

推挽式 DC/DC 开关电源的设计与校正

张 兴, 马先奎, 张崇巍

(合肥工业大学 电气工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘 要: 文章给出了应用状态空间平均法所建立的推挽式 DC/DC 变换器的动态小信号数学模型, 得出了闭环系统框图和传递函数, 并在此基础上应用自动控制理论设计和校正了一系统, 分析了比例校正方式对系统性能的影响, 并展望了对系统性能更好的校正方式。仿真结果表明了小信号数学模型的正确性和实用性。

关键词: 状态空间平均法; 开关电源; 小信号数学模型; 校正

中图分类号: TM 401.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-5060(2000)06-0957-05

Design and correction of push-pull DC/DC switching power supply

ZHANG Xing, MA Xian-kui, ZHANG Chong-wei

(School of Electrical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: The small signal mathematical model of push-pull DC/DC converter is constructed by applying the state-space method, and the closed-loop system block diagram and transfer function are proposed. Then a system is designed and corrected with automatic control theory. The effect of PI correction on the system property is discussed, and PI correction is compared with other correction methods. The simulation results indicate that the small signal model is correct and feasible.

Key words: state-space method; switching power supply; small signal mathematical model; correction

0 引 言

开关电源(Switching Power Supply)与传统的线性电源相比较,具有效率高、重量轻、体积小等优点,近年来得到广泛的应用和发展。随着半导体技术的迅速发展,大功率 MOSFET、IGBT 等的问世,开关电源的体积能够进一步减小,损耗进一步降低,性能却可以得到很大的提高。随着各个领域对开关电源要求的不断提高,要求设计者从电路设计、参数选择以及电源结构和抗干扰能力等方面予以全面考虑。当电源的主电路结构和参数确定以后,控制电路设计是否得当将成为影响电源性能的主要因素^[1]。推挽式 DC/DC 变换器可以很好地应用于低电压输入、高功率输出的场合。本文将给出应用状态空间平均法(State-Space Averaging Method)所得出的推挽式 DC/DC 变换器的小信号数学模型,并在此基础上分析不同的校正方式对电源系统性能的影响。

收稿日期: 2000-04-14

作者简介: 张 兴(1963-),男,安徽铜陵人,博士生,合肥工业大学副研究员;
张崇巍(1945-),男,安徽巢湖人,合肥工业大学教授,博士生导师

1 DC/DC 变换器的分析方法及状态空间平均法

由于 PWM 型 DC/DC 变换器 (converter) 是一个强非线性电路。因此, 变换器电路动态特性的解析解的分析方法较为复杂。DC/DC 变换器的建模方法可分为两大类: 数字仿真法和解析建模法。数字仿真法是指利用各种算法以求得变换器某些特性数字解的方法。该方法的核心是用适合的某一种算法求变换器特性的数字解, 优点是准确度高, 缺点为物理意义不甚明确。解析建模法是指用解析表达式表示其特性的建模方法。此方法的核心是用解析理论求变换器的解析表达式。优点是物理意义明确, 不足之处是使用不太方便^[2]。

状态空间平均法 (State-Space Averaging Method) 是从变换器不同拓扑下的状态空间方程出发, 经过平均—小信号扰动—线性化处理, 得到表征变换器稳态和动态小信号特性的数学模型, 并可得到电路模型。其物理意义明显, 使用起来较为方便。可以应用伯特图 (Bode Diagram) 方便地对系统进行分析和校正^[2]。

状态空间平均法是用一周周期平均的方法将分段线性状态方程变换为一个非线性状态平均方程。将开关器件理想化, 即忽略它们的正向导通压降和反向漏电流, 同时认为状态转换是瞬间完成的, 即非通即断, 在任何时刻只是两个状态中的一个。基于以上两个假定, 在电感连续模式 (CCM) 下的 PWM 型基本变换器中, 设晶体管的导通占空比为 d 时, 可用下列状态方程组来描述其导通、截止两种工作状态^[2,3], 即

在 $0 < t < dT$ 期间, 此时晶体管导通

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_1 x + b_1 v_s \\ y &= C_1^T x \end{aligned} \quad (1)$$

在 $dT < t < T$ 期间, 此时晶体管关断

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A_2 x + b_2 v_s \\ y &= C_2^T x \end{aligned} \quad (2)$$

其中, x 为状态变量, 一般取电感电流 i_L , 电容电压 V_C ; v_s 为开关电源的输入电压; y 为输出状态变量, 一般取输出电压 V_o , 电源输入电流 i_s ; A_k , b_i , C_i^T ($i = 1, 2$) 为相应的系数矩阵, 与电路结构和参数有关。

