

Buck变换器的数字电流滞环控制策略的改进

程红丽¹, 贾龙飞²

(1. 西安科技大学通信与信息工程学院 西安 710054; 2. 新疆特变电工自控设备有限公司 新疆 昌吉 831000)

【摘要】基于已有的数字电流滞环控制的Buck DC-DC变换器控制策略和实验结果,分析了造成负载突变时出现动态响应时间长及输出电压无法恢复到期望值的原因,提出了一种改进的控制策略。该控制策略在沿用已有的控制策略的基础上,增加了对负载突变过程的检测,如果发生负载突变情形,自动切换到新的控制策略。针对负载突增和突减,分别建立突变过程的数学模型,设计相应的控制策略,给出硬件测试结果。实验结果表明,该控制策略在稳态控制和动态过程控制中都是正确可行的,在保证稳态时输出电压精度的基础上,明显改善了变换器的动态特性。

关键词 Buck DC-DC变换器; 电流滞环控制; 动态响应; 负载突变

中图分类号 TN86 **文献标志码** A **doi**:10.3969/j.issn.1001-0548.2017.06.003

Improvement to Digital Current Following Control Strategy in Buck DC-DC Converter

CHENG Hong-li¹ and JIA Long-fei²

(1. Communication and Information Engineering College, Xi'an University of Science and Technology Xi'an 710054;

2. Xinjiang TBEA Automatic Equipment Co.Ltd Changji Xinjiang 831000)

Abstract Based on the existing control strategy and experimental result of the digital current following controlling Buck DC-DC converter, the reasons why load changes the dynamic response time is long and the output voltage can not recover expected value are analyzed, and an improved control strategy is proposed. Based on the existing control strategy, the improved control strategy adds the detection of the load changes process. If the load changes occur, the new control strategy is switched automatically. According to the shock loading and unloading, the mathematical models of the changes are established respectively, the corresponding control strategies are designed, and the hardware test results are given. The experimental results show that the proposed control strategy is correct and feasible in steady state control and dynamic process control. On the basis of ensuring the output voltage accuracy in steady state, the dynamic performance of the converter is improved.

Key words Buck DC - DC converter; current following control; dynamic response; load changes

电流滞环Buck DC-DC变换器控制策略具有良好的稳态控制和快响应的优点,并适合于进行智能并联均流控制^[1]。但是,如果稳态过程和负载突变的动态过程用相同的控制策略,实验结果出现暂态恢复时间过长,输出电压不能恢复到期望值等问题^[2-3],所以对动态过程的控制加以改进。

目前,DC-DC变换器的动态过程控制取得了很大进展,主要有用电压控制和基于电容电荷平衡控制相结合的控制方式^[4-5],基于最优负载特性控制^[6],基于具有全局寻优的遗传算法的最优PID控制^[7],基于数字预测控制方法的模糊PID控制^[8],基于PWM/PSM相结合预测控制方法的模糊PID控制^[8],基于PWM/PSM相结合模式控制^[9],以及基于全局滑膜控制器实现全局切换函数的控制^[10],都有效改善

了电压模式控制在负载突变的暂态中响应时间长及超调大的问题。

上述控制方法主要通过电压误差或电压滞环控制来改善负载突变动态特性。本文为了保留电流滞环控制的优越性,针对动态响应过程中存在的不足,分析实际负载突变过程应有的情形,建立动态响应过程的数学模型,提出相应的与电流滞环控制相结合的动态过程控制策略。

1 原有电流滞环控制方法的实验分析

1.1 电流滞环控制原理及优越性

1.1.1 电流滞环控制原理

电流滞环Buck DC-DC变换器的组成原理如图1所示。

收稿日期: 2016-09-24; 修回日期: 2017-06-07

基金项目: 国家自然科学基金(51277149)

作者简介: 程红丽(1966-),女,教授,主要从事微电子和电力电子方面的研究。

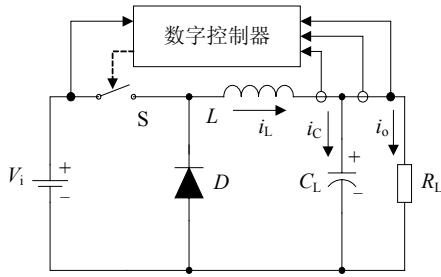


图1 电流滞环Buck DC-DC变换器

Buck变换器工作在连续导电模式(CCM)时, 滞环电流控制下的电感电流波形如图2所示。其中 $I_L(t)$ 是期望的平均电感电流, ΔI 是设置的电流滞环宽度, $I_L(t)+0.5\Delta I$ 是电流滞环上限, $I_L(t)-0.5\Delta I$ 是电流滞环下限。

