

文章编号: 1007-2780(2012)02-0217-06

斜坡补偿电路在峰值电流控制模式中的应用

史永胜, 张建飞, 宁青菊, 牛 力

(陕西科技大学 电气与信息工程学院, 陕西 西安 710021, E-mail: zjf_052@163.com)

摘 要: 介绍了电源驱动电路在峰值电流控制模式下的工作原理, 分析了占空比 $D > 50\%$ 时驱动电路产生振荡和不稳定的原因, 从理论上论述了电感电流的斜率, 占空比与系统稳定性之间的关系, 运用斜坡补偿的方法实现电源驱动电路在峰值电流控制模式下的稳定, 给出了斜坡补偿的基本原理, 设计步骤以及补偿电路, 最后给出以 UC3842 为控制芯片的反激式变化器斜坡补偿电路设计实例。仿真与实验结果表明, 斜坡补偿电路能够实现峰值电流控制开关电源在占空比 $D > 50\%$ 时稳定工作, 保证了系统的稳定性和抗干扰能力。

关 键 词: 峰值电流; 斜坡补偿; 开关变换器; 误差电压

中图分类号: TN86

文献标识码: A

DOI: 10.3788/YJYXS20122702.0217

Application of Slope Compensation Circuit in Peak Current Control

SHI Yong-sheng, ZHANG Jian-fei, NING Qing-Ju, NIU Li

(College of Electric and Information Engineering, Shanxi University of Science and Technology,
Xi'an 710021, China, E-mail: zjf_052@163.com)

Abstract: The paper introduces the principle of driving circuit of switching power in peak current control mode. When duty-cycle is $D > 50\%$, the reasons for instability and oscillation in the system are analyzed, the relationship of the inductor current slope, duty-cycle and system stability is discussed. The way of slope compensation is applied to realizing stability of driving circuit in peak current control mode and the principle of slope compensation and design step and compensation circuit is given. Finally, the paper gives a practical slope compensation circuit of fly-back converter controlled by UC3842. The result of simulation and experiment shows that slope compensation circuit can realize switch power stability in peak current control mode when duty-cycle is $D > 50\%$, and can ensure stability of system and ability of anti-interference.

Key words: peak current; slope compensation; switch converter; error voltage

1 引 言

电流控制模式下的开关电源驱动电路因其动态响应快, 增益带宽大, 补偿电路简单, 输出电感小等优点被广泛应用于电脑电源; LED 驱动电源

等, 它的性能直接影响着被驱动器件的寿命、效率和可靠性, 因此, 本文研究了在电流控制模式下开关电源的稳定性问题。

电流控制模式又分为平均电流控制模式和峰值电流控制模式, 其中峰值电流控制模式在占空

收稿日期: 2011-10-30; 修订日期: 2011-12-09

基金项目: 陕西省教育厅专项研究计划(No. 11JK0837)

作者简介: 史永胜(1966—), 男, 陕西西安人, 博士, 教授, 主要从事 LED 驱动技术和平板显示器件的研究。

比 $D > 50\%$ 时,使得控制电路稳定性变差,电感电流随占空比变化引起次谐波振荡的产生,因此必须对电路进行斜坡补偿,本文主要介绍了峰值电流控制模式在反激式中的应用,分析了系统不稳定的 3 种原因以及谐波补偿的必要性,并给出了斜坡补偿原理、方法步骤以及产生电路。

2 峰值电流控制模式下开关电源的工作原理

输出电压采样信号与参考电压在误差放大器中进行比较产生误差放大信号 V_{ea} ,然后误差信号 V_{ea} 再与电感电流采样信号在 PWM 比较器中进行比较产生控制信号,由于电感电流直接反应了电路状态的变化,且不需要经过误差放大器,直接输入到系统的比较环,因此,峰值电流控制模式与电压控制模式相比,具有更快的响应速度,但是在占空比 $D > 50\%$ 时,需要进行斜坡补偿。

目前补偿方式有两种:①将补偿信号叠加在电流采样信号上;②将补偿信号从误差电压信号 V_{ea} 中减去,本文设计主要运用第一种补偿方式在反激电源中的应用,如图 1 所示。

