

文章编号: 1009-3664(2005)04-0001-03

变换与控制

开关电源驱动信号斜率补偿技术的研究

王 彬¹, 张东来¹, 李彩生²

(1. 哈尔滨工业大学深圳研究生院, 广东 深圳 518055; 2. 中兴通讯股份有限公司, 广东 深圳 518004)

摘要: 对电流型 PWM 控制器的扰动来源进行分析, 给出了解决办法和几种比较实用的斜率补偿电路, 如控制电压补偿方式和电流补偿方式, 对改善开关电源驱动信号稳定性有很好的效果。最后给出了一种电流环补偿电路实例予以验证。

关键词: 开关电源; 斜率补偿; 驱动信号

中图分类号: TN86 TP17

文献标识码: A

Study on Slope-Compensation of the Drive Signal in SMPS

WANG Bin¹, ZHANG Dong-lai¹, LI Cai-sheng²

(1. ShenZhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China;
2. ZTE Corporation, Shenzhen 518004, China)

Abstract: The cause of the perturbation of the drive signal in the current mode PWM controllers is analysed. The solution and several practical slope-compensation circuits which are effective in improving the stability of the drive signal in the switching mode power supply are offered. Last, the example of a current loop compensation circuit is given and testified.

Key words: SMPS (Switching Mode Power Supply); slope-compensation; drive signal

0 引言

开关电源以其高效率、小体积等优点获得了广泛的应用。近年电流型 PWM 技术得到了飞速发展。相比电压型 PWM, 电流型 PWM 具有更好的电压调整率和负载调整率, 系统的稳定性和动态特性也得到明显的改善。

与电压型 PWM 比较, 电流型 PWM 控制除保留了输出电压反馈控制外, 又增加了一个电流反馈环节, 给环路调试带来了一定困难。这种困难不仅是由双环反馈带来的, 还有通过电流环引入的谐波干扰。另外, 电流采样信号通常来自于变压器原边, 有比较大的开关噪声, 特别是大功率模块会对环路的稳定性有很大的影响^[1]。

电流模式变换器工作在占空比大于 50% 和连续电感电流的条件下, 会产生谐波振荡, 这种不稳定

性与稳压器的闭环特性无关。既然是独立于系统环路之外的扰动信号, 就可以在保证系统环路稳定并具有一定的系统裕量的前提下, 对电流环扰动单独处理。斜率补偿是比较常用的方法, 现将其基本的补偿原理以及实际工作中使用的几种典型电路加以分析整理。

1 谐波振荡产生的原因

谐波振荡是由固定频率和峰值电流取样同时工作产生的, 如图 1 所示。

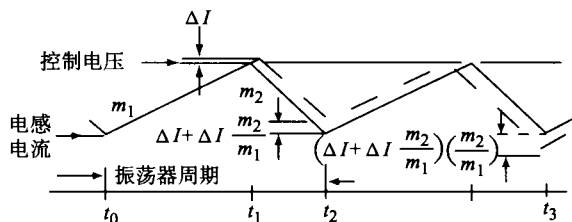


图 1 由控制电压引起的电流谐波振荡

在 t_0 时刻, 开关管导通, 使电感电流以斜率 m_1 上升, 该斜率是输入电压除以变压器原边电感的函

收稿日期: 2005-03-18

作者简介: 王 彬(1979-), 男, 哈尔滨工业大学深圳研究生院硕士研究生, 研究方向: 电力电子与电力传动。

数。 t_1 时刻,电流取样输入达到由控制电压建立的门限,开关管关断,电流以斜率 m_2 下降,直到下一个振荡周期开始。如果此时有一个扰动加到控制电压上,产生一个小的 ΔI ,就会出现不稳定情况。在一个固定的振荡周期内,电流衰减时间减少,最小电流在开关接通时刻(t_2)上升了 $\Delta I + \Delta I m_2 / m_1$ 。接下来电感最小电流会在下一个周期(t_3)减小至 $(\Delta I + \Delta I m_2 / m_1)(m_2 / m_1)$ 。在每一个后续周期,该扰动被 $m_2 m_1$ 相乘,在开关接通时交替增加和减小电感电流,要经过几个振荡周期电感电流减为零,使过程重新开始。由图 1 可知 $\Delta I_n = -\Delta I_{n-1}(m_2 / m_1)$,如果 m_2 / m_1 大于 1,变换器将不能稳定工作^[2]。

