

基于权重配置的多环路 COT 控制 Buck 变换器瞬态性能优化

张 希^{1,2}, 张中伟², 王天石², 曲小慧¹

(1. 东南大学电气工程学院, 江苏 南京 210096;
2. 常州大学微电子与控制工程学院, 江苏 常州 213164)

摘要: 在多环路恒定导通时间(COT)控制中,控制内环中电感电流和输出电压权重的配置影响变换器的瞬态性能。为了优化输出电容等效串联电阻较小时多环路 COT 控制 Buck 变换器的瞬态性能,本文首先分析了电感电流权重和输出电压权重对瞬态性能的影响;然后基于电容电荷平衡原理,通过时域分析分别导出了负载加载和减载时最优瞬态性能的电感电流权重;其次,给出了优化瞬态性能的权重配置策略。结果表明,采用最优权重配置时,多环路 COT 控制 Buck 变换器不存在欠阻尼振荡且具有最小的输出电压偏移量和最短的恢复时间。电路仿真和硬件电路实验验证了理论分析的正确性。

关键词: Buck 变换器; 多环路恒定导通时间控制; 瞬态性能优化; 权重配置

DOI: 10.12067/ATEEE2109051

文章编号: 1003-3076(2022)03-0001-07

中图分类号: TM46

1 引言

由于大部分时间工作在休眠模式,微处理器等负载要求为其供电的电压调节器具有高轻载效率^[1]。恒定导通时间(Constant On-Time, COT)是一种变频控制技术,与定频控制技术^[2]相比,具有更高的轻载效率,因而更适合应用于微处理器等负载的电压调节器中^[3-6]。

电流型 COT 控制^[7]和 V²-COT 控制^[8]是两种应用非常广泛的双环 COT 控制。电流型 COT 控制采样电感电流信号作为控制内环反馈信号,具有限流和均流等功能,但负载瞬态性能较差^[7];V²-COT 控制利用输出电容等效串联电阻(Equivalent Series Resistance, ESR)采样电容电流信号作为控制内环反馈信号,具有负载瞬态响应速度快等优点,但其控制性能依赖输出电容 ESR,且无法实现限流^[8]。为此,文献[9]通过在控制内环引入电感电流权重和输出电压权重提出了一种多环路 COT 控制技术,并

研究了小输出电容 ESR 情况下权重配置对 Buck 变换器稳定性的影响。

然而,小输出电容 ESR 情况下电感电流和输出电压在控制内环的权重不仅影响变换器的稳定性还影响其瞬态性能。为此,本文将研究权重配置对瞬态性能的影响,并给出优化瞬态性能的权重配置策略。

2 多环路 COT 控制 Buck 变换器

2.1 工作原理

多环路 COT 控制 Buck 变换器的原理图和主要稳态工作波形如图 1(a)和图 1(b)所示^[9]。其中, K_c 和 K_v 分别为电感电流 i_L 和输出电压 v_o 的采样系数; R_c 和 R_v 分别为 i_L 和 v_o 的权重电阻,用于配置电感电流和输出电压在控制内环反馈信号 v_{sum} 中的权重;电压补偿环路由反馈增益 g 和时间常数 τ 的比例积分(Proportional Integral, PI)补偿器构成, $g=R_a/R_{in}$, $\tau=R_a C_a$ 。

收稿日期: 2021-09-29

基金项目: 中国博士后科学基金(2020M671291)、江苏省博士后科研资助计划(2020Z103)、江苏省研究生科研创新计划(KYCX21_2821)

作者简介: 张 希(1985-),男,江苏籍,讲师,博士,研究方向为开关变换器动力学建模与分析;

曲小慧(1981-),女,山东籍,教授,博士,研究方向为电力电子功率变换、无线电能传输等(通信作者)。

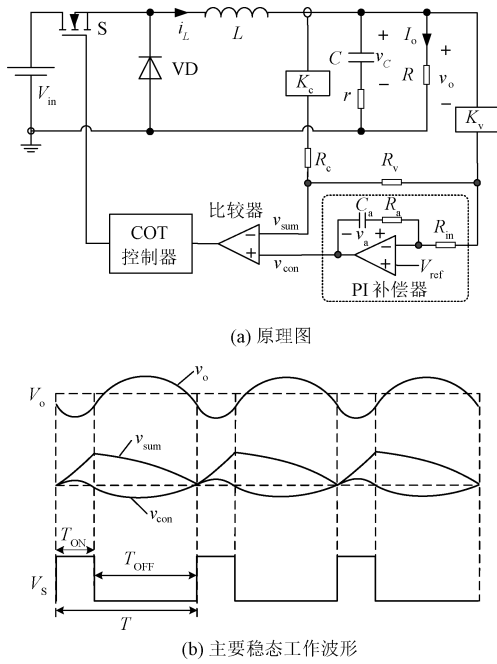


图1 多环路COT控制Buck变换器

Fig.1 Multi-loop COT controlled Buck converter

根据叠加定理,控制内环中电感电流权重 ω_c 和输出电压权重 ω_v 分别可以写成^[2]:

$$\omega_c = \frac{R_v}{R_c + R_v}, \omega_v = \frac{R_c}{R_c + R_v} \quad (1)$$

由式(1)知, ω_c 、 ω_v 满足 $0 \leq \omega_c \leq 1$ 、 $0 \leq \omega_v \leq 1$ 且 $\omega_c + \omega_v = 1$ 。

从图1(a)可以看出,开关管S导通后,控制内环总的反馈信号 v_{sum} 开始上升;当达到导通固定时间 T_{ON} 后,开关管S关断, v_{sum} 开始下降,当 v_{sum} 下降到 v_{con} 时,开关管S再次导通,进入到下一个开关周期。图1(b)中, V_o 为输出电压平均值; V_s 为控制脉冲。

2.2 不同权重配置的瞬态性能分析

为了直观展示不同权重配置对多环路COT控制Buck变换器瞬态性能的影响,采用表1的典型电路参数进行PSIM电路仿真。当负载电流 I_o 从5A跳变到7A再跳回到5A时,多环路COT控制Buck变换器在权重配置为 $(\omega_c, \omega_v) = (0.6, 0.4)$ 和 $(0.4, 0.6)$ 时的输出电压波形如图2所示。

图2中,权重配置为 $(\omega_c, \omega_v) = (0.6, 0.4)$ 和 $(0.4, 0.6)$ 时,多环路COT控制Buck变换器的恢复时间基本相同,但前者的输出电压下冲量和上冲量明显大于后者。这表明减小电感电流权重(或增大输出电压权重)可以提高多环路COT控制Buck变换器的瞬态性能。然而,由文献[9]可知,当电感

电流权重过小(或输出电压权重过大)时,多环路COT控制Buck变换器将工作在不稳定状态。因此,为了优化多环路COT控制Buck变换器的瞬态性能,有必要研究权重配置策略。

表1 多环路COT控制Buck变换器的电路参数

Tab.1 Circuit parameters for multi-loop COT controlled Buck converter

参数	数值
输入电压 V_{in}/V	12
基准电压 V_{ref}/V	5
电感 $L/\mu H$	10
输出电容 $C/\mu F$	94
输出电容等效串联电阻 $r/m\Omega$	2
负载电阻 R/Ω	1
电流采样系数 $K_c/(V/A)$	1
电压采样系数 $K_v/(V/V)$	1
反馈增益 g	2
时间常数 $\tau/\mu s$	50
恒定导通时间 $T_{ON}/\mu s$	2.5

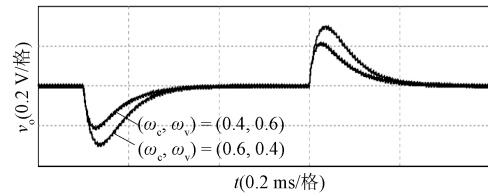


图2 两种权重配置时输出电压的仿真结果

Fig.2 Simulation results of output voltage under two weight configurations

3 基于权重配置的瞬态性能优化

本节将先从负载加载和减载两种情况进行分析,进而讨论优化多环路COT控制Buck变换器瞬态性能的权重配置策略。负载跳变点(即负载跳变发生时刻)影响开关变换器的负载瞬态响应速度^[8]。负载跳变量相同时,开关变换器在最坏负载跳变点发生跳变将具有最大的偏移量和最长的恢复时间,即瞬态性能最差。为了使研究内容可以涵盖所有情况,本文选择最坏负载跳变点进行研究。

需要说明的是,根据 ω_c 和 ω_v 之间的约束关系(即 $\omega_c + \omega_v = 1$),若确定了 ω_c ,则 ω_v 相应确定。

3.1 优化负载加载瞬态性能的权重配置

在开关管关断时间结束时刻,电感电流处于谷值,电感储存的能量最少,此时负载加载所产生的下冲量最大,所需要的恢复时间最长,故关断时间结束时刻是最坏负载加载点。

根据多环路 COT 控制 Buck 变换器的工作原理可知,若负载在最坏加载点加载,实现最优瞬态性能的理想瞬态过程为:经过一个导通时间 t_{on} (t_{on} 为 T_{ON} 的整数倍) 和一个关断时间 t_{off} 后,电感电流刚好进入到新的稳态。图 3 给出了该瞬态过程输出电容电流 i_c 和输出电容电压 v_c 的波形示意图。需要说明的是,本文的最优瞬态性能是指其他电路参数给定后,通过配置电感电流和输出电压权重实现的最佳瞬态性能。相较于其他权重配置,采用该权重配置时变换器不存在欠阻尼振荡且过冲量最小、恢复时间最短。