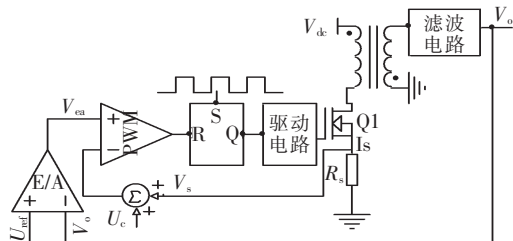


图 1 补偿信号 U_c 叠加在电流采样信号 V_s 上的电路图
Fig. 1 Circuit diagram for adding compensation signal U_c to current sampling signal V_s

3 系统不稳定因素的分析及补偿设计

由于峰值电流控制方式反馈的是电感电流的峰值,因此反馈电流不能全面地反映负载电流的变化,当占空比 $D > 50\%$ 时,系统发生振荡,因而,鉴于以下几点原因,峰值电流控制模式必须采用斜坡补偿^[1]。

3.1 开环不稳定性^[2-3]

在不考虑外部电压环的情况下,当恒频电流型变换器的占空比 $D > 50\%$ 时,就存在内部电流

环不稳定的问题。图 2 是峰值电流控制的电感电流在扰动下的波形图, ΔI_0 为扰动信号, V_{ea} 为电压放大器输出电流设定值, M_1, M_2 分别为电感电流上升沿和下降沿斜率。

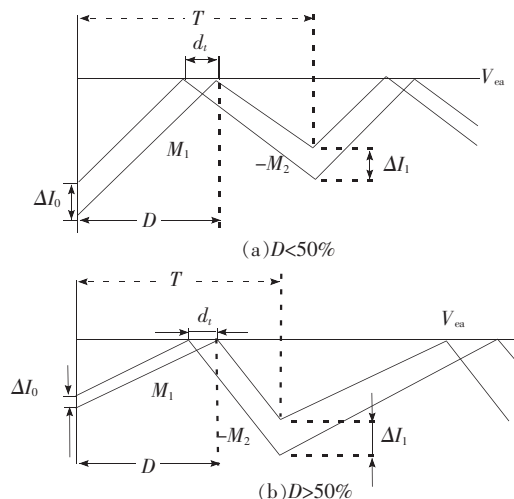


图 2 峰值电流控制的电感电流在扰动下的波形
Fig. 2 Inductor current's waveform of peak current control mode in the disturbance

经过 n 个周期误差为: $\Delta I_n = \left[-\frac{M_2}{M_1} \right]^n \Delta I_0$, 当 $M_1 > M_2$ 使得 $\lim_{n \rightarrow \infty} |\Delta I_n| = 0$; 表明图 2(a) 在 $D < 50\%$ 时,扰动在随后周期逐渐减小,趋于稳定;反之, $M_1 < M_2$ 使得 $\lim_{n \rightarrow \infty} |\Delta I_n| \rightarrow \infty$, 表明图 2(b) 在 $D > 50\%$ 时,扰动在随后的周期中加大,造成不稳定或性能下降,所以对图 2(b) 加入斜坡补偿,如图 3 所示。

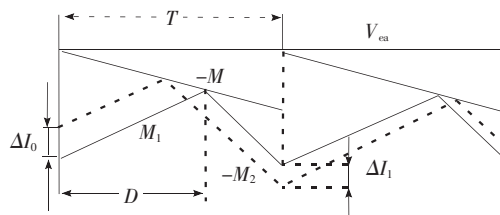


图 3 在 $D > 50\%$ 时,加入斜坡补偿后的电感电流波形
Fig. 3 Waveform of inductor current after adding slop compensation in $D > 50\%$.

图 3 是在峰值电流控制的电感电流在占空比 $D > 50\%$ 时的补偿电路, $-M$ 为斜坡补偿斜率,由几何关系知:

$$\Delta I_n = \left(\frac{M - M_2}{M_1 - M} \right)^n \Delta I_0$$

要使系统在加上补偿后稳定,则 $\lim_{n \rightarrow \infty} |\Delta I_n| = 0$, 即

$$\left| \frac{M-M_2}{M_1-M} \right| < 1; \text{又因为在稳定时 } DM_1 = -(1-D)M_2;$$

所以峰值电流控制在加上补偿后系统稳定的充要条件:

$$\frac{M}{M_2} > \frac{2D-1}{2D} \quad (1)$$

3.2 峰值电流与平均电流误差引起的振荡

峰值电感电流控制模式是一种固定时钟开启,峰值电流关断的控制方法,由于峰值电流在实际电路中容易采样,而且在逻辑上与平均电流大小变化相一致,但是,峰值电感电流的大小不能与平均电感电流大小一一对应^[4],如图 4 所示。