另一方面,如果采样电流上升斜坡斜率较小,扰动信号同样会叠加上去,如果扰动尖峰过大,叠加之后的信号就会使 PWM 控制器内电流比较器误触发而翻转。

2 消除振荡的斜率补偿原理

2.1 调整控制电压斜率

当电感电流连续,其占空比小于 50 % 时,由扰动引起的初始电流误差 ΔI 会在随后的几个周期内自动的恢复,以达到真正的电流工作模式。

但是,在电感电流的占空比大于 50 %,其初始的误差 ΔI 在后来的周期内没有减小反而加大了。其根本原因在于,当电感电流的占空比大于 50 % 时,其电流衰减斜率 m_2 与电流上升斜坡斜率 m_1 之比大于 1,这一点在上一部分已经阐述过了。所以,当有扰动进入时,引起的振荡不能自动收敛。

解决办法是要调整 m_2 与 m_1 的比值。既然正常的采样电流是固定的,只有通过外加的补偿来改变 m_1 与 m_2 的斜率,以达到 $m_2 / m_1 < 1$ 的目的。这样,就得到了两种斜率补偿的方法。

如图 2 所示,在控制电压上增加一个与脉宽调制时钟同步的斜坡,可以在后续的周期将 ΔI 扰动减小到零。由 $\Delta I_n = -\Delta I_{n-1}(m_2 / m_1)$,补偿的斜坡斜率为 m ,则扰动衰减规律为 $\Delta I_n = -\Delta I_{n-1} \frac{m_2 + m}{m_1 + m}$ 。那么,在电感电流的占空比为 100 % 的情况下,可得所需补偿斜坡的最小斜率为 $m > -\frac{1}{2} m_2$ 。这就是我们用来选择补偿斜坡的基本条件。

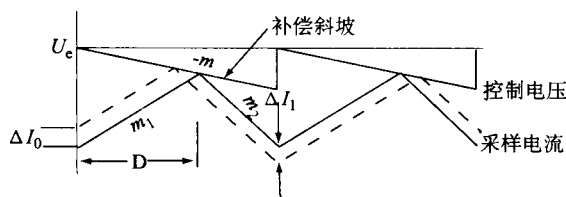


图 2 控制电压引入斜率补偿后的采样电流

2.2 加大采样电流斜坡斜率

当采样电流上升沿的斜率比较小,那么噪声信号叠加在该斜坡上时,就很容易引起电流尖峰瞬间超出控制电压而引起误触发产生振荡。为了获得稳定的工作,引入一个稳定的补偿斜面,加大采样电流斜坡的斜率,这样就能够对相同条件下的扰动起到一定的抑制作用。这种方法实际上也就是增加了上升沿的斜率,有效地控制了 m_2 与 m_1 的比值^[3]。

3 斜率补偿的外围电路设计

3.1 补偿控制电压

图 3 是一种控制电压补偿方式,由开关管将时钟振荡信号引至 1 脚,经过 RC 充放电调整斜率,此补偿斜坡直接加到芯片内部电流环比较器的控制端,从而改变了电压环比较器输出控制信号的斜率。

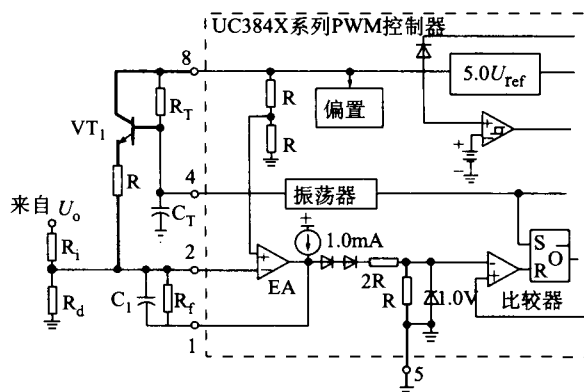


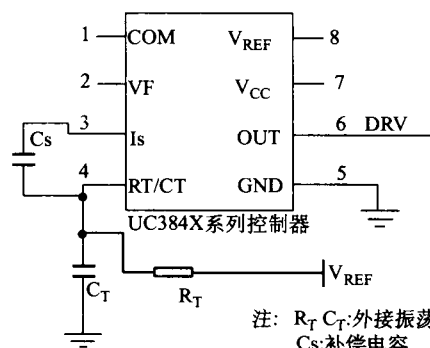
图 3 控制电压斜率补偿方式

3.2 补偿采样电流

常用的电流补偿方式有如下几种:

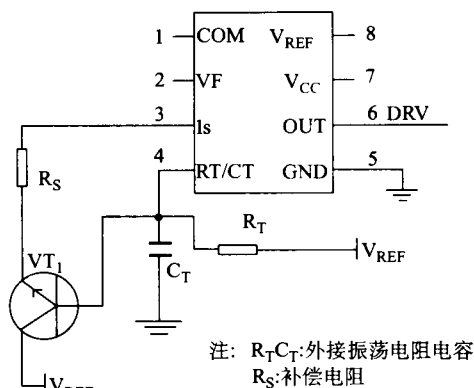
一种是在控制芯片的振荡脚(UC384X 的 4 脚)和电流采样脚(UC384X 的 3 脚)间直接加一个 pF 级的电容,这种补偿方式相当于给第 3 脚增加了一个自举信号,即振荡脚的振荡信号通过电容 C_s 给 3 脚充放电,电路图如图 4(a)。

