

Modeling Current-Controlled Buck PWM DC-DC Converters

WU Shuang-ju, WU Jin

(Microelectronic Center, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: Current-Controlled PWM Switching Regulators have been widely used nowadays. In this article, the derivation of transfer functions of the power stage in the system is presented, and then a block diagram of the whole system is proposed. The model is partly verified by an example on analyzing an average-current-controlled converter.

Key words: buck PWM DC-DC converter; modeling; current loop gain

EEACC: 1290B; 8360; 6120

电流环控制的降压 PWM 开关电源系统的建模分析

吴霜菊, 吴 金

(东南大学微电子中心, 南京 210096)

摘要: PWM 开关电源系统普遍采用电流、电压双闭环控制。在建立 PWM 降压开关电源功率级模型的基础上, 得出基于平均电流控制的降压 PWM 开关电源的系统传递函数框图, 并用 Matlab 对电流环增益进行了分析。

关键词: 降压 PWM 开关电源; 建模; 电流环增益

中图分类号: TN86

文献标识码: A

文章编号: 1005-9490(2003)04-0457-04

随着便携式电子设备产品的发展, PWM DC-DC 开关电源获得了广泛应用。在系统的功率级电路中, 主开关和辅助开关呈现非线性特性, 给系统建模增加了难度, 但系统中除主开关和辅助开关外, 其余部分均是线性电路。因此, 系统分析的关键在功率级模型的建立。

本文从 PWM 降压开关电源的拓扑结构和功率开关的线性等效电路入手, 研究功率级的传递函数, 再与控制电路的模型相结合, 提出了整个系统的框图结构, 它适于采用双闭环控制的 PWM 开关电源系统。通过应用 Matlab 分析一个基于平均电流控制的 PWM 降压开关电源系统的实例, 这些传递函数的准确性得到验证。

1 功率开关的线性等效电路

图 1 给出了 PWM 降压开关电源系统的拓扑图,

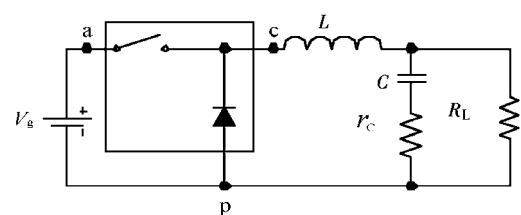


图 1 PWM 降压开关电源拓扑图

其中 r_c 为滤波电容 C 的寄生电阻。从三端网络的观点考察其中的 PWM 功率开关^[1] a 端为主开关, p 端为辅助开关, 即整流管; c 端为两管的公共端。文献[1]给出网络各端口的电流电压与系统的稳态分量和瞬态分量之间的相互关系式为:

$$i_a = D i_c + I_c d \quad (1)$$

$$v_{ap} = \frac{V_{ap}}{D} - \frac{V_{ap}}{D}d \quad (2)$$

式中 D 表示系统稳定状态下的占空比, d 为 D 的扰动量; 各大写电压、电流符号表示稳态分量, 小写电压、电流符号表示瞬态分量。由此导出开关级的线性等效电路如图 2。

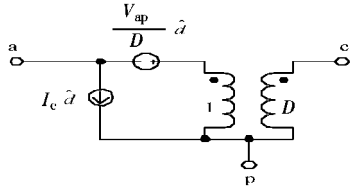
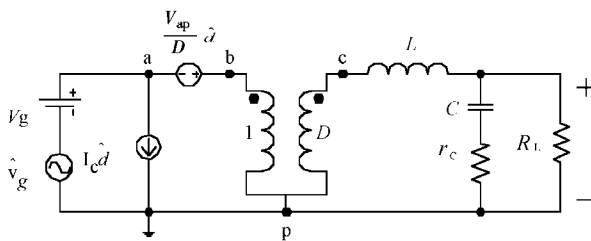
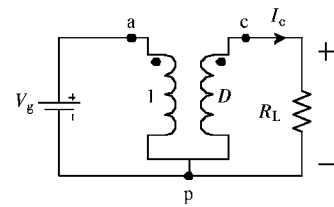