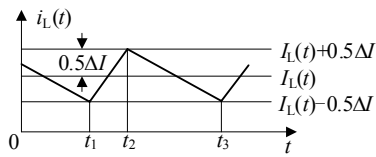


图2 CCM模式下的电感电流波形

根据图2所示电感电流波形, 制定图1中主开关S的滞环电流控制策略如下^[2]:

$$\begin{cases} \text{令S开通} & i_L(t) < I_L(t) - 0.5\Delta I \\ \text{令S保持} & I_L(t) - 0.5\Delta I \leq i_L(t) \leq I_L(t) + 0.5\Delta I \quad (1) \\ \text{令S关断} & i_L(t) > I_L(t) + 0.5\Delta I \end{cases}$$

1.1.2 电流滞环控制的优越性

与其他电压误差或电压滞环控制的控制器相比较, 滞环电流控制器具有以下优点^[2]:

- 1) 稳态特性好, 由于是通过实时负载和期望输出电压计算输出电流从而控制电感电流, 具有更高的控制精度;
- 2) 由于采用电流跟踪控制, 输入电压的突变不会对输出电压的平均值产生任何影响, 只对纹波有影响;
- 3) 由于直接控制输出电流, 适合用于多模块并联组合及智能均流。

1.2 原有电流滞环控制实验结果分析

原有的电流滞环控制方法中, 暂态过程控制和稳态过程控制采用相同策略, 如式(1)所示。通过设定期望输出电压, 采样实时负载, 计算电感平均电流, 设置滞环宽度, 进行实时控制。

为完成负载突变实验结果分析, 根据需求设计硬件电路参数为: $L=700 \mu\text{H}$, $C=1\ 200 \mu\text{F}$, 滞环宽度 $\Delta I=100 \text{ mA}$, 输入电压范围 $8\sim 25 \text{ V}$, 输出电压为额定值 5.0 V 。负载电流变化范围为 $0.18\sim 1.13 \text{ A}$ 。

负载电流突增暂态过程测试结果如图3所示, 输

出电压的负载调整率为 0.55% , 动态响应时间大于 $700 \mu\text{s}$ 。从图3可以看出, 负载电流从 0.18 A 突增为 1.13 A 后, 电感电流上升到新的电流滞环上限后开关管即刻关断, 虽然符合滞环电流控制策略, 却导致输出电压减小后无法恢复到突变前的电压值。要解决这一问题, 必须适当增加开关S的导通时间, 使输出电压可以快速恢复到期望输出值。也就是需要设定在负载电流突增过程中开关S合理的关断时间点。