将(1)式和(2)式求和并平均, 得到新的状态空间平均方程为

$$\begin{aligned} \dot{x} &= A x + b v_s \\ y &= C^T x \end{aligned} \quad (3)$$

式中

$$A = dA_1 + (1-d)A_2 \quad b = db_1 + (1-d)b_2 \quad C^T = dC_1^T + (1-d)C_2^T \quad (4)$$

其中, $d = 1 - (1-d)$ 。

由(3)式可求出开关电源的稳态解如下

$$X = -A^{-1}bV_s \quad Y = -C^T A^{-1}bV_s \quad (5)$$

计算时不考虑寄生参数, 其变换器的稳态变比为

$$\mu(D) = -C^T A^{-1}b_0 = 2nD \quad (6)$$

其中, $C^T = [0 \quad 1]$, 是指定输出量为 V_o 。时 C^T 的形式, n 为变压器副边与原边匝数比。

对状态空间平均方程进行扰动处理, 令

$$v_s = V_s + \hat{v}_s \quad d = D + \hat{d} \quad \dot{d} = D - \hat{d} \quad x = X + \hat{x} \quad y = Y + \hat{y}$$

假定扰动信号的幅值比其稳态量小得多, 则有

$$\begin{aligned} \frac{dx}{dt} &= Ax + bv_s + [(A_1 - A_2)x + (b_1 - b_2)V_s]d \\ \hat{y} &= C^T \hat{x} + (C_1^T - C_2^T)X d \end{aligned} \quad (7)$$

将(7)式转换到频域形式, 解得

$$\begin{aligned} \hat{x}(s) &= (sI - A)^{-1}bv_s + (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (b_1 - b_2)V_s]d \\ \hat{y}(s) &= C^T(sI - A)^{-1}b\hat{v}(s) + \\ &\{C^T(sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + 2(b_1 - b_2)V_s] + 2(C_1^T - C_2^T)\}d \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, I 为单位矩阵。

将(8)式中的第二个式子改写为

$$\begin{aligned} \hat{v}_o &= G_{v_s}\hat{v}_s + G_{v_d}\hat{d} \\ \hat{i}_s &= G_{i_s}\hat{v}_s + G_{i_d}\hat{d} \end{aligned} \quad (9)$$

比较(8)式和(9)式可得

$$e(s) = \frac{G_{v_d}}{G_{v_s}} \quad j(s) = G_{i_d} - e(s)G_{i_s} \quad H_c(s) = \frac{G_{v_s}}{\mu(D)} \quad (10)$$

式中 $e(s)$ 、 $j(s)$ —— 分别为小信号作用的等效电压源和等效电流源的系数

$H_c(s)$ —— L 、 C 构成的低通滤波器的传递函数, 且包括 R 的作用

2 推挽式 DC/DC 的小信号数学模型

图 1 为推挽式 DC/DC 的开关电源的结构图。

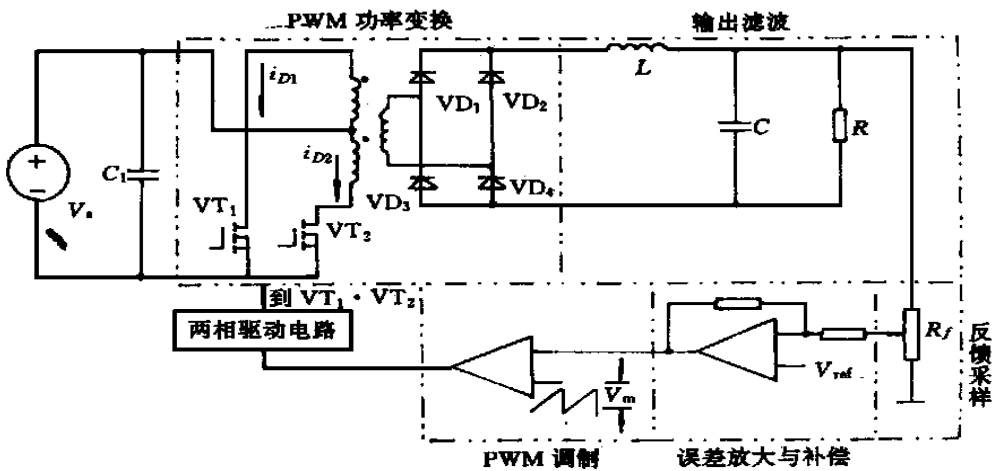


图 1 推挽式 DC/DC 开关电源的结构图

假定: 开关器件 VT_1 、 VT_2 和整流二极管 $VD_1 \sim VD_4$ 是理想开关; 整流滤波器的频率远低于开关频率; 动态扰动信号的频率远低于开关频率; 扰动信号的幅值远远低于其稳态量。在以上 4 个假定条件下, 可以利用状态空间平均法得到系统在电感电流连续模式 (CCM) 下的动态小信号模型, 如图 2 所示。