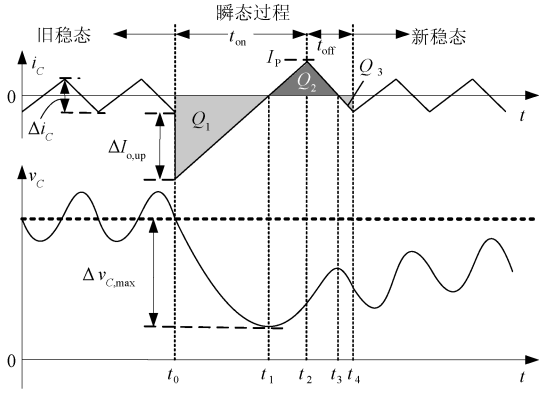


图 3 最坏负载加载点的理想瞬态过程

Fig.3 Ideal transient process at the worst load step-up point

在图 3 中,负载电流 I_o 在 $t = t_0$ 处发生跳变,跳变量为 $\Delta I_{o,up}$ 。由于在 Buck 变换器中,输出电容电流 i_c 等于电感电流 i_L 与输出电流 I_o 之差,即 $i_c = i_L - I_o$,且 i_L 无法突变,故该跳变量立即反映在电容电流上。在随后的瞬态过程中, i_c 和 v_c 的变化如下: i_c 从谷值 $i_c = -\Delta I_{o,up} - 0.5\Delta i_c$ 处开始上升,上升斜率为 $m_1 = (V_{in} - V_o)/L$,其中 V_{in} 、 V_o 和 L 分别为输入电压、平均输出电压和电感,同时输出电容开始放电, v_c 下降; $t = t_1$ 时, $i_c = 0$ A (即 $i_L = I_o$), v_c 具有最大下冲量,同时输出电容开始充电, v_c 开始上升; $t = t_2$ 时, i_c 上升到峰值 I_p ,开关管 S 关断, i_c 开始下降,下降斜率为 $m_2 = V_o/L$; $t = t_3$ 时, i_c 下降到 0 A,输出电容开始放电; $t = t_4$ 时, i_c 进入新稳态 (即电感电流进入新稳态),此时 $i_c = -0.5\Delta i_c$ 。根据电容电荷平衡原理可得,在电容电流瞬态过程中,负载加载从输出电容中抽走的电荷 Q_{ex} 等于输出电容放电电荷 ($Q_1 + Q_3$) 与充电电荷 Q_2 之差,即:

$$Q_{ex} = Q_1 + Q_3 - Q_2 \quad (2)$$

其中

$$Q_{ex} = \frac{\Delta I_{o,up}^2}{2m_1} \quad Q_1 = \frac{(0.5\Delta i_c + \Delta I_{o,up})^2}{2m_1}$$

$$Q_2 = \frac{I_p^2}{2m_1} + \frac{I_p^2}{2m_2} \quad Q_3 = \frac{(0.5\Delta i_c)^2}{2m_2} \quad \Delta i_c = m_1 T_{ON}$$

由式(2)可求得该理想瞬态过程中输出电容电流的峰值 I_p 。然而,在多环路 COT 控制 Buck 变换器的实际工作过程中,如图 3 所示的理想瞬态过程往往无法满足。在实际工作中,负载在最坏加载点加载时,实现最优瞬态性能的实际瞬态过程为:电感电流经过两个导通时间和两个关断时间后进入到新稳态^[8]。此时,输出电容电流 i_c 的波形示意图如图 4 所示。