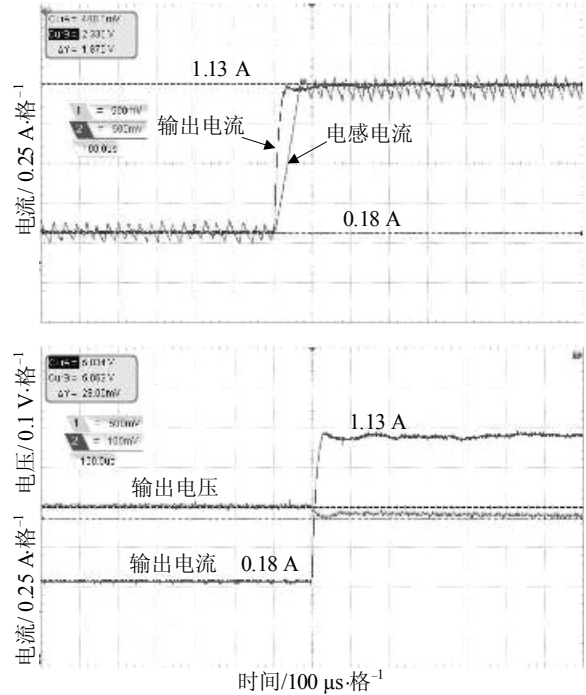


图3 原有策略下的负载电流突增时的实验波形

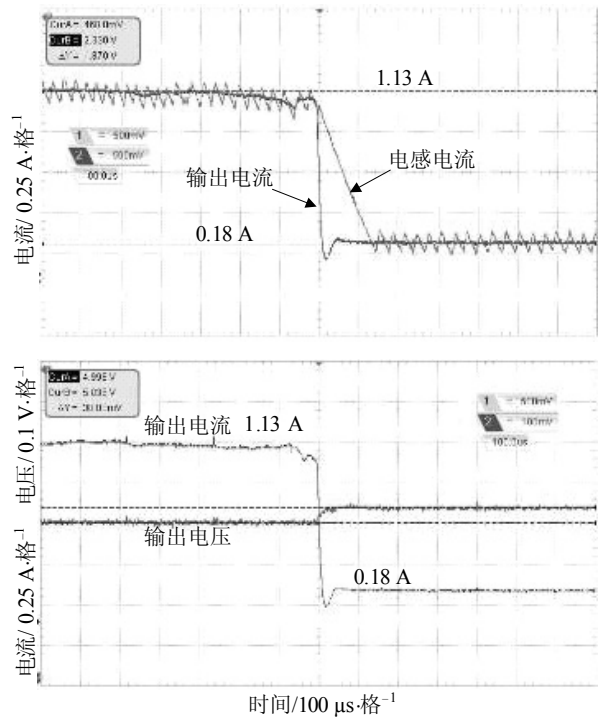


图4 原有策略下的负载电流突降时的实验波形

负载电流突降暂态过程测试结果如图4所示, 输出电压的负载调整率为0.76%, 动态响应时间大于700 μs 。

从图4可知, 负载电流从1.13 A突降为0.18 A后, 电感电流下降到新的滞环下限后开关管即刻开通, 虽然符合滞环电流控制策略, 却导致输出电压增大后无法恢复到突变前的电压值。同样要解决这一问题, 必须适当增加开关S的关断时间, 使输出电压可以快速恢复到期望输出值。即需要设定在负载电流突降过程中开关S合理的重新开通时间点。

2 电流滞环控制策略的改进

通过实验分析, 原有的电流滞环控制方法在BUCK变换器的稳态过程和输入电压变化过程中, 都有较好的控制效果, 因此, 本文只对发生负载突变时的控制策略进行改进, 以获得更好的动态响应特性及更小的负载调整率。

2.1 负载电流突增过程分析

当负载电阻突然从 R_{L2} 减小到 R_{L1} , 即输出电流从 I_{o2} 突增到 I_{o1} , 平均电感电流从 I_{L2} 突增到 I_{L1} , 过渡过程分为3个阶段, 等效电路如图5所示。

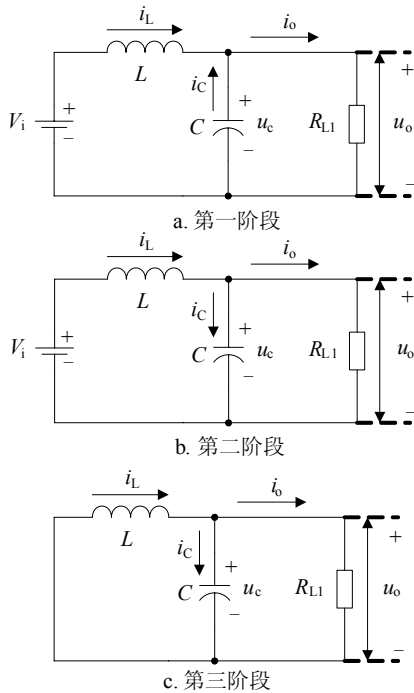


图5 负载电流突增各阶段的等效电路图

第一阶段($t_1 \sim t_2$)如图5a所示, 此时开关S开通, 电感电流增大, 电容放电, 电流关系为:

$$i_L(t) + i_C(t) = i_o(t) \quad (2)$$

根据电感 L 和电容 C 的伏安关系, 可推导出这一过程中的输出电压 $u_o(t)$ 为:

$$u_o(t) = \left(V_E + \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1}^2 C - R_{L1} I_{L2} \right) e^{-\frac{t}{R_{L1} C}} + \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1} t - \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1}^2 C + I_{L2} R_{L1} \quad (3)$$

式中, V_E 是期望输出值; V_i 是输入电压值; L 是电感值; C 是输出端滤波电容值。

t_2 时刻, 电容的放电电流为零, 输出电压值达到“下冲”最低点, 可计算得第一阶段持续时间 Δt_1 为:

$$\Delta t_1 = R_{L1} C \ln \left(\frac{\frac{V_E}{R_{L1}} + \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1} C - I_{L2}}{R_{L1} C \frac{V_i - V_E}{L}} \right) \quad (4)$$

