

DC-DC 变换器数字控制离散建模研究

丁茂生, 王钢, 欧阳慧林

(华南理工大学电力学院, 广东 广州 510640)

摘要: DC-DC 变换器的数字控制相对于传统的模拟控制有很多优点。求解变换器的离散数学模型是设计其数字控制系统的基础。以 boost 变换器为例,应用线性平均法、准线性法和精确离散法分别求解 DC-DC 变换器的平均离散模型、准线性离散模型和精确离散模型;仿真分析三种离散模型在各种扰动下的响应。结果表明准线性模型能精确地描述系统在各种扰动情况下的响应,且可以方便地应用于变换器的数字控制的设计,以实现控制的自适应。

关键词: 电力电子; DC-DC 变换器; 数字控制; 建模

中图分类号: TM46 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-4897(2004)14-0008-04

0 引言

DC-DC 变换器的数字控制相对于传统的模拟控制不但具有可靠、稳定、设计灵活等优点,而且可实现复杂的非线性控制策略,以提高控制的动态和稳态性能。近年来随着各种性价比更高的微控制器(MCU)和数字信号处理器(DSP)的出现,使得 DC-DC 变换器数字控制的实现成为可能^[1~3],其结构如图 1 所示。数字控制器的性能取决于控制策略和参数的选择,而变换器离散数学模型是控制策略和参数选择的基础,因此有必要分析比较各种建模方法的特点,选择合适的离散模型设计数字控制系统。本文给出了平均离散模型、准线性离散模型和精确离散模型三种建模方法,分析比较其各自的特点和应用。

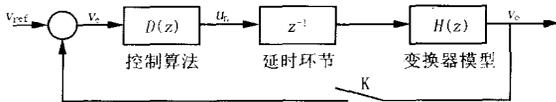


图 1 变换器数字控制系统图

Fig. 1 Diagram of digital control system of DC-DC converter

1 变换器三种离散模型

本文以 boost 变换器为例求解其平均离散模型、准线性离散模型和精确离散模型,该电路如图 2 所示。

在求解离散模型时做如下假设:

- 1) 变换器中的开关是理想的,即开关的开通和关断瞬间完成,不考虑损耗。
- 2) 除输出负载等效电阻外,变换器中其它元件

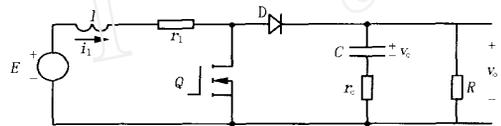


图 2 带寄生参数的 boost 变换器

Fig. 2 Boost converter with parasitical parameters

的参数恒定不变,不随工作状态和温度的变化而变化。

3) 变换器工作在连续模式下,系统只在两个拓扑间转换。

1.1 平均离散模型

DC-DC 变换器由于开关的不断开通和断开,所以系统在两个线性系统之间不断地切换,是一个强非线性系统。平均离散模型是该非线性系统的线性离散模型,其求解步骤分为两步:分析开关开通和断开的状态方程,根据状态空间平均法^[4]求解平均状态方程。将平均状态方程离散化得到离散平均状态方程。

设带寄生参数 boost 变换器的状态变量为电感电流 i_L 和电容电压 v_C 。分析 Boost 电路工作过程可得当变换器工作在连续电流模式时的状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 E & v_C = C_1 x & u = 1 \\ \dot{x} = A_2 x + B_2 E & v_C = C_2 x & u = 0 \end{cases} \quad (1)$$

式中: $x = \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$ $A_1 = \begin{bmatrix} -\frac{r_L}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{C(R+r_C)} \end{bmatrix}$

$$A_2 = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} - \frac{1}{L} \cdot \frac{R \cdot r_c}{R + r_c} & -\frac{1}{L} \cdot \frac{R}{R + r_c} \\ \frac{1}{C} \cdot \frac{R}{R + r_c} & -\frac{1}{C} \cdot \frac{1}{R + r_c} \end{bmatrix}$$

$$C_1 = \begin{bmatrix} 0 & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix}$$

$$C_2 = \begin{bmatrix} \frac{R \cdot r_c}{R + r_c} & \frac{R}{R + r_c} \end{bmatrix}$$

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

u 表示开关的状态,开关闭合时 $u = 1$,开关断开时 $u = 0$, E 为输入电压, v_o 为输出电压。

根据状态空间平均法,得变换器的平均状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + B \cdot E \\ v_o = C \cdot x \end{cases} \quad (2)$$