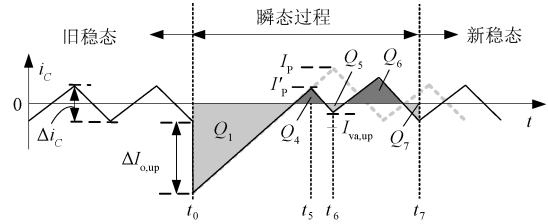


图 4 最坏负载加载点的实际最优瞬态过程

Fig.4 Actual optimal transient process at the worst load step-up point

在图 4 所示的瞬态过程中,负载在 $t = t_0$ 时刻发生跳变,随后 i_c 开始上升,经过 N (N 为整数) 个 T_{ON} 后,在 $t = t_5$ 时刻上升到第一个峰值 I'_p ,其中 N 和 I'_p 的表达式分别为:

$$N = \text{floor}\left(\frac{I_p + 0.5\Delta i_c + \Delta I_{o,up}}{m_1 T_{ON}}\right) \quad (3)$$

$$I'_p = Nm_1 T_{ON} - 0.5\Delta i_c - \Delta I_{o,up} \quad (4)$$

式中, $\text{floor}(\cdot)$ 为向下取整函数。然后, i_c 开始下降,在 $t = t_6$ 时刻控制内环总反馈信号 v_{sum} 下降到控制信号 v_{con} ,触发导通定时器开始计时,同时 i_c 下降到谷值 $-I_{va,up}$; 随后, i_c 经历 1 个 T_{ON} 后开始下降,在 $t = t_7$ 时刻进入到新稳态。由于图 4 中的 Q_7 与图 3 中的 Q_3 相等,则有:

$$Q_2 = Q_4 + Q_6 - Q_5 \quad (5)$$

其中

$$Q_4 = \frac{I_p'^2}{2m_1} + \frac{I_p'^2}{2m_2} \quad Q_5 = \frac{I_{va,up}^2}{2m_1} + \frac{I_{va,up}^2}{2m_2}$$

$$Q_6 = \frac{(\Delta i_c - I_{va,up})^2}{2m_1} + \frac{(\Delta i_c - I_{va,up})^2}{2m_2}$$

在图 4 中,根据 $t_0 \sim t_6$ 时间间隔内输出电容充电电荷和放电电荷间的关系以及多环路 COT 控制的控制机制,可以计算出等效输出电容 ESR 为:

$$r_{eq,up} = \frac{\frac{(I'_p - \Delta I_{o,up} - 0.5\Delta i_c)NT_{ON}}{2} + \frac{I_p'^2}{2m_1} - \frac{I_{va,up}^2}{2m_2}}{(I_{va,up} - 0.5\Delta i_c)C} \quad (6)$$

式中, $r_{eq,up} = \omega_{c,up} K_c + \omega_{v,up} K_v r$, $\omega_{c,up}$ 、 $\omega_{v,up}$ 分别为加载情况下的 ω_c 、 ω_v 。 $I_{va,up}$ 可以由式(5)求得。

由式(2)~式(6)可以求出多环路 COT 控制 Buck 变换器在最坏加载点处加载具有最优加载瞬态性能时的电感电流权重。

3.2 优化负载减载瞬态性能的权重配置

当负载减载点发生在开关管导通期间,由于导通时间固定,开关管无法立即关断,导致控制电路无法及时对负载减载做出响应,从而影响瞬态响应速度。当负载减载点在固定导通时间开始时刻(即关断时间结束时刻),控制电路对负载减载做出响应的延迟时间最长,故该时刻为最坏负载减载点。根据多环路 COT 控制 Buck 变换器的工作原理可知,若负载在最坏减载点减载,实现最优瞬态性能的瞬态过程如图 5 所示。

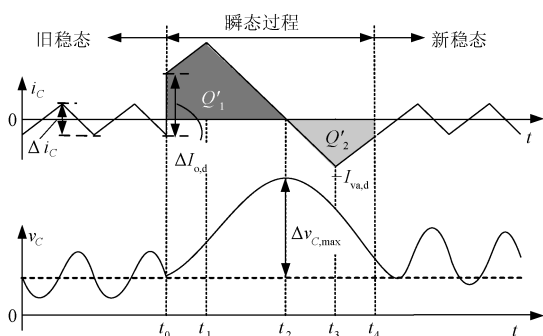


图5 最坏负载减载点的理想最优瞬态过程

Fig.5 Optimal transient process at the worst load step-down point

在图 5 中,负载电流 I_o 在 $t=t_0$ 时发生跳变,跳变量为 $\Delta I_{o,d}$,该跳变量同样立即体现在电容电流上。在随后的瞬态过程中, i_c 和 v_c 的变化为:在 $t=t_0$ 时, i_c 从 $i_c = \Delta I_{o,d} - 0.5\Delta i_c$ 处开始上升,上升斜率为 m_1 ,同时输出电容充电, v_c 开始上升;在 $t=t_1$ 时,开关管 S 关断, i_c 开始下降,下降斜率为 m_2 , v_c 继续上升;在 $t=t_2$ 时, $i_c = 0$ A, v_c 具有最大上冲量,随后 v_c 开始下降。在 $t=t_3$ 时, v_{sum} 下降到 v_{con} ,使开关管 S 导通, i_c 开始上升;在 $t=t_4$ 时, $i_c = -0.5\Delta i_c$ 刚好进入到新稳态。