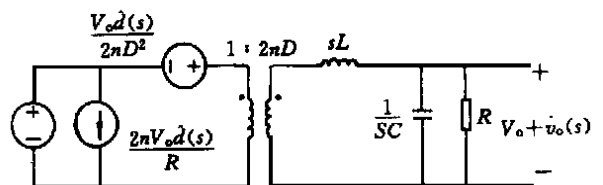


图 2 开关电源的动态小信号模型

取流过电感 L 的电流 i_L 和电容 C 两端的电压 V_C 为状态变量, 取输出电压 V_o 和电源电流 i_s 为输出状态变量。通过分析电路的工作过程, 列写状态空间方程可得推挽式 DC/DC 开关电源小信号模型的参数如下

$$e(s) = \frac{G_{v_d}}{G_{v_s}} = \frac{V_s}{D} = \frac{V_o}{2nD^2} \quad (V_o = 2ndV_s) \quad (11)$$

$$j(s) = G_{i_d} - e(s)G_{i_s} = \frac{4n^2D}{R}V_s = \frac{2n}{R}V_o \quad (12)$$

主电路的动态小信号等效电路如图 3 所示, 其中带有“^”符号的是扰动量, $\hat{d}(s)$ 为占空比 D 的扰动量。由此等效电路便可推导出主电路数学模型。控制电路的模型相对简单, 反馈采样系数为 β , 脉宽调制器的传递函数可近似为一比例环节, 比例系数为 $1/V_m$, 补偿网络的传递函数记为 $G(s)$, 输出滤波器(包括 R) 的传递函数为

$$H_e(s) = \frac{G_{v_s}}{\mu(D)} = \frac{1}{LCs^2 + \frac{L}{R}s + 1} \quad (13)$$

假设参考电压不变, 即扰动量 $\hat{V}_{ref}(s) = 0$, 输入扰动量为 $\hat{v}_s(s)$, 可推得推挽式开关电源的闭环系统框图如图 4 所示。图中 $Z_{oe}(s)$ 为开关变换器的等效输出阻抗。

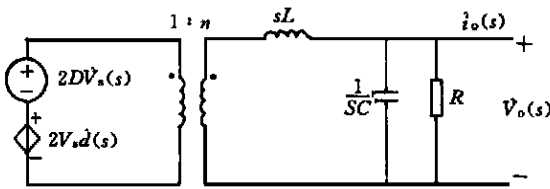


图 3 开关电源主电路的动态小信号模型

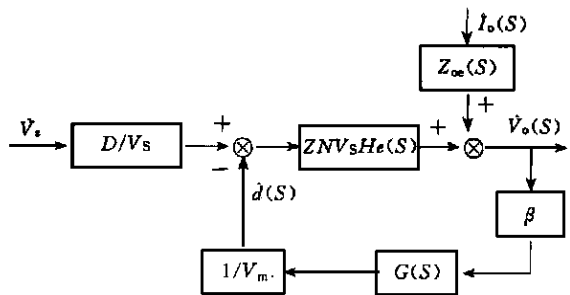


图 4 推挽式开关电源的闭环系统框图

3 系统的设计和校正

设计的开关电源必须满足以下性能指标: 输出电压 300 V; 最大输出电流 4 A; 输出电压精度 5%; 低频交流纹波 1 V; 开关纹波 1 V。采用 MOSFET 为功率开关管, 开关频率 30 kHz, PWM 调制频率 60 kHz。电路参数 $V_s = 12 V$, $n = 50$, $V_m = 3.3 V$, $\beta = 0.33$, $L = 1000 \mu H$, $R = 150 \Omega$, $C = 330 \mu F$ 。

由闭环系统的框图可以得到系统的开环传递函数为

$$W_{op}(s) = \frac{2\beta n V_s}{V_m} H_e(s) G(s) = G_{op}(s) G(s) \quad (14)$$

式中

$$G_{op}(s) = \frac{120}{3.3 \times 10^{-7} s^2 + 1 \times 10^{-6} s + 1} \quad (15)$$