式中:

$$A = A_1 \cdot d + A_2 \cdot (1 - d)$$

$$B = B_1 \cdot d + B_2 \cdot (1 - d)$$

$$C = C_1 \cdot d + C_2 \cdot (1 - d)$$

d 为变换器在稳定工作点的占空比。

将上式离散化得离散小信号状态方程为:

$$\begin{cases} x_{n+1} = G \cdot x_n + F \\ v_n = C \cdot x_n \end{cases} \quad (3)$$

式中: $G = e^{A \cdot T}$ $F = (e^{A \cdot T} - I) \cdot A^{-1} \cdot B \cdot E$

$$I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

1.2 准线性离散模型

DC-DC 开关变换器是一个强非线性系统,平均离散模型只是在变换器额定工作点附近的近似线性化。为得到更精确模型,可采用分段线性化思想求解变换器的准线性模型。准线性模型由稳定点方程和该稳定点扰动方程两部分组成,稳定点方程描述系统稳定时的状态变量、占空比、输入电压和负载的关系;扰动方程描述系统在该稳定工作点的暂态特性。

1.2.1 稳定点方程

分析 boost 变换器的工作过程,当闭环系统在输入电压和输出功率扰动后其状态变量满足如下等式:

$$\dot{x}_{op} = 0, \quad x_{op} = \begin{bmatrix} \frac{U_{ref}}{R} \\ U_{ref} \end{bmatrix} \quad (4)$$

将上式带入式(2)可得:

$$d_{op} = - (A_1 x_{op} - A_2 x_{op} + B_1 E - B_2 E)^{-1} (A_2 + B_2 E) \quad (5)$$

式中: x_{op} 为稳定点状态变量、 d_{op} 为稳定时占空比, u_{ref} 为输出参考电压。

1.2.2 扰动方程

设变换器的状态变量、占空比可以表示为:

$$\begin{cases} x = x_{op} + \hat{x} \\ d = d_{op} + \hat{d} \end{cases} \quad (6)$$

式中 \hat{x} 、 \hat{d} 为扰动量,将上式带入式(2)并忽略高阶无穷小时可得:

$$\begin{cases} \frac{d\hat{x}}{dt} = A\hat{x} + H\hat{d} \\ \hat{v} = C\hat{x} + L\hat{d} \end{cases} \quad (7)$$

式中: $H = (A_1 - A_2) x_{op} + (B_1 - B_2) E$

$$L = (C_1 - C_2) x_{op} d_{op}$$

$$\begin{cases} \hat{x}_{n+1} = M \cdot \hat{x}_n + N \\ v_n = C \cdot \hat{x}_n + L\hat{d}_n \end{cases} \quad (8)$$

$$M = e^{A \cdot T} \quad N = (e^{A \cdot T} - I) \cdot A^{-1} \cdot H \cdot d_{op}$$

这里需要指出的是: \hat{x}_n 、 \hat{d}_n 并不是小信号模型里的小信号,而是变换器工作时的瞬时值与系统稳定状态值之间的差值。离散方程的参数 M 、 N 、 L 随输入电压和负载的变化而变化。

1.3 精确离散数学模型

因为 DC-DC 变换器的开关是不断开通和关断的,所以变换器本身就是一个离散的系统,因此可以直接分析变换器工作过程来建立精确的离散模型。Boost 变换器在连续工作模式下有两个工作模式:模式 1——开关 Q 导通,二极管 D 关断;模式 2——开关 Q 关断,二极管 D 导通。整个过程可以用图 3 表示。

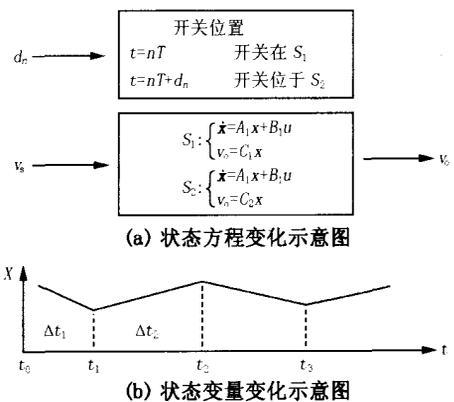


图 3 Boost 电流连续模式工作过程示意图

Fig. 3 Diagram of boost converter operation

由图 3 可得:

$$x(t_1) = e^{A_1 d T} x(t_0) + (e^{A_1 d T} - I) A_1^{-1} B_1 \quad (9)$$

$$x(t_2) = e^{A_2(1-d)T} e^{A_1 dT} x_{n0} \begin{bmatrix} EdT \\ 0 \end{bmatrix} + e^{A_2(1-d)T} (e^{A_2 dT} - I) A_2^{-1} B_2 E \quad (10)$$

