

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2108359

Buck 变换器导通模式转换滑模 PI 混合控制策略

崔楠, 许家群

(北京工业大学信息学部 北京 100124)

摘要:为了满足 Buck 变换器由待机或轻载向较大负载状态快速转换的需求,基于对传统平均电流控制 Buck 变换器的动态性能分析,提出了一种改进的适用于断续导通模式/连续导通模式过程的滑模 PI 混合控制策略。该策略电压外环依据系统状态和导通模式分别采用 PI 控制器和滑模控制器,其中稳态工况应用 PI 控制器,负载增大动态工况根据导通模式转换为滑模控制器,并通过统一校正的平均电感电流实现导通模式的准确判断。该混合控制策略可以有效结合 PI 控制与滑模控制各自的稳态与动态性能优势。仿真和实验结果表明,相比于传统平均电流控制,本策略动态响应时间缩短约 65%,电压跌落减小 35% 以上。

关键词: Buck 变换器;导通模式;滑模控制;混合控制

中图分类号: TM46 TH39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.40

Hybrid control strategy with sliding mode and PI controller for Buck converter considering conduction mode

Cui Nan, Xu Jiaqun

(Faculty of Information Technology, Beijing University of Technology, Beijing 100124, China)

Abstract: To meet the demand for fast conversion of Buck converter from standby or light load to large load state, based on the dynamic performance of the Buck converter with the traditional average current control method, the improved hybrid control strategy with sliding mode controller and PI controller suitable for DCM/CCM process is proposed. According to the system state and conduction mode, the PI controller or the sliding mode controller is utilized in the voltage outer loop. In addition, the PI controller is used in the steady-state condition, which is then converted to the sliding mode controller according to the conduction mode in the dynamic condition of the load increase. Furthermore, the accurate judgment of the conduction mode is realized by the unified corrected average inductance current. Thus, the proposed hybrid control strategy can effectively combine the steady-state and dynamic performance advantages of PI control and sliding mode control. The simulation and experimental results show that, compared with that of the traditional average current control, the dynamic response time of this strategy is reduced by about 65% and the voltage drop is reduced by more than 35%.

Keywords: buck converter; conduction mode; sliding mode control; hybrid control

0 引 言

Buck 变换器是重要的直流降压电力电子电源,广泛应用于航空航天、舰船潜艇和电动车辆等多个领域^[1-4]。Buck 变换器有两种典型工作模式^[5-7],即断续导通模式(discontinuous conduction mode, DCM)和连续导通模式(continuous conduction mode, CCM)。为了满足较大功率负载快速起动的实际需求,Buck 变换器需要由待机或轻载状态尽快转换到较大负载状态^[8-9],要求 Buck 变

器具备由 DCM 到 CCM 的高动态响应能力。

Buck 变换器可分为电压型和电流型两种基本控制方法。电压型控制相对简单,通过采样输出电压进行单闭环控制,系统动态响应速度较慢^[10]。电流型控制则增加了电流内环,常用的平均电流控制方法电流内环采样电感电流,内环外环均采用比例积分(proportional-integral, PI)控制方式,比电压型控制系统动态性能提高,并具有较好的稳态性能^[1,10-11]。

针对 Buck 变换器性能改进,已有研究取得了有益进展。文献[12]提出一种线性与非线性复合控制算法,在

负载电流发生大的阶跃变化时,使用非线性电容电荷平衡控制算法优化动态性能,在稳态时采用常规线性电压模式控制。模型预测控制动态调整输出参考电压^[13]和电流约束控制器方法^[14]应用于 Buck 变换器也得到探索。特别是以滑模控制为代表的非线性控制策略得到了较多关注^[15-17],变换器动态性能也在不断提高^[18-19]。然而,滑模控制存在的抖振问题会严重影响控制精度及稳态性能。为此,研究人员又提出了准滑动模式^[19]、变速趋近律^[20]和高阶滑模控制算法^[17]等方法,但抖振抑制效果和稳态性能仍然有待提高。此外,已有研究主要集中在 Buck 变换器 CCM 条件下的性能改进,缺少 DCM/CCM 转换过程动态性能改善的研究。