根据电容电荷平衡原理,负载减载后的瞬态过程中负载将多余电荷 Q_{in} 注入输出电容,注入电荷 Q_{in} 等于输出电容充电电荷 Q'_1 与放电电荷 Q'_2 之差,即:

$$Q_{in} = Q'_1 - Q'_2 \quad (7)$$

其中

$$Q_{in} = \frac{\Delta I_{o,d}^2}{2m_2} \quad Q'_1 = \Delta I_{o,d} T_{ON} + \frac{(0.5\Delta i_c + \Delta I_{o,d})^2}{2m_2}$$

$$Q'_2 = \frac{I_{va,d}^2}{2m_2} + \left(\frac{I_{va,d} + 0.5\Delta i_c}{2} \right) \frac{I_{va,d} - 0.5\Delta i_c}{m_1}$$

由图 5 和 Q'_1 的表达式可以看出,当电路参数确定以及负载减载量给定,输出电容电压的上冲量为 $\Delta v_{c,max} = Q'_1/C$,与电感电流权重无关,也与输出电压权重无关。

在图 5 中,根据 $t_0 \sim t_4$ 时间间隔内输出电容充电电荷和放电电荷间的关系以及多环路 COT 控制的控制机制,可以计算出等效输出电容 ESR 为:

$$r_{eq,d} = \frac{\Delta I_{o,d} T_{ON} + \frac{(0.5\Delta i_c + \Delta I_{o,d})^2}{2m_2} - \frac{I_{va,d}^2}{2m_2}}{(I_{va,d} - 0.5\Delta i_c)C} \quad (8)$$

式中, $r_{eq,d} = \omega_{c,d} K_c + \omega_{v,d} K_v r$, $\omega_{c,d}$ 、 $\omega_{v,d}$ 分别为减载情况下的 ω_c 、 ω_v 。

由式(7)和式(8)可以求出多环路 COT 控制 Buck 变换器在最坏减载点处减载具有最优减载瞬态性能时的电感电流权重。

3.3 优化瞬态性能的权重配置策略

首先,由文献[9]可知,当输出电容 ESR 较小,即 $2rC < T_{ON}$ 时,多环路 COT 控制 Buck 变换器稳定工作的条件为:

$$\omega_{c,s} > \frac{(g+1)\kappa K_v (T_{ON} - 2rC)}{2K_c C + \kappa K_v (T_{ON} - 2rC)} \quad (9)$$

式中, $\kappa = R/(R+r)$ 。所以,在权重配置过程中,必须确保电感电流权重始终满足式(9)。

其次,在多环路 COT 控制 Buck 变换器实际工作过程中,负载的加载和减载往往是同时存在的,且两种情况下最优电感电流权重往往是不同的。此时,优化瞬态性能的依据为:

若负载加载时和减载时的最优电感电流权重均满足式(9),在加载影响较大的场合(如占空比较大的场合),选择负载加载时的最优电感电流权重 $\omega_{c,up}$;在减载影响较大的场合(如占空比较小的场合),选择负载减载时的最优电感电流权重 $\omega_{c,d}$ 。

若负载加载时的最优电感电流权重不满足式(9),则选择负载减载时的最优电感电流权重;反之亦然。

若负载加载和减载时的最优电感电流权重均不满足式(9),则选择满足式(9)且考虑一定稳定裕量的最小电感电流权重。

4 电路仿真与硬件实验验证

4.1 电路仿真验证

利用多环路 COT 控制 Buck 变换器的 PSIM 仿真电路和表 1 的电路参数分别验证负载加载和减载时实现最优瞬态性能的电感电流权重。

在最坏负载加载点加载时, 选择 $g = 3.3$, 负载电流 I_o 从 5 A 跳变到 7 A, 负载加载量 $\Delta I_{o,up}$ 为 2 A。结合式(6)和表 1 的电路参数, 可计算出负载加载时的最优电感电流权重为 $\omega_{c,up} = 0.11$, 该权重满足式(9)。为了验证式(6)的正确性, 分别选取 $\omega_{c,up} = 0.07$ 、0.112 和 0.16 进行 PSIM 电路仿真, 相应的仿真结果如图 6(a)所示。从图中可以看出, 当 $\omega_{c,up} = 0.112$ 时, 多环路 COT 控制 Buck 变换器具有最优加载瞬态性能。当 $\omega_{c,up} = 0.16$ 时, 输出电压下冲量和恢复时间均增大; 当 $\omega_{c,up} = 0.07$ 时, 输出电压出现欠阻尼振荡现象。