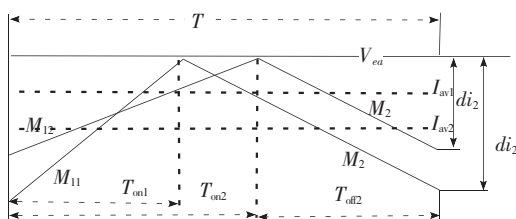


图 4 相同的峰值电流在不同的占空比下的波形

Fig. 4 The same peak current waveform in the different duty-cycle

对峰值电感电流与平均电流之间做误差定量分析:

$$I_{av} = I_s - \frac{di_2}{2} = I_s - \left(\frac{M_2 T_{off}}{2} \right) = I_s - \left(\frac{M_2 T}{2} \right) + \left(\frac{M_2 T_{on}}{2} \right) \quad (2)$$

由于反馈环保持 $V_{dc} T_{on}$ 乘积不变,所以,只要 V_{dc} 变化, T_{on} 也变化,推断出 I_{av} 处于变化中,不能与峰值电感电流一一对应 (V_{dc} 为电源输入电压, I_s 为初级峰值电流, I_{av} 为平均电流,如图 1 所示)。

对峰值电感电流与平均电流不能一一对应而引起系统的振荡进行分析:

假设 V_{dc} 变大,即 $V_{dc} \uparrow \rightarrow I_s \uparrow \rightarrow V_s$ 与 V_{ea} 提前相等 $\rightarrow T_{on} \downarrow \rightarrow V_{dc} T_{on}$ 乘积不变 (电流前馈调节,图 1 所示);但是由式 (2) 可知:

$T_{on} \downarrow \rightarrow I_{av} \downarrow \rightarrow V_0 \downarrow \rightarrow V_{ea} \uparrow \rightarrow V_s$ 与 V_{ea} 推迟相等 $T_{on} \uparrow$ (电压反馈调节,图 1 所示),由于电流前馈调节和电压反馈调节使得 PWM 脉冲宽度 T_{on} 反复地被增大,减小,形成了系统振荡。所以,为了使电流前馈调节在保持 $V_{dc} T_{on}$ 乘积不变前提下,也不影响电感平均电流 I_{av} 大小,就需要进行

斜坡补偿,使得输出电感平均电流与晶体管导通时间 T_{on} 无关,如图 5 所示。

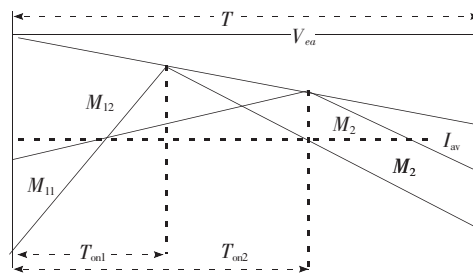


图 5 斜坡补偿防止了系统的振荡

Fig. 5 Applying slop compensation to prevent system oscillating

3.3 次谐波振荡

对电流型控制而言,内环电流环峰值增益是个很重要问题,这个峰值增益在开关频率一半的地方,由于调制器的相移超出了范围使得电压反馈环在开关频率一半的地方产生振荡,导致不稳定,并使电压环进入次谐波振荡,此时,采用斜坡补偿技术能很好地抑制次谐波振荡。

4 斜坡补偿的方法

UC3842 芯片内部振荡器产生的电压经过 $R_1 R_2$ 分压后作为补偿信号叠加在电流采样信号上 (图 6 所示),使得输入在电流比较器 (PWM) 中的信号满足式 (1),经过若干周期后,系统趋于稳定状态,下面给出了斜坡补偿的两种产生电路,如图 6 和 7 所示。

比较上述两种斜坡补偿产生电路,在电流采样信号处叠加补偿信号^[5]和在误差输出信号处叠加补偿信号的补偿效果是一样的,但由于在电流采样信号处叠加补偿信号的实现方法比较简单,较为常用。