本文对 DCM 和 CCM 平均电流控制的 Buck 变换器动态性能进行了理论分析,在此基础上提出了一种适用于 DCM/CCM 转换的滑模 PI 混合控制策略,电压外环依据系统状态和导通模式分别采用 PI 控制器和滑模控制器,并通过统一校正平均电感电流实现导通模式的准确判断,从而有效结合两种控制方法各自的稳态与动态性能优势,仿真和实验验证了该策略的有效性。

1 DCM 与 CCM 平均电流控制动态性能

1.1 CCM 与 DCM 数学模型

图 1 为 Buck 变换器 CCM 工作状态。其中, S 为开关管, L 为滤波电感, C 为滤波电容, D 为续流二极管, R_o 为输出电阻; u_i 为输入电压, u_o 为输出电压, u_c 为电容电压, $u_c = u_o$, i_s 为输入电流, i_L 为电感电流, \bar{i}_L 为平均电感电流; i_o 为输出电流; d 为占空比, T 为开关周期, $u_o = u_i d$ 。

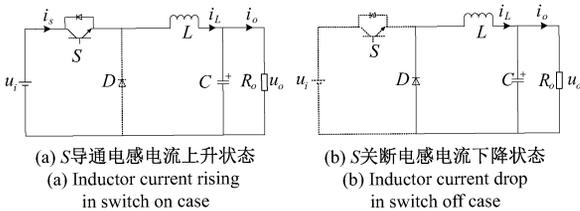


图 1 Buck 变换器 CCM 工作状态

Fig. 1 Status of Buck converter in CCM

由图 1 得 CCM 状态空间平均方程如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{u}_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L(t) \\ \bar{u}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u}_i \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_s(t) \\ \bar{u}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L(t) \\ \bar{u}_c(t) \end{bmatrix} \quad (2)$$

由式(1)~(2)可推导出 CCM 占空比-输出电压传递函数 $G_{vd}(s)$ 和占空比-电感电流传递函数 $G_{id}(s)$ 为:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{u_i}{LCs^2 + \frac{L}{R_o}s + 1} \quad (3)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{u_i \left(Cs + \frac{1}{R_o} \right)}{LCs^2 + \frac{L}{R_o}s + 1} \quad (4)$$

图 2 为 Buck 变换器 DCM 工作状态, T 为开关周期, d_1 为占空比, d_2 为开关管关断电感电流降为 0 的时间占比。

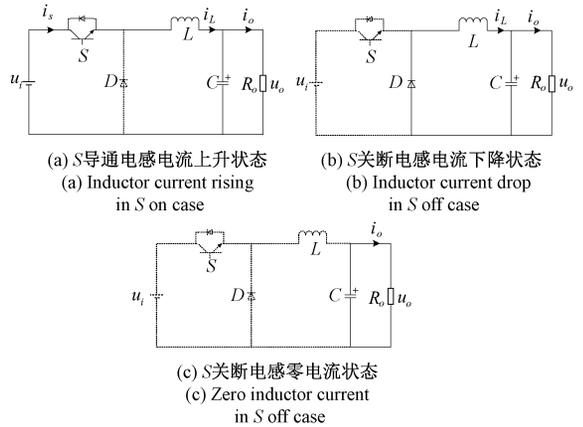


图 2 Buck 变换器 DCM 工作状态

Fig. 2 Status of Buck converter in DCM

由图 2 可知, DCM 状态空间平均方程如下:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\bar{i}_L(t)}{dt} \\ \frac{d\bar{u}_c(t)}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d_1 + d_2}{L} \\ \frac{d_1 + d_2}{C} & -\frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L(t) \\ \bar{u}_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d_1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \bar{u}_i \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{i}_s(t) \\ \bar{u}_o(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{i}_L(t) \\ \bar{u}_c(t) \end{bmatrix} \quad (6)$$

平均电感电流 \bar{i}_L 在 $[0, (d_1 + d_2)T]$ 区间可表示为:

$$\bar{i}_L = \frac{(u_i - u_o)d_1 T}{2L}(d_1 + d_2) \quad (7)$$

由式(5)~(7)可推导出 DCM 占空比-输出电压传递函数 $G_{vd}(s)$ 和占空比-电感电流传递函数 $G_{id}(s)$ 为:

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{u_i}{LCs^2 + \frac{Lu_o + CR_o^2 d_1 u_i}{R_o u_o} s + \frac{2d_1 u_i}{u_o}} \quad (8)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}_1(s)} = \frac{u_i(Cs + 1/R_o)}{LCs^2 + \frac{Lu_o + CR_o^2 d_1 u_i}{R_o u_o} s + \frac{2d_1 u_i}{u_o}} \quad (9)$$

1.2 CCM 与 DCM 平均电流控制开环传递函数

根据平均电流控制框图^[11], 电流内环开环传递函数 $T_{i2}(s)$ 、电压外环开环传递函数为 $T_{v2}(s)$ 及系统闭环传递函数分别表示如下:

$$T_{i2}(s) = F_m H_i G_i(s) G_{id}(s) \quad (10)$$

$$T_{v2}(s) = \frac{F_m H_v G_i(s) G_v(s) G_{id}(s)}{1 + T_{i2}(s)} \quad (11)$$

$$\hat{u}_o(s) = \frac{T_{v2}(s)}{H_v(1 + T_{v2}(s))} \hat{u}_{ref}(s) \quad (12)$$

其中, F_m 为 PWM 增益, $F_m = 1/V_c$, V_c 为三角载波峰值; H_i 和 H_v 分别为电感电流和输出电压采样系数; $G_v(s)$ 与 $G_i(s)$ 分别为电压外环和电流内环控制器传递函数, $G_v(s) = K_{pv} + K_{iv}/s$, $G_i(s) = K_{pi} + K_{ii}/s$ 。

将式(3)~(4)代入式(10)~(11), 可得 CCM 电流内环及电压外环开环传递函数如下:

$$T_{i2}(s) = \frac{(Cs + 1/R_o)(K_{pi}s + K_{ii})F_m H_i u_i}{LCs^3 + \frac{L}{R_o}s^2 + s} \quad (13)$$

$$T_{v2}(s) = \frac{(K_{pi}s + K_{ii})(K_{pv}s + K_{iv})F_m H_v u_i}{(1 + T_{i2}(s))\left(LCs^4 + \frac{L}{R_o}s^3 + s^2\right)} \quad (14)$$

由式(12)~(14)可得闭环特征方程如下:

$$D(s) = s^4 + \frac{a_3}{a_1}s^3 + \frac{(a_2 + a_7)}{a_1}s^2 + \frac{(a_4 + a_5)}{a_1}s + \frac{a_6}{a_1} \quad (15)$$

$$\text{式中: } \begin{cases} a_1 = LC \\ a_2 = F_m H_v u_i K_{pi} K_{pv} \\ a_3 = F_m H_i u_i K_{pi} C + L/R_o \\ a_4 = F_m H_v u_i (K_{pv} K_{ii} + K_{pi} K_{iv}) \\ a_5 = F_m H_i u_i K_{ii}/R_o \\ a_6 = F_m H_v u_i K_{ii} K_{iv} \\ a_7 = F_m H_i u_i (K_{ii} C + K_{pi}/R_o) + 1 \end{cases}$$

期望闭环主导极点 $s_{1,2} = -\zeta\omega_n \pm j\omega_n\sqrt{1-\zeta^2}$, 非主导极点 $s_3 = -n_1\zeta\omega_n, s_4 = -n_2\zeta\omega_n$, 其中 ζ, ω_n 为期望阻尼比和无阻尼振荡频率, n_1 和 n_2 均为大于 0 的常数。由期望闭环极点可得期望闭环系统特征方程:

$$D_i(s) = (s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2)(s + n_1\zeta\omega_n)(s + n_2\zeta\omega_n) \quad (16)$$

当阻尼比 $\zeta = 0.707$, 无阻尼振荡频率 $\omega_n = 2\,500 \text{ rad/s}$, 非主导极点参数 n_1 和 n_2 取为 10, 将式(15)和(16)系数

对应相等并代入表 1 所示 Buck 变换器参数, 可得 PI 控制器参数, 进而得到 CCM 内外环传递函数式(13)和(14)的具体表达式。同理, 将式(8)和(9)代入式(13)和(14), 结合 CCM 的 PI 控制器参数, 即可得到 DCM 电流内环及电压外环开环传递函数。