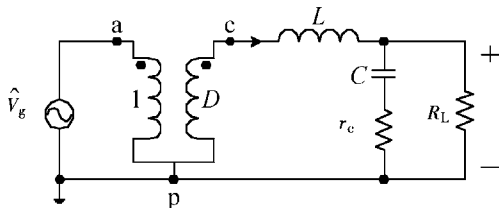
图 2 功率开关的线性等效电路



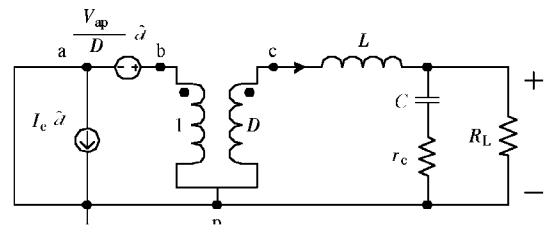
(a) 线性等效电路



(b) 系统稳定状态等效电路



(c) $d=0$ 时的小信号等效电路



(d) $V_g=0$ 时的小信号等效电路

图 3 不同条件下的功率级线性等效电路

1) 稳态直流分析

见图 3(b)。在初级侧有 $V_{ap} = V_g$; 在次级侧有 $V_{cp} = V_0$, $I_c = V_{cp}/R_L$, 结合 PWM 降压开关电源的稳态关系式 $V_0 = DV_g$, 有 $I_c = DV_g/R_L$ 。

2) 求 M

令 $d=0$, 得图 3(c)。由 $V_{cp}(s) = DV_g(s)$ 及次级侧的分压关系, 列得:

$$V_0(s) = DV_g(s) \cdot \frac{R_L [r_c + (1/Cs)]}{Ls + R_L [r_c + (1/Cs)]} \quad (3)$$

考虑到 $R_L \gg r_c$, 整理后有:

$$M = \frac{V_0(s)}{V_g(s)} \approx D \frac{1 + r_c Cs}{1 + (\frac{L}{R_L} + Cr_c)s + LCs^2} \quad (4)$$

3) 求 M_i

由图 3(c), 根据次级侧回路电压方程, 有:

$$I_L(s) \cdot \{Ls R_L [r_c + (1/Cs)]\} = DV_g(s) \quad (5)$$

2 降压开关电源的功率级的模型

将开关级的线性等效电路嵌入 PWM 降压开关电源拓扑图中, 得图 3(a) 所示等效电路。很明显, 负载电压 v 和电感电流 i_L 同时受输入电压 v_g 和占空比扰动 d 的调节。欲分析功率级的工作状况, 首先需要考虑各种因素独立作用的影响, 即必须先求出以下四个传递函数^[2]:

$$M = \frac{V_0(s)}{V_g(s)} \Big|_{d=0}, M_i = \frac{I_L(s)}{V_g(s)} \Big|_{d=0},$$

$$T_{pi} = \frac{I_L(s)}{D(s)} \Big|_{V_g=0} \text{ 和 } T_p = \frac{V_0(s)}{D(s)} \Big|_{V_g=0}.$$

$R_L \gg r_c$, 经整理后得到:

$$M_i = \frac{I_L(s)}{V_g(s)} \approx \frac{D}{R_L} \cdot \frac{1 + (R_L + r_c)Cs}{1 + (\frac{L}{R_L} + Cr_c)s + LCs^2} \quad (6)$$

4) 求 T_{pi}

令 $V_g=0$, 得图 3(d) 电路。由 $V_{cp}(s) = DV_{bp}(s)$ 以及初、次级两侧的回路电压方程, 得:

$$D \cdot \frac{V_{ap}}{D} D(s) = I_L(s) \cdot \{Ls + R_L [r_c + (1/Cs)]\} \quad (7)$$

代入 $V_{ap} = V_g$, 可得

$$T_{pi} = \frac{I_L(s)}{D(s)} \approx \frac{V_g}{R_L} \cdot \frac{1 + (R_L + r_c)Cs}{1 + (\frac{L}{R_L} + Cr_c)s + LCs^2} \quad (8)$$

5) 求 T_p

如图 3(d), 在次级侧, 有:

$$V_0(s) = I_L(s) \cdot \{R_c + (1?Cs)\} \quad (9)$$

由式(8)有 $I_L(s) = T - \text{pi} \cdot D(s)$, 代入(9)式, 即可得:

$$T_p = \frac{V_0(s)}{D(s)} \approx V_g \cdot \frac{1 + r_c Cs}{1 + (\frac{L}{R_c} + C_{r_c}) Cs + LC_s^2} \quad (10)$$

式(4)、(6)、(8)、(10)即为 PWM 降压开关电源系统的功率级的主要传递函数。应用叠加原理, 并考虑 v_0 和 v_g 对占空比的前馈影响因子 G_0 、 G_c ^[3], 可建立功率级的传递函数框图。

3 系统实例分析

采用平均电流控制的 PWM 降压开关电源系统结构如图 4。控制电路包含两个负反馈环路: 内环为由电流检测放大器、电流调节器、占空比调制器和功率级组成的电流控制环; 外环则是包含了电阻分压器、误差放大器、电流调节器、占空比调制器和功率级的电压控制环。本文综合控制电路复频域模型^[3, 4] (详见附录 1), 提出基于平均电流控制的 PWM 降压开关电源系统的完整的模型如图 5。