最低点电压 $U_{o,\min}$ 为:

$$U_{o,\min} = u_o(t_2) \quad (5)$$

第二阶段($t_2 \sim t_3$)如图5b所示, 此时, 开关S继续开通, 电感电流继续增大, 而电容开始充电, 输出电压回升, 电流关系为:

$$i_o(t) + i_C(t) = i_L(t) \quad (6)$$

同样推导得到这一过程输出电压 $u_o(t)$ 为:

$$u_o(t) = \left(U_{o,\min} + \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1}^2 C - R_{L1} i_L(0) \right) e^{-\frac{t}{R_{L1} C}} + \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1} t + i_L(0) R_{L1} - \frac{V_i - V_E}{L} R_{L1}^2 C \quad (7)$$

式中, $i_L(0) = I_{L2} + (V_i - V_E)t_2/L$ 。

假设, 开始时刻 $t_2 = 0$, 则 $t_3 = \Delta t_2$, t_3 时刻电感电流为最大值 $I_{L1} + H_1$, 得第二阶段的持续时间 Δt_2 为:

$$\Delta t_2 = \frac{L}{V_i - V_E} (I_{L1} + H_1 - i_L(0)) \quad (8)$$

第三阶段($t_3 \sim t_4$)如图5c所示, 此时, 开关S关断, 电感电流减小, 电容继续充电, 电流关系为:

$$i_o(t) + i_C(t) = i_L(t) \quad (9)$$

这一阶段的输出电压 $u_o(t)$ 为:

$$u_o(t) = \left(u_o(t_3) - (I_{L1} + H_1) R_{L1} - \frac{V_E}{L} R_{L1}^2 C \right) e^{-\frac{t}{R_{L1} C}} + (I_{L1} + H_1) R_{L1} - \frac{V_E}{L} R_{L1} t + \frac{V_E}{L} R_{L1}^2 C \quad (10)$$

假设开始时刻 $t_3 = 0$, 则 $t_4 = \Delta t_3$, t_4 时刻输出电压恢复到期望值且电感电流为 I_{L1} , 第三阶段的持续时间 Δt_3 为:

$$\Delta t_3 = \frac{H_1 L}{V_E} \quad (11)$$

所以, 在整个负载突增的暂态过程中, 电路的动态响应时间 Δt 为:

$$\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (12)$$

综合上述3阶段可得负载电流突增过程电流、电压应如6图所示。

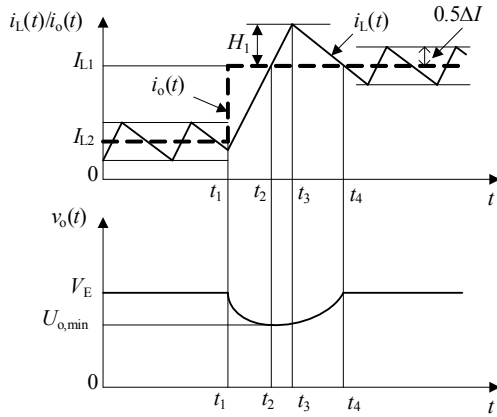


图6 负载电流突增过程示意图

设 $K=(V_i-V_E)/V_E$, $\Delta I_L=I_{L1}-I_{L2}$, 由图6有:

$$\frac{\Delta t_1}{\Delta t_2} = \frac{\Delta I_L}{H_1} \quad (13)$$

$$\frac{\Delta t_2}{\Delta t_3} = \frac{1}{K} \quad (14)$$

在过渡过程中, 电容的充电电荷等于放电电荷, 有:

$$\frac{1}{2}\Delta I_L\Delta t_1 = \frac{1}{2}H_1(\Delta t_2 + \Delta t_3) \quad (15)$$

综合式(13)~式(15), 有:

$$H_1 = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{1+K}} \quad (16)$$

2.2 负载电流突降过程分析

当负载电阻突然从 R_{L1} 增大到 R_{L2} , 即输出电流从 I_{o1} 突降到 I_{o2} , 平均电感电流从 I_{L1} 突降到 I_{L2} 过渡过程分为三个阶段, 等效电路如图7所示。

第一阶段($t_1 \sim t_2$)如图7a所示, 开关S关断, 电感电流减小, 电容充电, 电流关系为:

$$i_o(t) + i_c(t) = i_L(t) \quad (17)$$

推导得此阶段的输出电压 $u_o(t)$ 为:

$$u_o(t) = \left(V_E - I_{L1}R_{L2} - \frac{V_E}{L}R_{L2}^2C \right) e^{-\frac{t}{R_{L2}C}} - \frac{V_E}{L}R_{L2}t + \frac{V_E}{L}R_{L2}^2C + I_{L1}R_{L2} \quad (18)$$

t_2 时刻, 电容的充电电流为零, 输出电压值达到“上冲”最高点, 可计算得第一阶段持续时间 Δt_1 为:

$$\Delta t_1 = R_{L2}C \ln \left(\frac{I_{L1}R_{L2} + \frac{V_E}{L}R_{L2}^2C - V_E}{\frac{V_E}{L}R_{L2}^2C} \right) \quad (19)$$