表 1 Buck 变换器参数

Table 1 Parameters of Buck converter

参数项	参数值
输入电压 u_i/V	300
输出电压 u_o/V	50
开关周期 $T/\mu\text{s}$	100
滤波电感 L/mH	1
输出电容 $C/\mu\text{f}$	1\,000
CCM 输出电阻 R_o/Ω	9.1
DCM 输出电阻 R_o/Ω	45
PWM 调制器增益 F_m	1/2
电感电流采样系数 H_i	1/200
输出电压采样系数 H_v	1/200

1.3 平均电流控制动态性能

根据上节分析可绘制出 CCM 与 DCM 电流内环和电压外环开环传递函数伯德图, 分别如图 3 和 4 所示。

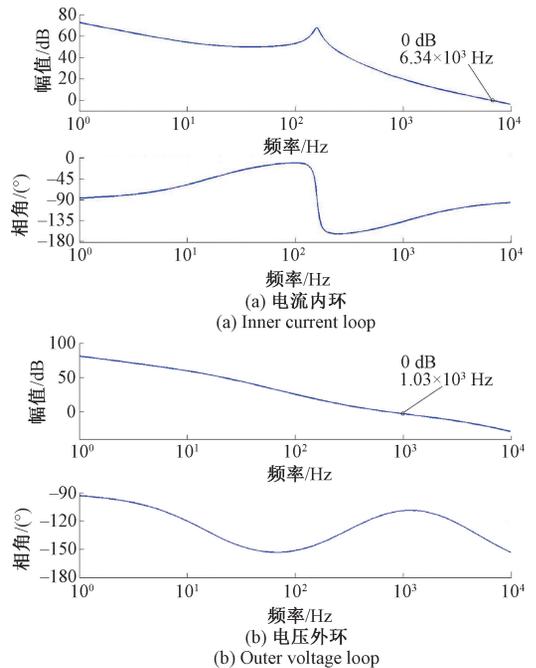


图 3 CCM 开环传递函数伯德图

Fig. 3 Bode diagram of open-loop transfer function in CCM

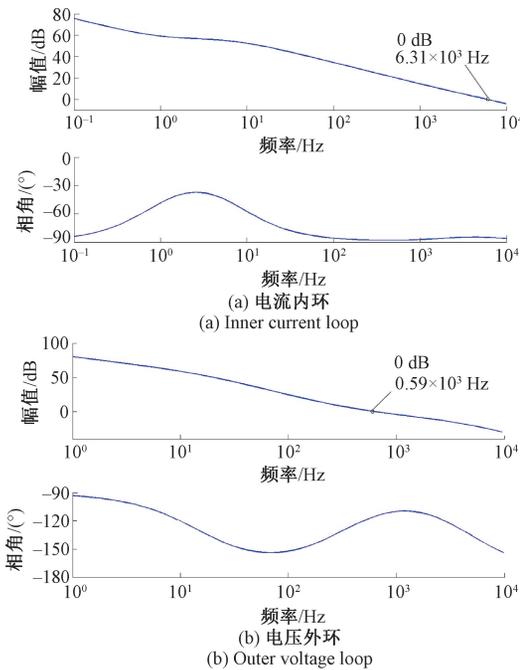


图 4 DCM 开环传递函数伯德图

Fig. 4 Bode diagram of open-loop transfer function in DCM

由图 3 和 4 可以看出,平均电流控制系统电流内环和电压外环相位裕度均超过了 50° ,表明系统具有较好的稳定性。对比图 4 和 3 可知,DCM 和 CCM 的电流内环穿越频率分别为 6.34 和 6.31 kHz,二者接近说明两种模式电流内环动态性能基本一致。DCM 和 CCM 的电压外环穿越频率分别为 0.59 和 1.03 kHz,二者相差较大,说明两种模式电压外环动态性能差异明显,并且 DCM 电压外环动态性能相对较差。可见,电压外环是影响 CCM/DCM 动态响应的关键因素,改善电压外环控制是提高 DCM/CCM 动态性能的有效手段。