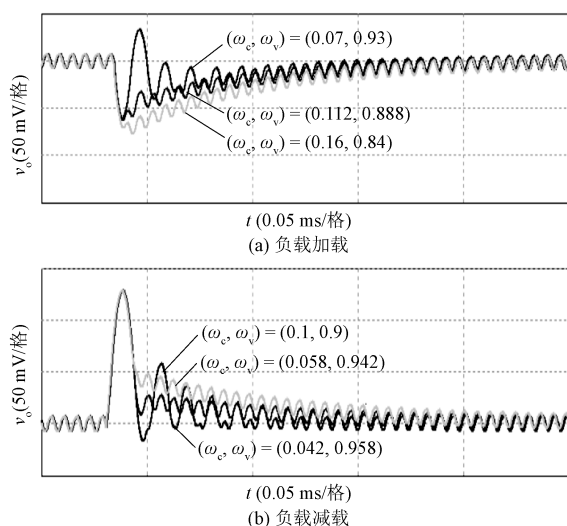


图 6 $\Delta I_o = 2$ A 时, 不同权重配置的输出电压仿真波形
Fig.6 Simulation waveforms of output voltage under different weight configurations at $\Delta I_o = 2$ A

在最坏负载加载点加载时, 选择 $g = 2$, 负载电流 I_o 从 7 A 跳变到 5 A, 负载减载量 $\Delta I_{o,d}$ 为 2 A。结合式(8)和表 1 的电路参数, 可计算出负载减载时的最优电感电流权重为 $\omega_{c,d} = 0.053$, 该权重满足式(9)。为了验证式(8)的正确性, 分别选取 $\omega_{c,d} = 0.042$ 、0.058 和 0.1 进行 PSIM 电路仿真, 相应的仿真结果如图 6(b)所示。从图中可以看出, 当 $\omega_{c,d} = 0.058$ 时, 多环路 COT 控制 Buck 变换器具有最优减载瞬态性能。三种电感电流权重情况下, 输出电压的上冲量基本相同, 但当 $\omega_{c,d} = 0.1$ 时, 恢复

时间增大; 当 $\omega_{c,d} = 0.042$ 时, 输出电压出现欠阻尼振荡现象。

进一步, 仿真分析了负载电流 I_o 从 4 A 跳变到 7 A 再跳回 4 A (ΔI_o 跳变量为 3 A) 的情况。在表 1 中, 将电容值 C 和 ESR 的 r 值分别改为 300 μ F 和 1 m Ω , V_{ref} 改成 4 V, 其他参数不变。根据式(6), 可计算出负载加载时的最优电感电流权重为 $\omega_{c,up} = 0.043$, 该权重满足式(9); 根据式(8), 计算出负载减载时的最优电感电流权重为 $\omega_{c,up} = 0.027$, 该权重也满足式(9)。为了验证式(6)的正确性, 分别选取 $\omega_{c,up} = 0.018$ 、0.035 和 0.055 进行 PSIM 电路仿真, 相应的仿真结果如图 7(a)所示。从图 7(a)可以看出, 当 $\omega_{c,up} = 0.035$ 时, 多环路 COT 控制 Buck 变换器具有最优加载瞬态性能。当 $\omega_{c,up} = 0.055$ 时, 输出电压下冲量和恢复时间均增大; 当 $\omega_{c,up} = 0.018$ 时, 输出电压出现欠阻尼振荡。

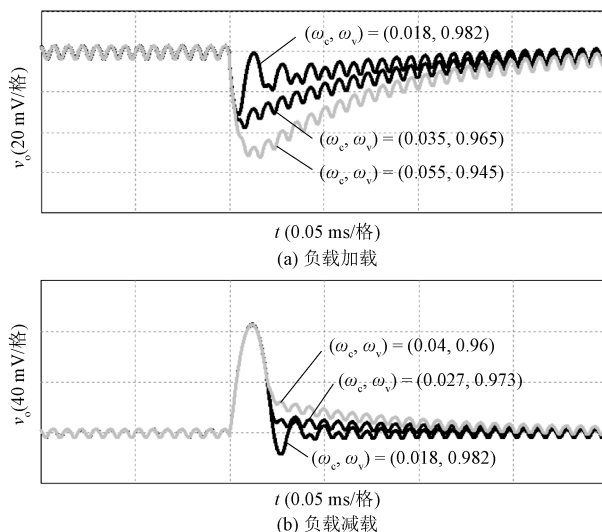


图 7 $\Delta I_o = 3$ A 时, 不同权重配置的输出电压仿真波形
Fig.7 Simulation waveforms of output voltage under different weight configurations at $\Delta I_o = 3$ A