输出电压上冲的最高点电压 $U_{o,max}$ 为:

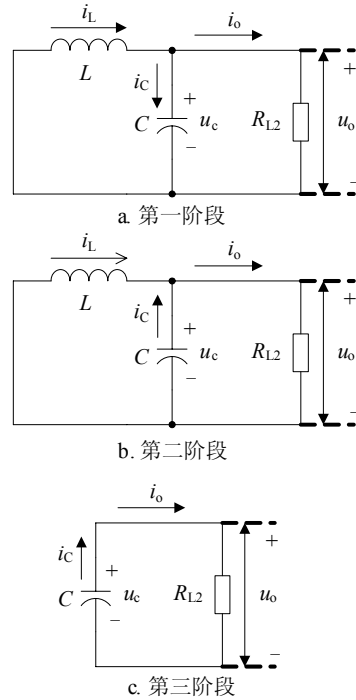


图7 负载电流突降各阶段的等效电路图

$$U_{o,max} = u_o(t_2) \quad (20)$$

第二阶段($t_2 \sim t_3$)如图7b所示, 开关S关断, 电感电流减小, 电容放电, 电流关系为:

$$i_L(t) + i_c(t) = i_o(t) \quad (21)$$

推导得此阶段的输出电压表达式为:

$$u_o(t) = \left(U_{o,max} - i_L(0)R_{L2} - \frac{V_E}{L}R_{L2}^2C \right) e^{-\frac{t}{R_{L2}C}} - \frac{V_E}{L}R_{L2}t + \frac{V_E}{L}R_{L2}^2C + i_L(0)R_{L2} \quad (22)$$

式中, $i_L(0)=I_{L1}-(V_E\Delta t_1/L)$ 。

t_3 时刻, 电感电流为零, 该阶段的持续时间 Δt_2 为:

$$\Delta t_2 = \frac{i_L(0)L}{V_E} \quad (23)$$

第三阶段($t_3 \sim t_4$)如图7c所示, 开关S关断, 负载电流由电容提供。此阶段的输出电压 $u_o(t)$ 为:

$$u_o(t) = u_o(t_3)e^{-\frac{t}{R_{L2}C}} \quad (24)$$

t_4 时刻, 输出电压恢复到 V_E , 第三阶段的持续时间 Δt_3 为:

$$\Delta t_3 = R_{L2}C \ln \frac{u_o(t_3)}{V_E} \quad (25)$$

所以, 在负载突降的暂态过程中, 电路的动态响应时间 Δt 为:

$$\Delta t = \Delta t_1 + \Delta t_2 + \Delta t_3 \quad (26)$$

综合上述3阶段可得负载电流突降过程电流、电压变化应如图8所示。

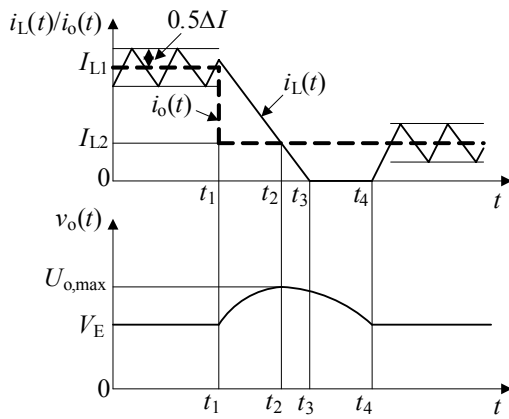


图8 负载电流突降暂态过程示意图

2.3 负载突变过程控制策略的制定

在工作过程中软件判断电路是否发生负载突变, 并且判断负载电流突增还是突降, 如果是负载电流突增, 就延长开关导通时间, 使电感电流持续上升到突增后的平均电感电流值加设定的 H_1 值时再关断开关, H_1 的具体值由式(16)计算获得。控制策略如下式所示:

$$\begin{cases} \text{S开通} & i_L(t) < I_{L1} - 0.5\Delta I \\ \text{S保持} & I_{L1} - 0.5\Delta I \leq i_L(t) \leq I_{L1} + H_1 \\ \text{S关断} & i_L(t) > I_{L1} + H_1 \end{cases} \quad (27)$$