2 滑模 PI 混合控制策略

2.1 滑模 PI 混合控制系统结构

在兼顾稳态性能的基础上为了提高导通模式切换过程的快速性,本文提出一种基于 DCM/CCM 转换状态判断的 Buck 变换器滑模 PI 混合控制策略,如图 5 所示。

该策略电感电流内环为 PI 控制器,电压外环为根据控制条件切换的滑模控制器与 PI 控制器,Buck 变换器输出电压偏差作为电压外环输入,电感电流偏差作为电流内环输入,调制波与锯齿载波比较生成 PWM 信号控制开关管 S 通断。该策略电压外环在系统处于稳态时采用 PI 控制,由 DCM 到 CCM 的动态过程切换为滑模控制,待输出电压 u_o 稳定后再切换回 PI 控制。通过对电压外环进行合理切换混合控制,可有效利用滑模控制的

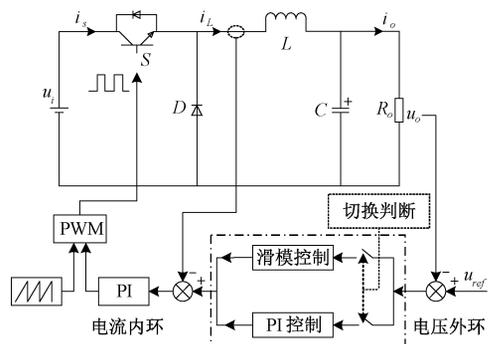


图 5 Buck 变换器混合控制策略

Fig. 5 Hybrid control of Buck converter

高动态特性^[20-25],又能获得 PI 控制的良好稳态性能。本策略要点在于 DCM 和 CCM 两种模式的准确判断。

2.2 滑模 PI 混合控制系统结构

参考输出电压为 u_{ref} ,选取输出电压 u_o 为状态变量,定义输出电压误差变量 Δu 及其一阶导数如下:

$$\begin{cases} x_1 = \Delta u = u_{ref} - u_o(t) \\ x_2 = \dot{x}_1 = -\frac{du_o(t)}{dt} \end{cases} \quad (17)$$

DCM 和 CCM 输出电压状态空间平均方程为:

$$\frac{du_o(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{R_o C}u_o(t) \quad (18)$$

通过输出电压误差及其导数构造滑模面如下:

$$s = mx_1 + x_2 \quad (19)$$

式中: m 为滑模面参数,且 $m > 0$ 。

采用如下可减小抖振的新型趋近律^[12]:

$$\begin{cases} \dot{s} = -k_1 \operatorname{arcsinh}(b|x_1|) \operatorname{sgn}(s) - k_2 s \\ \lim_{t \rightarrow \infty} |x_1| = 0, k_1 > 0, b > 0, k_2 > 0 \end{cases} \quad (20)$$

式中: k_1 、 b 和 k_2 为趋近律参数, $\operatorname{arcsinh}(\cdot)$ 为反双曲正弦函数, $\operatorname{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

由式(17)和(18)可得:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 = -\frac{du_o(t)}{dt} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} \left(\frac{du_o(t)}{dt} \frac{1}{R_o} - \frac{di_L(t)}{dt} \right) \end{cases} \quad (21)$$

由式(19)~(21)可得电压外环滑模控制器如下:

$$i_{Lref} = \left(Ck_2 + Cm - \frac{1}{R_o} \right) x_1 + Cmk_2 \int x_1 dt + Ck_1 \operatorname{arcsinh}(b|x_1|) \operatorname{sgn}(s) \quad (22)$$

2.3 DCM/CCM 判断

本文通过比较电感电流平均值与临界模式电感电流平均值来判断 Buck 变换器的工作模式。由于实际 DCM 电感电流平均值难以直接获取,本文在电感电流上升沿

中点处采样,将 DCM 和 CCM 两种模式的电感电流采样值进行校正后得到电感电流平均值,进而准确判断变换器工作模式。

图6为 Buck 变换器电感电流及 PWM 电压波形,其中, i_L 为电感电流, v_{pwm} 为 PWM 电压, i_{Lmax} 为电感电流最大值, i_{Ln} 为电感电流采样值。