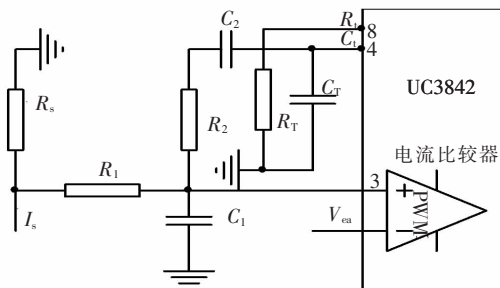


图 6 电流采样信号处叠加补偿信号

Fig. 6 Adding compensation signal to current sampling signal

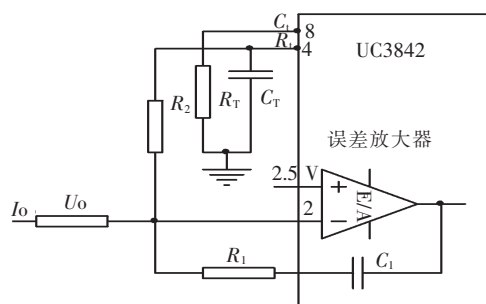


图 7 误差输出信号处叠加补偿信号

Fig. 7 Adding compensation signal to error output signal

5 斜坡补偿网络参数设计

在图 6 所示的 RC 补偿电路中, R_1 和 R_2 形成分压电路, 将 UC3842 芯片中输出的锯齿波分压后作为斜坡补偿信号叠加在电流采样信号上, 因此, R_1 和 R_2 决定了斜坡补偿的斜率。

由图 6 可以计算出:

$$m_{osc} = \frac{\Delta U_{osc}}{T}$$

式中 m_{osc} 为锯齿波斜率; ΔU_{osc} 为振荡器幅度, 一般取 $\Delta U_{osc} = 1.7 \text{ V}$ 。

因此, 斜坡补偿斜率为:

$$M = \frac{R_1}{R_1 + R_2} m_{osc}$$

RC 补偿网络斜率 M 与振荡器参数, 电流采样滤波参数以及占空比 D 之间的关系影响着变化器的稳定, 所以要减小补偿网络对变换器振荡参数的影响, $R_1 R_2$ 和 C_T 尽可能的大, $R_T C_1$ 尽量小^[6]。

5.1 RC 补偿电路的设计步骤

采用 RC 补偿电路在电流采样信号处叠加补偿信号, 实现 RC 补偿。首先要确定输出电压 V_o , 输出电感 L , 变压器匝数比 N , 开关管导通时间 T_{on} , 检测电阻 R_s 等参数值:

①次级电感电流下降沿斜率:

$$M_s = \frac{d_i}{d_t} = \frac{V_o}{L}$$

②计算感应到初级电感电流下降沿斜率:

$$M_p = \frac{M_s}{N}$$

③计算初级电流采样信号下降沿坡度:

$$M_2 = M_p R_s$$

④计算补偿斜坡的上升沿坡度:

$$m_{osc} = \frac{\Delta U_{osc}}{T}$$

⑤由式(1)知:

$$M > \frac{2D-1}{2D} M_2$$

⑥斜坡补偿斜率为:

$$M = \frac{R_1}{R_1 + R_2} m_{osc}$$

将以上公式联立求解就能计算出补偿网络 R_1 和 R_2 的值, 从而计算出补偿斜率的大小。

6 设计与仿真

图 8 采用单端反激式设计的 10 W 电源, 其中输入为 24~48 V 直流电压, 输出为 5 V/2 A, 频率 $f_s = 50 \text{ kHz}$, 变压器匝比为 $N=9$, 检测电阻 $R_s = 0.67 \Omega$, 输出电感 $L_s = 2.79 \mu\text{H}$, 耦合电容 $C_2 = 1 \text{ nF}$, 控制芯片为 UC3842。

图 8 中 C_3 电容为芯片 UC3842 提供工作电压; C_2 为隔离直流分量; R_1, C_1 为电流采样信号的高频滤波电路, 根据图 8 所示, 计算相应参数如下:

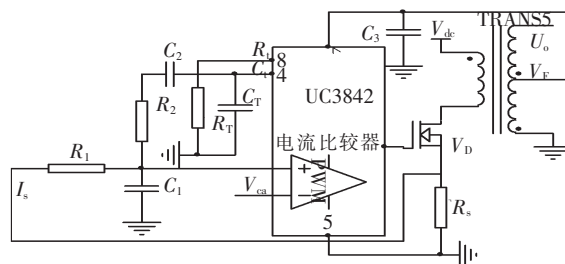


图 8 单端反激式变换器的原理图

Fig. 8 Principle diagram of single fly-back converter

①由已知计算可得占空比 $D=0.7$;

②振荡器 $f_s = \frac{1.72}{C_T R_T}$; 其中已知 $R_T = 7.5 \text{ k}\Omega$, $f_s = 50 \text{ kHz}$, 计算得 $C_T = 4.7 \text{ nF}$ 。

③电流前沿尖峰滤波参数 $C_1 = 1 \text{ nF}$, $R_1 = 1 \text{ k}\Omega$;

④反激式开关管的反向最大耐压为 $V_{VT(\text{MAX})} = 102 \text{ V}$, 平均电流为 $I_{AV} = 0.52 \text{ A}$; 所以选用 IFR640。

⑤整流二极管 VD 的反向电压 $V_{DR} = 10.33 \text{ V}$, 平均电流为 $I_{AV} = 2 \text{ A}$, 所以选用 MUR420。

⑥由 5.1 RC 计算过程可得: 补偿系数 $M > 0.28$,

即当 $M > 0.285$ 时,开关管栅极驱动波形稳定、平滑。

所以取以下 M 值,并给出相应栅极驱动波形图(运用 SABER 软件仿真),进行补偿效果对比:

① $M=0$ 时,即给出了未加补偿时栅极驱动波形图,其中, $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=0$,如图 9 所示。

② $M=0.2$ 时,补偿系数小于 0.285 时栅极驱动波形图,其中 $R_1=1\text{ k}\Omega$; $R_2=3\text{ k}\Omega$,如图 10 所示。

③ $M=0.4$ 时,补偿系数大于 0.285 时栅极驱动波形图,其中 $R_1=1\text{ k}\Omega$, $R_2=1.2\text{ k}\Omega$,如图 11 所示。

由上面 3 种仿真图和实际波形图可以得出以下结果:

① 图 9 在占空比 $D=0.7$,补偿系数 $M=0$ 时(未加补偿),开关管波形出现次谐波振荡,尖峰电压等,使得系统抗干扰能力差,输出稳定性差。

② 图 10 在占空比 $D=0.7$,补偿系数 $M=0.2$ 时(补偿不足),由于加上了补偿,系统的抗干扰能力增强,但开关管在 $T=160\text{ }\mu\text{s}$ 左右仍然出现了

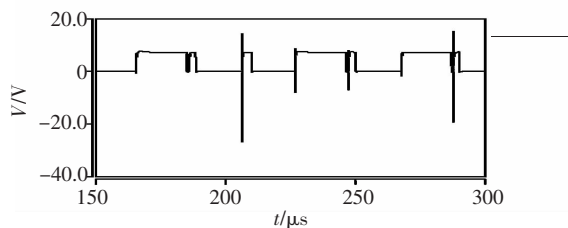


图 9 $M=0$ 时,开关管波形图。

Fig. 9 In $M=0$, the waveform diagram of switching tube.

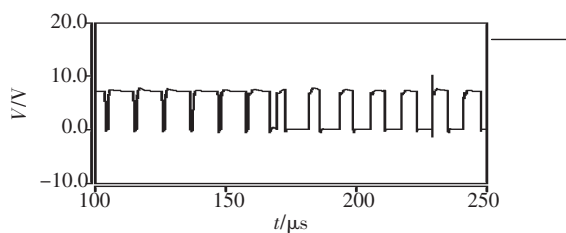


图 10 $M=0.2$ 时,开关管的波形图。

Fig. 10 In $M=0.2$, the waveform diagram of switching tube.

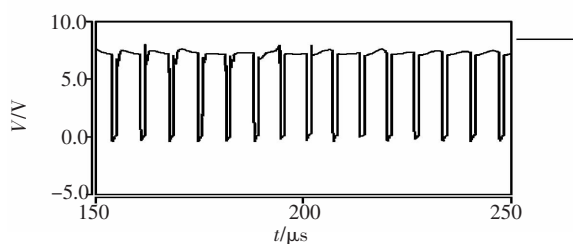


图 11 $M=0.4$ 时,开关管的波形图。

Fig. 11 In $M=0.4$, the waveform diagram of switching tube.