如果是负载电流突降, 就延长开关关断时间, 直到输出电压回落到期望输出值之后, 并且同时满足电感电流小于滞环下限的条件时再开通开关。控制策略如下式所示:

$$\begin{cases} \text{S开通} & (v_o(t) \leq V_E) \& (i_L(t) < I_{L2} - 0.5\Delta I) \\ \text{S保持} & i_L(t) \leq I_{L2} + 0.5\Delta I \\ \text{S关断} & i_L(t) > I_{L2} + 0.5\Delta I \end{cases} \quad (28)$$

3 系统程序设计

系统程序流程如图9所示。

设计采用ARM-STM32F407VGT6作为主控制芯片, 具有1 MB Flash, 192 KB RAM, 3个内置高速ADC和DMA等外设资源。系统上电初始化后, 取电感电流、输出电流、输出电压、输入电压的采样值, 计算出所需要的平均电感电流, 执行电流滞环稳态控制。然后判断负载电流是否突变, 如果没有, 则程序返回继续取采样值执行下一个循环; 如果负载突变, 程序执行负载电流突变的暂态过程控制策略, 分别为负载电流突增过程控制和负载电流突降过程控制。

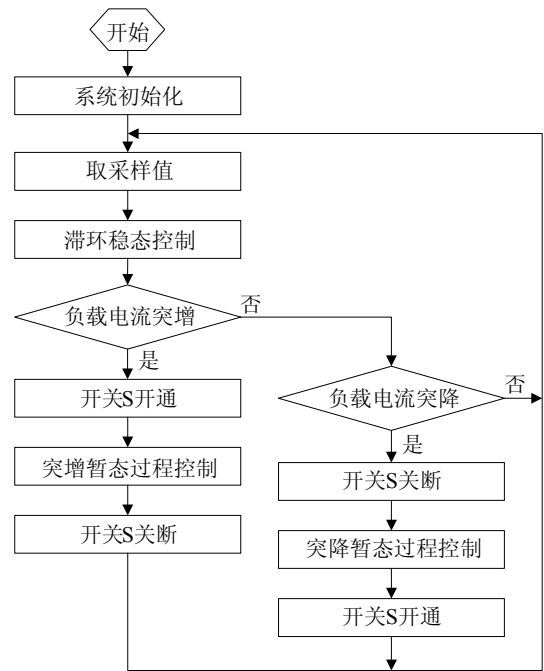


图9 系统控制流程图

4 实验验证

改进后电流滞环控制策略电路参数设置与改进前的相同, 即取 $L=700 \mu\text{H}$, $C=1\ 200 \mu\text{F}$, 滞环宽度 $\Delta I=100 \text{ mA}$, 输入电压为额定值DC 18 V, 输出电压为额定值DC 5.0 V, 输出负载电流范围为0.18~1.13 A。

4.1 开关频率测试

图10为开关管驱动波形与电感电流波形, 在额定输入电压18 V下测得开关频率为49 kHz。

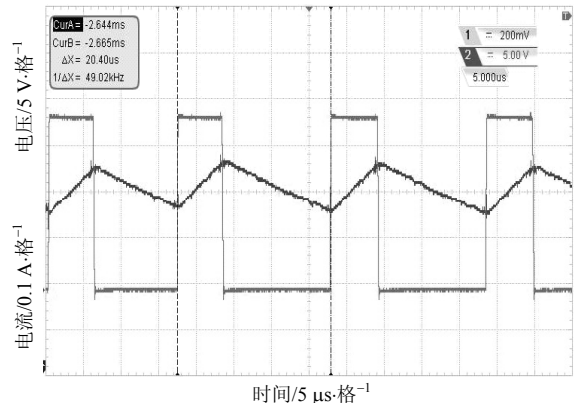


图10 开关驱动波形和电感电流波形

4.2 改进后的负载电流突增响应测试

改进后的负载电流突增暂态过程测试如图11所示, 输出电压的负载调整率小于2%, 动态过程响应时间约为170 μs , 暂态过程中输出电压“下冲”值不低于4.98 V。