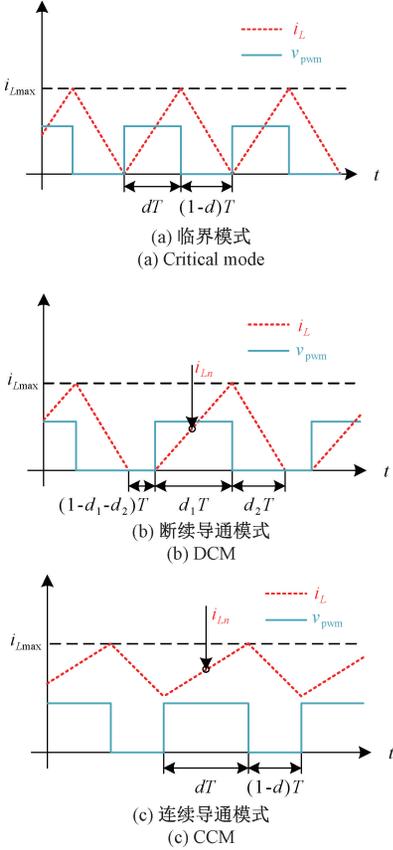


图6 电感电流及 PWM 电压波形

Fig.6 Waveforms of inductor current and PWM voltage

图6(a)为临界模式电感电流及 PWM 波形。在 $[0, dT]$ 时间段内工作状态如图1(a)所示, $i_{Lmax} = (u_i - u_o)dT/L$ 。同时,占空比 $d = u_o/u_i$ 。因此,可以得到临界模式的电感电流平均值 I_L 如下:

$$I_L = \frac{(u_i - u_o) u_o T}{2u_i L} \quad (23)$$

图6(b)为 DCM 电感电流及 PWM 电压波形。DCM 电感电流平均值表示如下:

$$\bar{i}_L = i_{Ln} (d_1 + d_2) \quad (24)$$

在 $[0, d_1T]$ 时间区间内工作状态如图2(a)所示, $i_{Lmax} = (u_i - u_o)d_1T/L$ 。在 $[d_1T, (d_1+d_2)T]$ 时间区间内工作状态如图2(b)所示, $i_{Lmax} = u_o d_2 T/L$ 。由此可得:

$$d_1 + d_2 = \frac{u_i d_1}{u_o} \quad (25)$$

由式(24)和(25)得 DCM 电感电流平均值为:

$$\bar{i}_L = i_{Ln} \frac{u_i d_1}{u_o} \quad (26)$$

图6(c)为 CCM 电感电流及 PWM 电压波形,此时电感电流平均值可以表示为:

$$\bar{i}_L = i_{Ln} = i_{Ln} \frac{u_i d}{u_o} \quad (27)$$

综合式(26)和(27),在电感电流上升沿中点处采样,DCM 和 CCM 电感电流平均值可以统一表示为:

$$\bar{i}_L = i_{Ln} \frac{u_i d_n}{u_o} \quad (28)$$

式中: d_n 代表 DCM 和 CCM 下的占空比。

综上所述,可得 DCM 与 CCM 判断方法如下:

$$\begin{cases} i_{Ln} \frac{u_i d_n}{u_o} \geq \frac{(u_i - u_o) u_o T}{2u_i L}, & \text{CCM} \\ i_{Ln} \frac{u_i d_n}{u_o} < \frac{(u_i - u_o) u_o T}{2u_i L}, & \text{DCM} \end{cases} \quad (29)$$

3 仿真实验

应用 Simulink 对提出的滑模 PI 混合控制策略进行建模和仿真,系统参数如表1所示,DCM 和 CCM 负载电流分别是 1.1 和 5.5 A。图7为平均电流控制 DCM/CCM 转换过程仿真结果。由图7可见,当 1.2 s 时由 DCM 切换至 CCM,输出电压 u_o 跌落约 16 V,经过约 170 ms 恢复稳态,输出电压跌落较大且调节时间长,动态性能较差。