3.1 未加补偿环节时的系统分析

未加补偿时系统的开环波特图如图 5 所示。从图 5 及仿真结果可以看出, 此系统没有幅值裕量, 相角裕量为 0.061° ; 截止频率为 19.1 kHz, 显然系统是不稳定的。采用频率法设计补偿网络来校正系统。由图 5 可以看出, 若只采用比例校正, 虽然也能使系统稳定, 而且此环节能够实时成比例地反映控制系统的偏差信号, 但是并不能很好地消除系统的静差, 电源的输出精度不能达到要求, 并且电源的输出电压纹波也较大, 不能满足要求。

3.2 比例积分(PD)校正

采用比例积分校正, 可以提高系统的稳定性和精度以及系统的抗高频干扰能力, 还可以很容易地采用 PWM 集成控制器来实现, 目前多数系统采用该补偿方法。带惯性的比例积分补偿网络的传递函数为

$$G(s) = K_p / (1 + \tau s) \quad (16)$$

根据电源稳态精度的要求, 取 $K_p = 2$ 。为了保证系统的相角裕量, 校正后系统的穿越频率取 $1/10$ 倍的滤波器转折频率, 即 $f_c = 120 \text{ Hz}$ 。由 K_p 和补偿后的穿越频率确定 $\tau = 0.8 \text{ s}^{[1,4,5]}$ 。补偿后的系统开环波特图如图 6 所示, 穿越频率为 123 Hz , 相角裕量为 90° , 幅值裕量为 10 dB , 系统是稳定的。

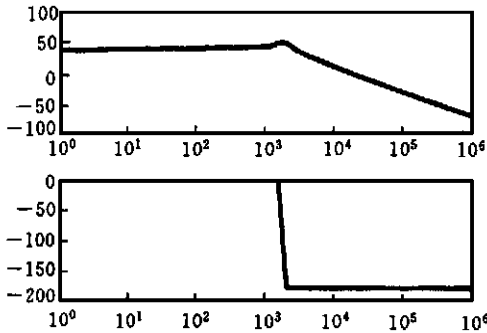


图 5 未加补偿时系统的开环波特图

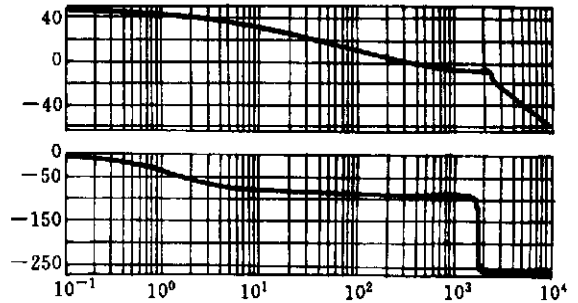


图 6 比例积分校正后的系统开环波特图

3.3 比例微分(PD)和比例积分微分(PID)校正

对于比例微分校正可以提高系统的稳定裕量并获得足够的快速性, 但系统的稳态精度可能受到影响。而比例积分微分环节虽然线路和系统的调试复杂一些, 但它具有比例积分校正和比例微分校正两者的优点, 可以全面提高系统的控制性能。由于比例积分中的微分环节能预测系统输出的变化趋势, 可以补偿由低通滤波器引起的时间滞后, 从而增加系统的快速性和有效地抑制超调, 使系统的动态性能得以改善。并且使系统性能的改善不再受到低通滤波器的限制^[4]。

4 结 论

(1) 尽管开关电源系统是一个强非线性系统, 但在一定的假设条件下, 应用状态空间平均法可以方便地建立开关电源系统的小信号模型。

(2) 由小信号数学模型可以得出闭环系统框图和传递函数, 并可利用传递函数分析系统和校正系统, 仿真结果表明了小信号模型的正确性和实用性。

[参 考 文 献]

- [1] 毛 鸿, 吴兆麟, 沈 琦. 高精度开关稳压电源的系统分析与设计[J]. 电力电子技术, 1999(2): 1- 4
- [2] 蔡宣三, 龚绍文. 高频功率电子学[M]. 北京: 科学出版社, 1993. 203- 221.
- [3] 张占松, 蔡宣三. 开关电源的原理与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 1998. 303- 536
- [4] 陶永华, 尹怡欣, 葛芦生. 新型 PID 控制及其应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 1998. 1—35.
- [5] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 北京: 国防工业出版社, 1994. 232—289.

(责任编辑 张秋娟)