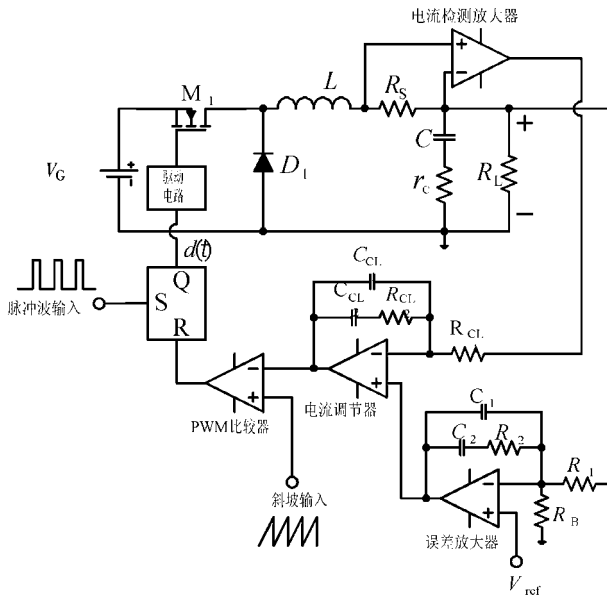


图4 采用平均电流控制的 PWM 降压开关电源系统图

电流环环路增益 $T(s)$ 定义为在复频域中, 当电压环开路时, 电流环的开环增益。因为采用双闭环控制, 系统存在稳定性问题^[5], 所以分析 $T(s)$ 对设定电流调节器的电路参数、以及综合平衡系统的稳定性和快速性有重要意义。

由图 5 断开电压负反馈环, 算得电流环环路增

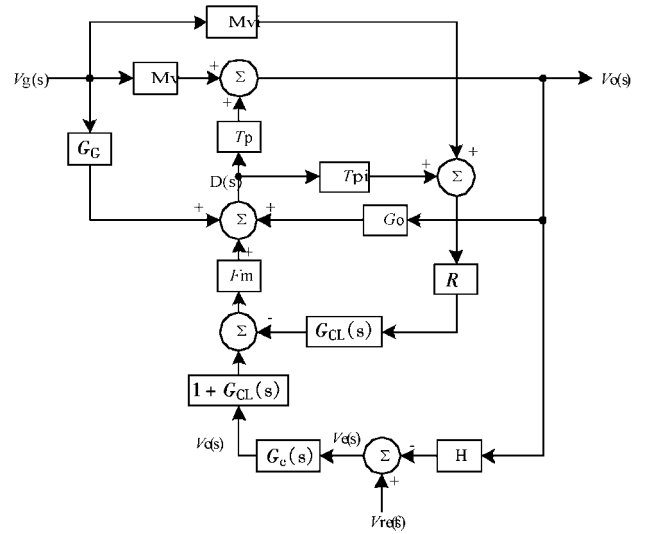


图 5 采用平均电流控制的 PWM 降压开关电源系统框图
益 $T(s) = T_{pi} R G_{CL}(s) F_m$ 。参照文献[3]提供的电路参数值, 通过 Matlab 模型画出 $T(s)$ 的 Bode 图如图 6 所示。为验证本文提出的模型的准确性, 文献[3]的理论结果也在图 6 中给出。

4 结 论

本模型能准确反映电流环环路增益的低频增益、截止频率和相位裕度。因为考虑了 r_c 的影响, 本文的结果更逼近实际情况。另外, 由于功率级模型也采用了框图形式, 各环节与实际电路结构对应更为明确, 有利于系统的分析与设计。

若移除图 4 中的电流调节器, 令图 5 电流环中的 $G_{CL}(s) = 1$, 并去掉电压环中的 $1 + G_{CL}(s)$ 环节, 可得到采用峰值电流控制的 PWM 降压开关电源系统的框图。

准确的数学模型是进行系统分析与设计的必要工具, 利用本模型和 Matlab 软件可以很方便地对系统进行分析、设计与调试。

附录 1 控制电路各环节传递函数^[3, 4]

$$R_c = A_{CL2} \cdot R_c;$$

$$G_c(s) = -\frac{1}{R_c} \cdot \frac{sR_c C_c + 1}{s(sR_c C_c C_c + C_c + C_c)};$$

