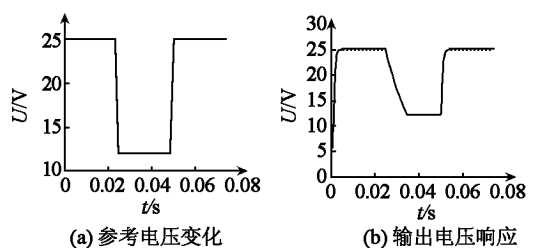


图 6 参考电压变化时的输出电压波形  
Fig.6 Waveform of output voltage with the change of reference voltage

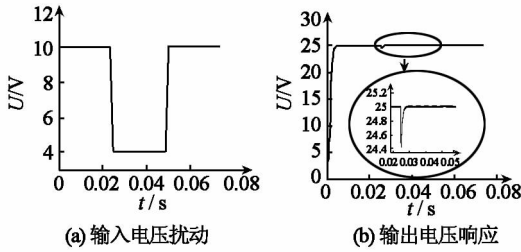


图 7 输入电压扰动时的输出电压波形  
Fig.7 Waveform of output voltage with the fluctuation of power supply

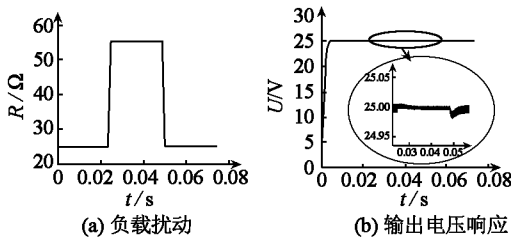


图 8 负载扰动时的输出电压波形  
Fig.8 Waveform of output voltage with the fluctuation of load

上述仿真表明,针对非线性对象采用相应的非线性控制策略,可以在系统输入电压大幅度变化范围大且负载扰动强的情况下实现系统的稳定性,并能大大改善系统的稳态和动态性能。

### 5 结论

针对三态 Boost DC/DC 变换器的非线性特性,运用输入输出反馈线性化将其转化为完全可控的线性系统,再根据线性控制策略来设计控制器.这种方法不仅可以确保系统大范围的稳定性,而且在电源电压和负载大幅度波动的情况下仍能使系统获得良好的稳态特性和动态响应.因此,基于输入输出线性化设计的 tri-state Boost DC/DC 变换器可以应用于需要快速动态响应,恒压调节范围宽并且扰动幅度较大的升压场合。

#### 参考文献:

[1] VISWANATHAN K, ORUGANTI R, SRINIVASAN D. A novel tri-state boost converter with fast dynamics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(5): 677-683.  
 [2] VISWANATHAN K, ORUGANTI R, SRINIVASAN D. Dual-mode control of tri-state boost converter for improved performance[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(4):790-797.  
 [3] SIRA-RAMIREZ H. Sliding motion in bilinear switched networks [J]. IEEE Trans on Circuits and Systems, 1987, 34(8):919-933.  
 [4] 邓卫华, 张波, 丘东元, 等. 电流连续型 Boost 变换器状

态反馈精确线性化与非线性 PID 控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8):46-50.  
 DENG Wei-hua, ZHANG Bo, QIU Dong-yuan, et al. The research of state variable feedback linearization method on the CCM Boost converter and nonlinear PID control law[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2004, 24(8):46-50.  
 [5] 邓卫华. 电力电子变换器状态反馈精确线性化模型及非线性控制[D]. 广州:华南理工大学, 2005.  
 DENG Wei-hua. The model of state variable feedback exact linearization for power electronic converter and nonlinear control [D]. Guangzhou: South China University of Technology, 2005.  
 [6] TZANN-SHIN LEE. Input-output linearization and zero-dynamics control of three-phase AC/DC voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1): 11-22.  
 [7] LEYVA R, CID PASTOR A, ALONSO C, et al. Passivity-based integral control of a Boost converter for large-signal stability[J]. Control Theory and Applications, IEE Proceedings, 2006, 153(13):139-146.  
 [8] OFOLI A, RUBAAI A. Real-time implementation of a fuzzy logic controller for switch-mode power-stage DC—DC converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(6): 1367-1374.  
 [9] 胡跃明. 非线性控制系统理论与应用[M]. 北京:国防工业出版社,2002.  
 HU Yue-ming. Theory and application of nonlinear control system[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2002.  
 [10] 林维明,黄是鹏,张冠生,等. PWM 型 DC/DC 开关变换器非线性闭环控制策略的研究[J]. 中国电机工程学报, 2001,21(3):19-22.  
 LIN Wei-ming, HUANG Shi-peng, ZHANG Guan-sheng, et al. Research on nonlinear control strategy for PWM DC/DC converters[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2001, 21(3):19-22.  
 [11] PANJAPORNPON C, SOROUGH M. Control of non-minimum-phase nonlinear systems through constrained input-output linearization[C]// Proceedings of the 2006 American Control Conference. Minneapolis, USA: the ACC Press, 2006.  
 [12] DONG-CHONG LEE, G-MYOUNT LEE, KI-DO LEE. DC-bus voltage control of three-phase AC/DC PWM converters using feedback linearization [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2000, 36(3):826-833  
 [13] CALVENTE J, MART' INEZ-SALAMERO L, GARCES P. Zero dynamics-based design of damping networks for switching converters[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2003, 39(4):1292-1302.