次谐波振荡,这是因为补偿不足造成的。

③ 从图 11 仿真图和图 12 实际波形图可以看出在占空比 $D=0.7$,补偿系数 $M=0.4$ 时,开关管驱动波形图平滑稳定,消除了次谐波,补偿效果明显,受干扰能力强,输出电压稳定性高。

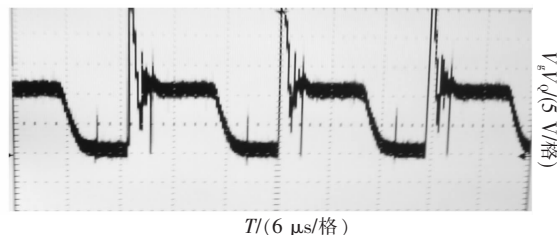


图 12 补偿后开关管栅极驱动波形图

Fig. 12 Driving waveform diagram of switching tube gate after compensation

7 结 论

开关电源在峰值电流控制模式下,当占空比 $D < 50\%$ 时,能够稳定工作,但是当占空比 $D > 50\%$ 时,电源容易产生次谐波振荡和失控现象等不稳定因素,因此,利用 IC 驱动芯片内部振荡器产生的电压来补偿电流采样信号,使得补偿系数大于电源在占空比 $D > 50\%$ 时能够稳定工作的临界补偿值,这样能确保电源稳定工作,增强电源抗干扰能力,并且在占空比 $D > 50\%$ 时,变压器的利用率提高,促进了开关电源的小型化。

参 考 文 献:

- [1] 张普雷. 大功率背光源用 LED 驱动电路的研究现状与进展 [J]. 液晶与显示, 2010, 25(1): 69-74.
- [2] 杨汝. 峰值电流控制模式中斜坡补偿电路的设计 [J]. 电力电子技术, 2001, 35(3): 35-38.
- [3] Tan F D, Middlebrook R D. Unified model for current programmed converters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1995, 10(4): 397-400.

[4] Pressman Abraham I. 开关电源设计[M]. 王志强,译. 北京:电子工业出版社,2005:100-111.

[5] Middlebrook R D. Topics in multiple loop regulators and current mode programming[C]//*EEE Annual Power Electronics Specialists Conference Proceedings*,Pasadena,USA;IEEE,1987:109-112.

[6] 刘树林. 峰值电流变化器斜坡补偿电路的优化设计 [J]. 电力电子技术,2005,39(5):78-81.



包括 SI 辅助单位在内的具有专门名称的 SI 导出单位

量的名称	名称	符号	SI 导出单位
			用 SI 基本单位和 SI 导出单位表示
[平面]角	弧度	rad	1 rad=1 m/m=1
立体角	球面度	sr	1 sr=1 m ² /m ² =1
频率	赫[兹]	Hz	1 Hz=1 S ⁻¹
力	牛[顿]	N	1 N=1 kg·m/S ²
压力,压强,应力	帕[斯卡]	Pa	1 Pa=1 N/m ²
能[量],功,热量	焦[耳]	J	1 J=1 N·m
功率,幅[射能]通量	瓦[特]	W	1 W=1 J/S
电荷[量]	库[仑]	C	1 C=1 A·S
电压,电动势,电位	伏[特]	V	1 V=1 W/A
电容	法[拉]	F	1 F=1 C/V
电阻	欧[姆]	Ω	1 Ω=1 V/A
电导	西[门子]	S	1 S=1 Ω ⁻¹
磁通[量]	韦[伯]	Wb	1 Wb=1 V·S
磁通[量]密度,磁感应强度	特[斯拉]	T	1 T=1 Wb/m ²
电感	亨[利]	H	1 H=1 Wb/A
摄氏温度	摄氏度	℃	1 ℃=1 K
[光]通量	流[明]	lm	1 lm=1 cd·Sr
光照度	勒[克斯]	lx	1 lx=1 lm/m ²
[放射性]活度	贝可[勒尔]	Bq	1 Bq=1 S ⁻¹
吸收剂量	戈[瑞]	Gy	1 Gy=1 J/kg
剂量当量	希[沃特]	Sv	1 Sv=1 J/kg