图11与图3相比较,可以看出改进后的控制策略使得输出电压在“下冲”后很快恢复到期望值5.0 V,暂态过程的恢复时间和输出电压的负载调整率有了明显改善。

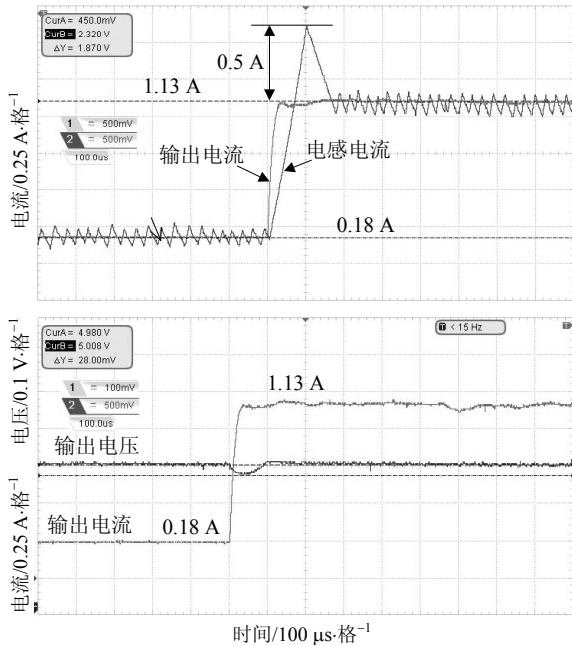


图11 改进后的负载电流突增时的实验波形

4.3 改进后的负载电流突降响应测试

改进后的负载电流突降暂态过程测试如图12所示,输出电压的负载调整率小于3%,动态过程响应时间约为340 μs,暂态过程中输出电压“上冲”值不高于5.046 V。

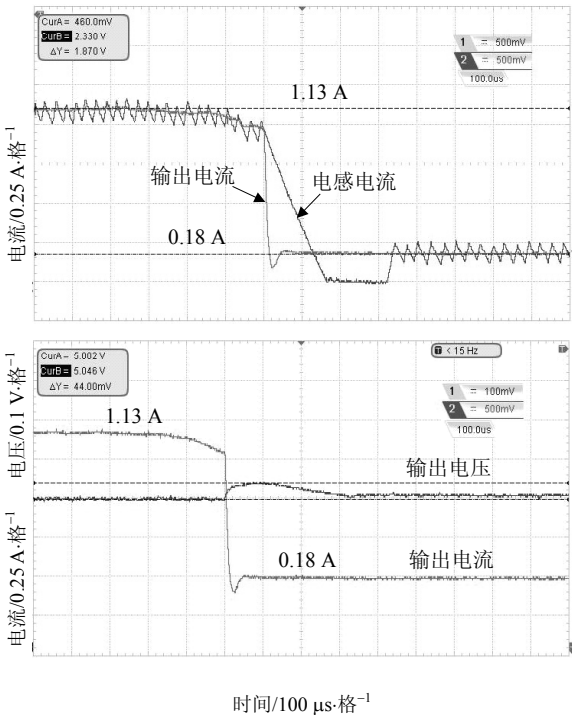


图12 改进后的负载电流突降时的实验波形

图12与图4相比较,可以看出改进后的控制策略使得输出电压在“上冲”后很快恢复到期望值5.0 V,暂态过程的恢复时间和输出电压的负载调整率有了明显改善。

5 结束语

通过硬件测试,验证了改进后的控制策略的可行性和优越性:

1) 改进后电流滞环控制策略使电路具有相同的稳态特性的同时,明显改善了负载突变时的动态特性,且克服了改进前负载调整率差的问题;

2) 与参考文献[10]等其他电压反馈控制法相比,改进后的滞环电流控制法不仅可以获得控制精度高和纹波小等稳态特性,同时具有动态响应时间短和输出电压超调量小的特点。

参考文献

[1] 贾淑文. 智能并联均流的DC-DC变换器研究[D]. 西安: 西安科技大学, 2011.
 JIA Shu-wen. Research intelligent parallel flow method of DC-DC converter[D]. Xi'an: Xi'an University of Science and Technology, 2011.

[2] 刘健, 程红丽, 王立, 等. 电流跟踪数字控制的Buck DC-DC变换器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(8): 50-56.
 LIU Jian, CHENG Hong-Li, WANG Li, et al. A current following digital controlled Buck DC-DC converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(8): 50-56.

[3] 程红丽, 强新娟, 刘健. 数字电流滞环控制的Buck-Boost DC/DC变换器[J]. 电力电子技术, 2010, 12: 56-58.
 CHENG Hong-li, QIANG Xin-juan, LIU Jian. A digital current following controlled Buck-Boost DC/DC converter [J]. Power Electronics, 2010, 12: 56-58.

[4] 刘晓东, 邱亚杰, 方炜, 等. Boost变换器电容电荷平衡动态最优控制[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(5): 63-66.
 LIU Xiao-dong, QIU Ya-jie, FANG Wei, et al. Optimal dynamic control based on capacitor charge balance for boost converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(5): 63-66.