设 $x_n = x(nT)$, $v_n = v(nT)$, d_n 为该周期的占空比。这样就可以得到变换器在连续工作模式下精确离散模型为:

$$\begin{cases} x_{n+1} = f(x_n, d_n) = px_n + g(d_n) \\ v_n = Cx_n \end{cases} \quad (11)$$

式中:

$$g(d_n) = e^{A_2(1-d_n)T} (e^{A_2 d_n T} - I) A_2^{-1} B_2 E$$

$$p = e^{A_2 T(1-d)} e^{A_2 dT} \begin{bmatrix} EdT \\ 0 \end{bmatrix}$$

2 模型比较

2.1 仿真研究

为研究平均离散模型、准线性离散模型和精确离散模型的精确度的差别,本文仿真 Boost 电路三种模型在输入电压或输出负载变化时各模型输出电压的响应,并与 Semtrix 输出结果比较 (Semtrix 为开关电源仿真软件,其输出与实际电路输出很接近)。仿真电路的参数如表 1 所示。

表 1 仿真电路参数表

f/kHz	L/ μ H	C/ μ F	n_1 /m	r_c /m
500	500	400	10	20

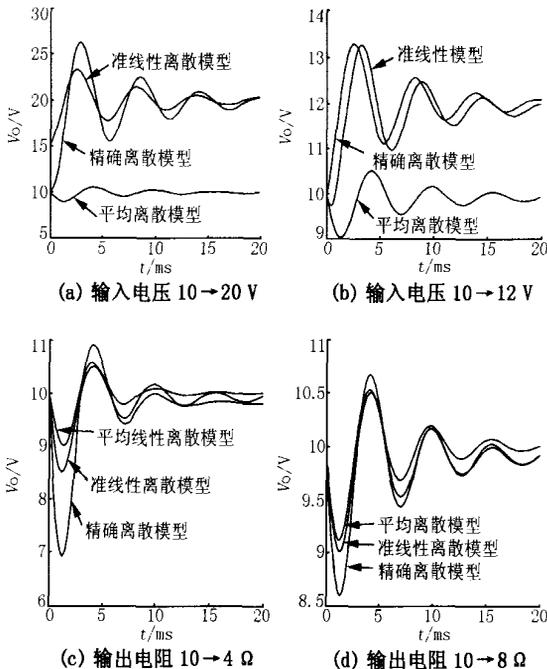


图 4 三种模型输出电压

Fig. 4 Output voltages of three models

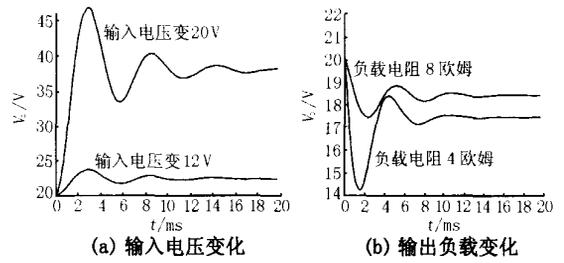


图 5 Semtrix 仿真结果

Fig. 5 Output of Semtrix

图 4(a)、(b)是输入电压由 10 V 阶跃变化到 20 V 和 12 V 时三种模型的输出电压的响应图;图 4 (c)、(d)是输出负载由 10 变为 4 和 8 时三种模型输出电压响应图;图 5 是电路仿真软件 Semtrix 仿真的结果,通过比较可以得出:

1) 三种离散模型都没反映变换器输出电压的高频分量。线性和准线性是基于状态空间平均法得到的,而状态空间平均法本身就忽略了高频分量的影响。精确离散模型因为采样频率为开关频率,所以也没有反映高频分量的影响。

2) 在两种扰动情况下准线性模型的输出与精确离散模型和电路仿真软件 Semtrix 仿真输出结果相差很小,可以很精确描述系统的真实响应过程。平均离散模型在输入电压和输出功率变化很大时的输出响应较精确模型和 Semtrix 输出有较大的误差。