第二种是电阻式斜率补偿,电路图如图 4(b)所示。



(a) 电容式斜率补偿

注: R_T C_T : 外接振荡电阻电容
 C_s : 补偿电容



(b) 电阻式斜率补偿

图4 常用的电流补偿方式

电阻式斜率补偿的波形就是在**电流采样脚叠加了一个幅值分压后的振荡波形**, 如下图5是只有电阻斜率补偿后的3脚电流采样波形。

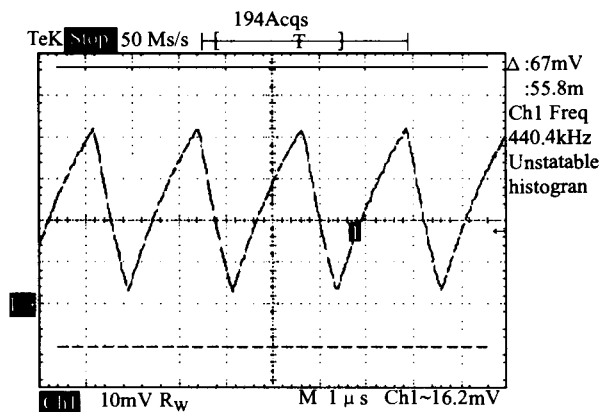


图5 电阻式斜率补偿信号

4 调试中的问题

如图6所示, 电容式补偿方法使得电流采样脚的信号出现了负值, 电容 C_s 越大负向值也越大, 而芯片的电流采样脚的最小值不能低于负0.3V, 调试时要注意, 否则可能引起芯片损坏。电容式斜率补偿还有一个缺点是会使振荡频率漂移, 电容越大振荡频率降低的就更多。虽然有以上两个缺点, 但电容式斜率补偿对于驱动的稳定性的效果。因为电容可以双向充放电, 这就意味着对电流取样信号的干扰有更强的抑制作用。

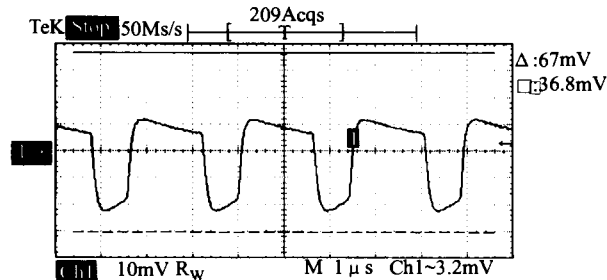


图6 电容式斜率补偿信号

实际调试中发现, 综合使用电阻式和电容式斜率补偿效果会更好, 加上电阻式和电容式斜率补偿后, 电流采样脚的信号就是两者的叠加, 如图7所示。

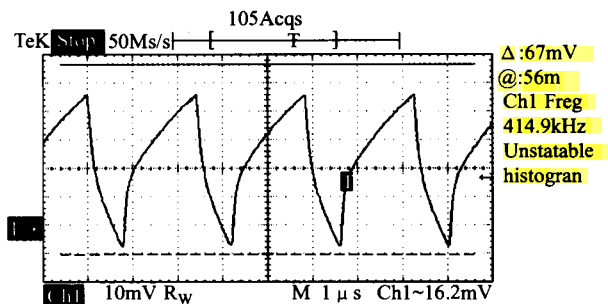


图7 阻容式斜率补偿信号

5 应用实例

图8是我们经常使用的一种电流环补偿电路, 它采用电流互感器来采样变压器原边电流。当连接上电流采样信号后, 控制芯片的3脚信号就是实际电流信号和补偿信号的叠加。这时的斜率补偿信号又发生了变化, 由于接上电流采样信号后, 3脚相当于通过 R_2 、 R_3 接地了, 这时的电阻式斜率补偿信号相当于 $(R_2 + R_3)/(R_2 + R_3 + R_4)$ 分压, 产生第一个信号源, 这个信号源是不变的; 电容式斜率补偿信号也由于有 R_2 、 R_3 电阻对地而分压, 这也产生了第二个信号源; R_2 上来的变压器原边电流取样信号, 通过3脚等效对地电阻和 R_3 分压也作用到3脚。因此3脚的信号是这3个信号的叠加。