为了验证式(8)的正确性, 分别选取 $\omega_{c,d} = 0.018$ 、0.027 和 0.04 进行 PSIM 电路仿真, 相应的仿真结果如图 7(b)所示。从图中可知, 当 $\omega_{c,d} = 0.027$ 时, 多环路 COT 控制 Buck 变换器具有最优加载瞬态性能。三种电感电流权重情况下, 输出电压的上冲量基本相同, 但当 $\omega_{c,d} = 0.04$ 时, 恢复时间增大; 当 $\omega_{c,d} = 0.018$ 时, 输出电压出现欠阻尼振荡现象。

对比仿真结果和理论分析结果, 虽存在一定的误差, 但在可接受范围内。因此, 仿真结果验证了理论分析的正确性。

4.2 硬件实验验证

搭建多环路 COT 控制 Buck 变换器的实验样机,如图 8 所示。其中,开关管 S 采用型号为 IRF540 的 MOSFET,二极管 VD 采用型号为 MBR2045CT 的肖特基二极管,电感电流采样电路是采用型号为 LM7171 的运算放大器搭建的差分放大电路,比较器型号为 LM319,PI 补偿器由型号为 LT1357 的运算放大器搭建,导通定时器由型号为 LM334 可调恒流源芯片为电容充放电来实现,驱动芯片型号为 IR2125。

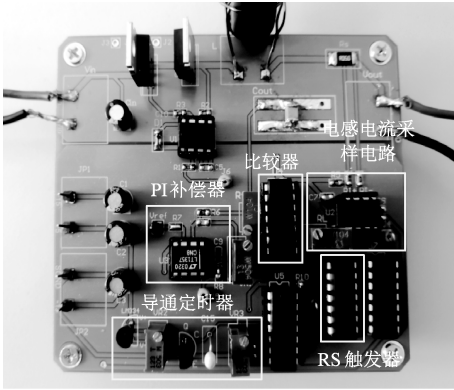


图 8 实验样机

Fig.8 Experimental prototype

利用图 8 的实验样机,选择图 6 中的电路参数和权重配置进行硬件电路实验,相应的输出电压实验波形分别如图 9(a) 和图 9(b) 所示。在图 9(a) 中,负载电流从 5 A 跳变到 7 A,当 $\omega_{c,up}=0.112$ 时,多环路 COT 控制 Buck 变换器的负载加载瞬态性能最优;当 $\omega_{c,up}=0.16$ 时,输出电压下冲量明显增加;当 $\omega_{c,up}=0.07$ 时,输出电压出现欠阻尼振荡现象,导致输出电压出现上冲。在图 9(b) 中,负载电流从 7 A 跳变到 5 A,当 $\omega_{c,d}=0.058$ 时,多环路 COT 控制 Buck 变换器的负载减载瞬态性能最优;当 $\omega_{c,d}=0.1$,输出电压的恢复时间明显增加;当 $\omega_{c,d}=0.042$ 时,输出电压出现欠阻尼振荡现象,导致输出电压出现下冲。

对比图 9 和图 6,实验结果与仿真结果基本一致,从而验证了仿真结果的正确性。需要说明的是,在实验过程中,电感电流和输出电压的权重配置是通过高精度电位器的调节实现的。

5 结论

多环路 COT 控制 Buck 变换器的瞬态性能与电感电流权重和输出电压权重的配置密切相关。本文

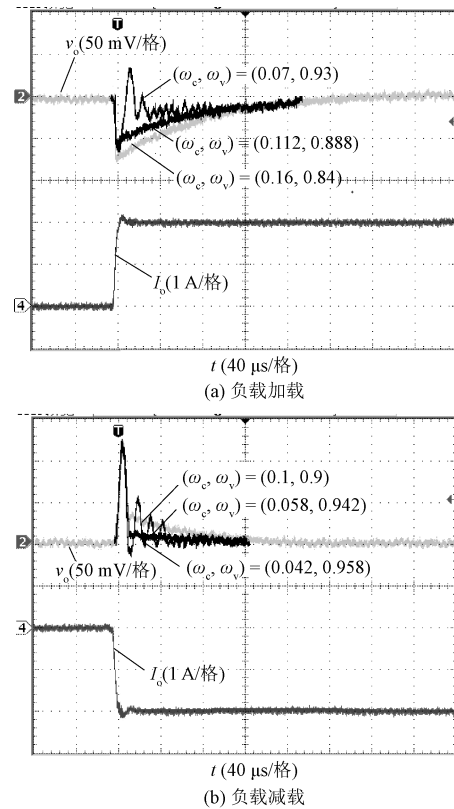


图 9 $\Delta I_o = 2$ A 时,不同权重配置的输出电压实验波形

Fig.9 Experimental waveforms of output voltage under different weight configurations at $\Delta I_o = 2$ A