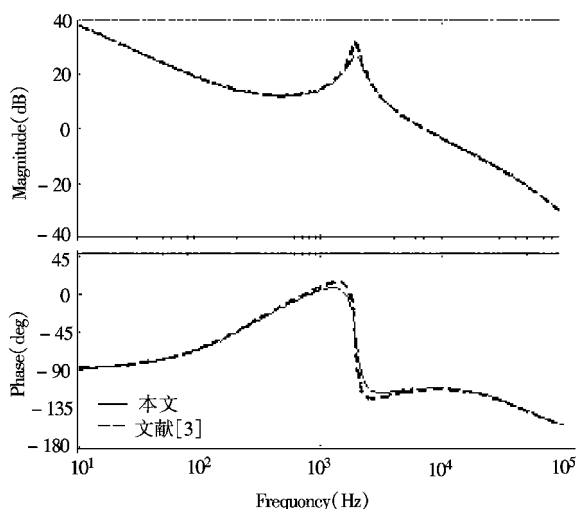
$$H = \frac{R_c}{R_c + R};$$

$$G_{CL}(s) = \frac{\omega_{CL1}}{s} \cdot \frac{1 + s^2 \omega_{CLZ}}{1 + s^2 \omega_{CLR}};$$

$$\text{其中 } \omega_{CL1} = 1/[R_{CL1}(C_{CL1} + C_{CL2})],$$

$$\omega_{CLZ} = 1/[R_{CL2} C_{CL2}],$$

$$\omega_{CLP} = (C_{CL1} + C_{CL2})/[R_{CL2} C_{CL1} C_{CL2}];$$

图6 电流环路增益 $T_i(s)$ 的 Bode 图

$$G_c = \frac{D^2 T_s R}{2L}; G_o = \frac{(1 - 2D) T_s R}{2L};$$

$$F_m = \frac{1}{V_{pp}}.$$

(上接第356页)

由上表数据可知,散热器材料选取铜或者铝对于散热器性能并没有太大影响,这表明限制散热器热阻的一般是固体-流体表面的热阻。如果散热器表面未进行氧化处理,对于散热器热阻和性能有较大影响。所以散热器一般都要进行煮黑氧化处理,降低散热器热阻,减小热源结温,使得器件更安全可靠工作。

3 误差分析

选取热源与散热器上的若干点,分别进行软件模拟分析与实际热测量,热测量采用的是 HP 34970A 温度测量仪,测温误差为 $\pm 0.5^\circ\text{C}$,得到的结果见表9所示:

表9 模拟分析与实际测量温度对照表

	1	2	3	4	5
软件模拟分析值 $^\circ\text{C}$	42.1	47.9	52.7	49.3	44.9
实际测量值 $^\circ\text{C}$	44.3	49.7	55.9	52.3	47.1
误差 %	4.9	3.6	5.7	5.7	4.6

$$\text{误差} = \left| \frac{\text{分析值} - \text{实测值}}{\text{实测值}} \right| \times 100\%$$

从表9可以看出,模拟分析的最大误差为 5.7%,满足工程要求。

参考文献:

- [1] Vatche Vaperian. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch Part I: Continuous Conduction Mode[J]. IEEE Transactions on Aerospace and electronic systems, 1990, 26(3): 490 - 496.
- [2] Marian K. Kazimierzuk. Transfer Function of Current Modulator in PWM Converters with Current-Mode Control[J]. IEEE transactions on circuits and systems, 2000, 47(9): 1407 - 1412.
- [3] Philip Cooke. Modeling Average Current Mode Control[J]. IEEE 2000: 256 - 262.
- [4] Wei Tang; Fred C. Lee and Raymond B. Ridley. Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control[J]. IEEE Transactions on power electronics, 1993, 8(2): 112 - 119.
- [5] Tse C K and Lai Y M. Control of Bifurcation in Current-Programmed DC/DC Converters: A Reexamination of Slop Compensation [C]. In: IEEE International symposium on circuits and systems, geneva Switzerland 2000: F671 - F674.

4 小结

在上述改变散热器各几何参数中,并没有改变基座的几何参数,由于散热器主要是靠肋片增加散热器表面积达到有效散热,基座对于散热器的影响并不明显。而且改变基座的尺寸在工程实际中不易实现,还会使散热器成本太高。因此一般散热器优化设计时不考虑散热器基座的尺寸。

综合以上数据分析可知,散热器肋片的厚度对散热器性能的影响不如散热器其他几何参数的影响明显。而肋片高度对散热器散热性能的影响比肋片长度影响大,适当增加散热器肋片的长度、高度和厚度可以增加散热面积,改善散热效果,但散热器尺寸大到一定程度时,对于散热器散热性能的影响不明显,还会增加体积、重量和成本。因此,在进行散热器优化设计时,应考虑影响散热器散热性能的主要因素,合理选择散热器的几何尺寸,在保证散热器体积小、重量轻的情况下达到最佳的散热效果。

参考文献:

- [1] 余建祖. 电子设备热设计及分析技术[M], 北京航空航天大学. 2000.
- [2] 王健石. 半导体器件散热器图册[M], 中国标准出版社. 1995.
- [3] Seri Lee, Optimum Design and Selection of Heat Sink[J], 1995, IEEE Tians on Components, Packing, and Manufacturing Technology, Part A, 1995, 8(4): 812 - 816.