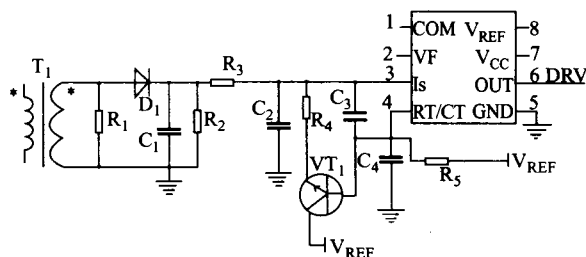


图8 电流采样和斜率补偿电路合成的外围电路

实际调试电流环时, 需要调试的参数有 R_2 、 R_3 、 R_4 、 C_3 (C_1 、 C_2 只起滤波作用, 需要时加上100 pF左右电容即可)。 R_2 越大, 外来的电流取样信号就越大, 但太大容易引起干扰, 太小会造成不同输入电压和不同环境温度时模块门限电流相差很大, 需要综合考虑。 R_4 和 C_3 大小就是直接调节本身斜率补偿信号的大小, R_4 越大, 斜率补偿越小, R_4 越小, 斜率补偿越大, 而 C_3 则刚好相反。

在对一主频为200 kHz的直流电源进行调试时, 首先整定好合适的环路参数, 在输入电压全范围内, 输出从空载到满载变化, 电源输出能够保证稳

(下转第13页)

流(本设计为3 A),电感值的选取可以由式(1)^[4]计算得到。

$$L = U_o D T_s / (2I_o) \quad (1)$$

式中, L 为临界电感量; U_o 为输出电压; D 为占空比; T_s 为开关工作频率; I_o 输出电流值。

本设计取 $L = 150 \mu\text{H}$ 。

3.2 电容值的计算

电容的选择要从电容直流额定电压,电源的最大输出纹波电压,电源的稳定性等因素去考虑。电容额定电压必须大于输出电压,一般至少要比输出电压高出10%,以控制纹波和瞬态响应。电容值的选取可以由式(2)^[5]计算得到。

$$C = U_o T_s^2 (1-D) / (8L \Delta U_o) \quad (2)$$

式中, ΔU_o 输出纹波电压,其它定义同(1)式。

本设计取 $C = 220 \mu\text{F}$ 。

4 结 语

本 DC/DC 变换器设计采用了一种新的控制方

案,整个系统结构简单,性能稳定,反应灵敏,调压精度高。该电路无须调整,加电即可工作,输出电压非常稳定。需要指出的是,本设计仅适用于线性负载,若驱动类似整流桥等非线性负载时,输出电压将含有较大的谐波成分。

参考文献:

- [1] 黄俊,王兆安. 电力电子变流技术(第三版)[M]. 北京:机械工业出版社,2002.
- [2] 李序葆,赵永健. 电力电子器件及其应用[M]. 北京:机械工业出版社,2001.
- [3] 谢自美. 电子线路设计[M]. 武汉:华中科技大学出版社,2000.
- [4] 杨旭. 开关电源设计[M]. 北京:机械工业出版社,2004.
- [5] 王英剑. 新型开关电源实用技术[M]. 北京:电子工业出版社,2003.

(上接第3页)

定。额定输入下,空满载切换的动态响应比较理想。但在轻载时,驱动信号有100 ns的振荡,同时输出电压可以明显看到纹波。对阻容补偿多次调试选取补偿电阻 R_4 为2 k Ω ,补偿电容 C_3 为330 pF,可以有效地将振荡程度控制在50 ns范围内。

此外,上述电感电流斜率补偿的信号均取自于控制芯片的4脚。在对一款高压电源调试时发现,尽管采样电路相同,常温下阻容式补偿也能保证驱动信号抖动控制在很小程度,轻载时50 ns左右的抖动;在低温-40℃时抖动程度变为100 ns,可采用从6脚引入的补偿得以解决。这种方法在以后的调试中也有继续尝试的价值。

6 结束语

常用开关电源由于使用了电压电流双环控制,

不可避免的从电流环引入了一些干扰信号,这些扰动处理不当,会通过驱动信号进入环路,而在输出端产生一定的谐波振荡。本文从谐波产生的原因入手,对其产生和抑制给出了斜率补偿的理论分析,并结合实际调试工作给出了一些实用可行的补偿方法。当然,这些方法的前提是要首先保证系统的环路稳定,并有足够的抗干扰裕量。

参考文献:

- [1] 关振源,张敏. 基于电流型 PWM 控制器的单端反激式开关电源[J]. 今日电子,2004,增刊.
- [2] On Semiconductor. High Performance Current Mode Contollers, <http://www.onsemi.com>, 2004, 1.
- [3] 叶慧贞,杨兴洲. 开关稳压电源[M]. 北京:国防工业出版社,1990.