2.2 应用分析

三种模型都有其各自的特点。平均离散模型求解简单,但其建模时忽略了输入电压和输出负载对变换器稳定工作点的影响,因此这种建模方法只在变换器扰动较小时才有效。当变换器工作点变化很大时该模型就不能准确反映系统的特性。用该模型设计的变换器的数字控制器也不能保证系统在大扰动下的稳定性。精确离散法是非线性模型,较别的模型可以更精确地描述变换器的离散工作特性,但这种非线性模型表达复杂,也不可以反映系统的高频分量,难以洞察参数变化对系统的影响,因此用于变换器闭环控制系统的设计有一定难度。准线性模型考虑了变换器工作点的变化,将系统的模型分为稳定点模型和该稳定点的扰动模型两个部分。这样就可以比较准确地反映变换器在大扰动时的工作特性。同时因为这种模型在每个稳定工作点附近是线性的,因此便于变换器控制系统的设计,且可以根据不同的稳定点设计不同的控制器参数,以实现自适应控制策略,使得控制具有很好的动态特性和稳定性。

3 结论

本文以 boost 变换器为例,求解 DC-DC 变换器的平均离散模型、准线性离散模型和精确离散模型。分析比较了三种模型的各自的特点,探讨了其应用前景。分析结果表明准线性模型能精确的描述系统在各种扰动情况下的响应,且可以方便地应用于变换器的数字控制设计,实现变换器数字控制的自适应。

参考文献:

- [1] Petri Vallittu. Digital Control of Power Supply — Opportunity and Constraints [A]. Proceedings of the 24th Annual Conference of the IEEE. 1998. 562-567.
- [2] Kocybik P F, Bateson K N. Digital Control of a ZVS Full-bridge DC-DC Converter[A]. IEEE APFC Rec. 1995. 687-

693.

- [3] Tse C K. Quasi-linear Modeling and Control of DC-DC Converters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1992 (7): 315-323.
- [4] 张占松 (ZHANG Zhan-song). 开关电源的原理与设计 (Design of Switch Mode Power Supply) [M]. 北京:电子工业出版社 (Beijing: Publishing House of Electronics Industry), 1999.

收稿日期: 2003-11-03; 修回日期: 2004-02-24

作者简介:

丁茂生(1977-),男,博士研究生,研究方向为电力电子变换器控制及可靠性; E-mail: edwinding@263.net

王钢(1966-),男,博士,教授,博士生导师,主要研究方向为电力系统继电保护及自动化、电力电子;

欧阳慧林(1979-),女,硕士研究生,研究方向为高频开关电源。

Analysis of three discrete models for digital control of DC-DC converter

DING Mao-sheng, WANG Gang, OUYANG Hui-lin

(South China University of Technology, Guangzhou 510640, China)

Abstract: Compared with traditional simulated control, the digital control of DCDC coverter has many advantages. And the discrete math model is its basis. With linear average method, quasi-linear method and accurate discrete method, the paper takes the boost converter as an example to calculate the average linear discrete model, quasi-linear discrete model and the accurate discrete model. Compared with the responses of each model in disturbance and analyzed their characteristics and application fields, the result shows that the quasilinear discrete mode is accurate and suitable for the design of digital controller.

Key words: power electronics; DC-DC converter; digital control; mathematic modelling

“许继”入围 2004 年“中国 500 最具价值品牌”排行榜

6月28日下午,由世界品牌实验室和世界经济论坛联合主办的世界品牌大会在北京国际饭店隆重召开,会上发布了2004年“中国500最具价值品牌”排行榜,海尔以612.37亿元人民币的品牌价值位列榜首,“许继”以35.78亿元人民币的品牌价值列名166位。

品牌是企业的灵魂,是国家和地区经济实力的象征。据了解,此次“中国500最具价值品牌”是由世界品牌实验室(WBL)和世界经济论坛(WEF)共同组织并评审的。由全球五大品牌评估机构之一的世界品牌实验室和素有“经济界的联合国”之称的世界经济论坛联合主办这次世界品牌大会,并共同编制2004年“中国500最具价值品牌”,对促进中国的品牌建设和经济发展很有战略意义。在此次评选中,全国共有来自家电、服装、食品饮料等在内的近27个行业的品牌入选。“许继”作为全国机械行业的知名品牌,轻松入围。

据了解,2004年“中国500最具价值品牌”的评选是由世界顶尖品牌研究机构第一次对我国品牌进行全面科学的评估。