[5] 方炜, 邱亚杰, 刘晓东, 等. 基于电容电荷平衡的Boost型变换器控制研究[J]. 电子科技大学学报, 2013, 42(2): 244-248.
 FANG Wei, QIU Ya-jie, LIU Xiao-dong, et al. Research of control strategy based on capacitor charge balance for the boost converter[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2013, 42(2): 244-248.

[6] 倪雨, 许建平, 于海坤, 等. Buck变换器最优负载瞬态特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2010, 24: 8-14.
 NI Yu, XU Jian-ping, YU Hai-kun, et al. Optimal load transient performance analysis for buck converter[J]. Proceedings of the CESS, 2010, 24: 8-14.

[7] 马红波, 冯全源. BUCK型开关变换器最优PID控制器设计[J]. 电机与控制学报, 2008, 12(8): 639-643.

- MA Hong-bo, FENG Quan-yuan. Optimized PID controller design for buck DC-DC switching converters[J]. *Electric Machines and Control*, 2008, 12(8): 639-643.
- [8] 孙大鹰, 徐申, 孙伟锋, 等. Buck型DC-DC变换器中数字预测模糊PID控制器的设计与实现[J]. *东南大学学报(自然科学版)*, 2014, 9(5): 897-901.
- SUN Da-ying, XU Shen, SUN Wei-feng, et al. Design and implement of digital fuzzy PID controller with prediction algorithm for Buck DC-DC converter[J]. *Journal of Southeast University (Natural Science Edition)*, 2014, 9(5): 897-901.
- [9] JUN Cheng, ZHEN Ma, HONG Zhang. A voltage mode buck DC-DC converter with automatic PWM/PSM mode switching by detecting the transient inductor current[C]// *Analog Integrated Circuits and Signal Processing*. Xi'an, China: Springer Link, 2014.
- [10] 倪雨, 许建平, 王金平, 等. 滞环控制全局滑模控制Buck变换器设计[J]. *中国电机工程学报*, 2010, 30(21): 1-6.
- NI Yu, XU Jian-ping, WANG Jin-ping, et al. Design of global sliding mode control buck converter with hysteresis modulation[J]. *Proceedings of the CSEE*, 2010, 30(21): 1-6.

编辑 税红

(上接第805页)

- [8] GULER B, YENER A. Selective interference alignment for MIMO cognitive femtocell networks[J]. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2014, 32(3): 439-450.
- [9] KUCHI K. Exploiting spatial interference alignment and opportunistic scheduling in the downlink of interference-limited systems[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(6): 2673-2686.
- [10] ZHOU Y, YU W, TOUMPAKARIS D. Uplink multi-cell processing: Approximate sum capacity under a sum backhaul constraint[C]// *IEEE Information Theory Workshop (ITW)*. [S.l.]: IEEE, 2013: 1-5.
- [11] MA Y, LI J, CHEN R. On the achievability of interference alignment for three-cell constant cellular interfering networks[J]. *IEEE Communications Letters*, 2011, 16(9): 1384-1387.
- [12] MA Y, LI J, CHEN R. Hybrid scheme for three-cell multi-user MIMO cellular networks[J]. *Journal of China Universities of Posts & Telecommunications*, 2014, 21(14): 37-42.
- [13] YANG X S, DEB S. Cuckoo search via levy flights[C]// *Nature & Biologically Inspired Computing, NaBIC 2009*. [S.l.]: IEEE, 2009.
- [14] VALIAN E, MOHANNA S, TAVAKOLI S. Improved cuckoo search algorithm for global optimization[J]. *International Journal of Communications and Information Technology*, 2011, 1(1): 31-44.
- [15] CIVICIOGLU P, BESDOK E. A conceptual comparison of the Cuckoo-search, particle swarm optimization, differential evolution and artificial bee colony algorithms [J]. *Artificial Intelligence Review*, 2013, 39(4): 315-346.
- [16] QIAN R, MATHINI S. On the implementation of blind interference alignment with singleradio parasitic antennas [J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2016, 65(2): 10180-10184.
- [17] 张永韡, 汪镭, 吴启迪. 动态适应布谷鸟搜索算法[J]. *控制与决策*, 2014, 29(4): 617-622.
- ZHANG Yong-wei, WANG Lei, WU Qi-di. Dynamic adaptation cuckoo search algorithm[J]. *Control and Decision*, 2014, 29(4): 617-622.
- [18] ELKERAN A. A new approach for sheet nesting problem using guided cuckoo search and pairwise clustering[J]. *European Journal of Operational Research*, 2013, 231(3): 757-769.

编辑 税红