基于电容电荷平衡原理,通过时域分析给出了负载加载时和减载时实现最优瞬态性能的权重配置,进而提出了优化负载瞬态性能的权重配置策略。电路仿真结果和实验结果验证了理论分析的正确性。结果表明,负载加载或减载时采用最优权重配置时,多环路 COT 控制 Buck 变换器不存在欠阻尼振荡且输出电压的过冲量最小、恢复时间最短。当电感电流权重大于其最优权重,负载加载时输出电压下冲量和恢复时间均增大,负载减载时输出电压上冲量不变但恢复时间增大;反之,负载加载和减载时输出电压均出现欠阻尼振荡现象。研究结果可为多环路 COT 控制开关变换器的瞬态性能优化提供理论指导。

参考文献 (References):

- [1] Bari S, Li Q, Lee F C. Inverse charge constant on-time control with ultrafast transient performance [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9 (1): 68-78.
- [2] Zhou G H, Xu J P, Wang J P. Constant-frequency peak-ripple-based control of buck converter in CCM: Review,

- unification, and duality [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61 (3): 1280-1291.
- [3] 徐杨军, 许建平, 王金平, 等 (Xu Yangjun, Xu Jianping, Wang Jinping, et al.). 动态电压调节开关变换器的定频导通时间控制 (Constant frequency turn-on time control of dynamic voltage scaling switching converters) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2014, 33 (7): 28-32.
- [4] 王泽景, 徐怡, 龚春英 (Wang Zejing, Xu Yi, Gong Chunying). 固定导通时间控制的多路输出 DC/DC 电源的研制 (Development of multi-channel output DC/DC power source on fixed on-time mode) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (3): 17-21, 40.
- [5] 高峡, 冯全源 (Gao Xia, Feng Quanyuan). 一种适用于基于纹波的恒定导通时间架构 Buck 变换器片内纹波补偿方案 (An on-chip ripple compensation scheme for ripple-based constant on-time architecture Buck converter) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2018, 33 (4): 892-899.
- [6] 徐杨, 钱挺 (Xu Yang, Qian Ting). 恒定导通时间控制 Buck 变换器的间隔周期斜率补偿方案 (Every other cycle ramp compensation for Buck converters with constant on-time control) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2017, 32 (4): 58-65.
- [7] Zhang X, Xu J P, Wu J H, et al. Reduced-order mapping and design-oriented instability for constant on-time current-mode controlled buck converters with a PI compensator [J]. Journal of Power Electronics, 2017, 17 (5): 1298-1307.
- [8] Yan Y Y, Lee F C, Tian S L, et al. Modeling and design optimization of capacitor current ramp compensated constant on-time V^2 control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33 (8): 7288-7296.
- [9] Zhang X, Zhang Z W, Bao H, et al. Stability effect of control weight on multi-loop COT controlled buck converters with PI compensator and small output capacitor ESR [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9 (4): 4658-4667.

Transient performance optimization for multi-loop COT controlled Buck converter based on weight configuration

ZHANG Xi^{1,2}, ZHANG Zhong-wei², WANG Tian-shi², QU Xiao-hui¹

(1.School of Electrical Engineering, Southeast University, Nanjing 210096, China; 2.School of Microelectronics and Control Engineering, Changzhou University, Changzhou 213164, China)

Abstract: In multi-loop constant on-time control, the configuration of inductor current weight and output voltage weight in the control inner loop affects the transient performance of the converter. To optimize the transient performance of multi-loop COT controlled buck converter with small equivalent series resistance (ESR) of output capacitor, the effects of inductor current weight and output voltage weight on its transient performance are analyzed. Then, based on the principle of capacitor charge balance, the inductor current weights for optimal transient performance under the load step-up and the load step-down are derived by time domain analysis, respectively. Furthermore, a strategy of weight configuration for optimizing the transient performance is proposed. The results show that the multi-loop COT controlled buck converter has no underdamped oscillation and has the smallest output voltage offset and the shortest recovery time when the optimal weight configuration is adapted. The validity of the theoretical analyses is verified by the circuit simulation and hardware experiment.

Key words: Buck converter; multi-loop constant on-time control; transient performance optimization; weight configuration