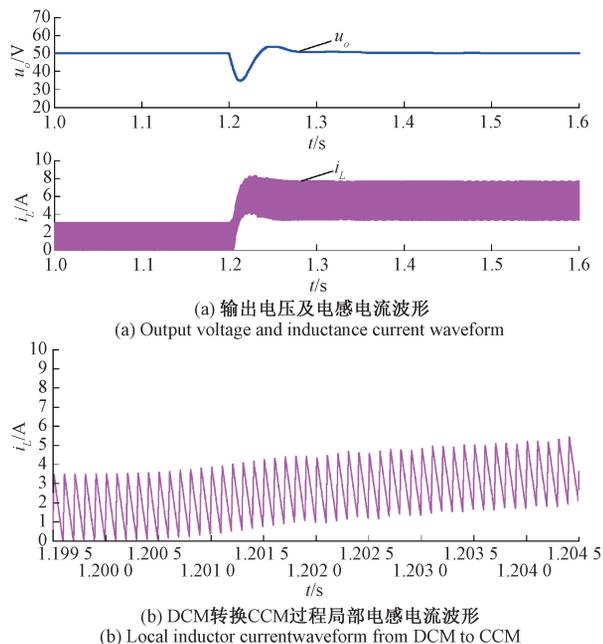
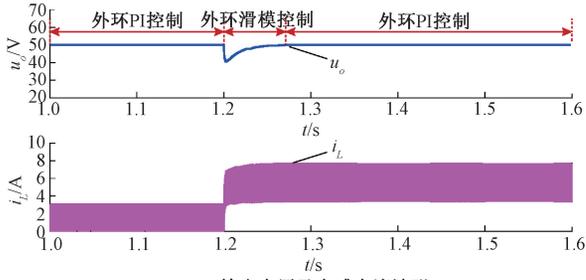


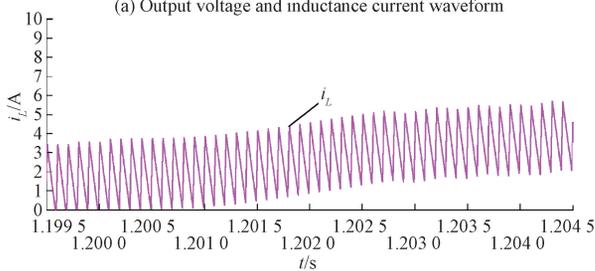
图7 平均电流控制仿真结果

Fig.7 Simulation results of average current control

图 8 为提出的混合控制由 DCM 转换至 CCM 的仿真结果。其中, u_o 和 i_L 分别为输出电压 u_o 及电感电流波形。由图 8 可以看出, 当 1.2 s 时由 DCM 切换至 CCM, 输出电压跌落约 10 V, 经过约 60 ms 恢复稳态。比较上述仿真结果可见, Buck 变换器在相同负载条件下由 DCM 切换至 CCM 时, 与平均电流控制方法相比, 本文提出的混合控制策略的输出电压跌落降低了约 37.5%, 输出电压动态恢复时间缩短了约 65%, 拥有更好的动态性能。



(a) 输出电压及电感电流波形
(a) Output voltage and inductance current waveform



(b) DCM转换CCM过程局部电感电流波形
(b) Local inductor current waveform from DCM to CCM

图 8 混合控制仿真结果

Fig. 8 Simulation results of hybrid control

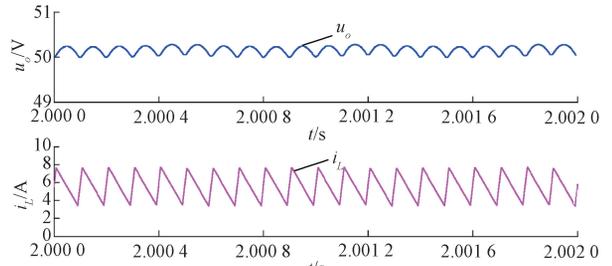
图 9 为 CCM 工况下滑模外环控制和本文提出的滑模 PI 混合控制的稳态性能仿真结果。可以看出, Buck 变换器的输出电压波动分别约为 0.2 和 0.1 V, 基于 PI 外环的混合控制的稳态性能更好。

4 实验验证

为了验证本文提出的混合控制策略, 构建了由 Buck 变换器、负载电阻、电源以及示波器等组成的实验平台, 如图 10 所示, 实验参数如表 1 所示。

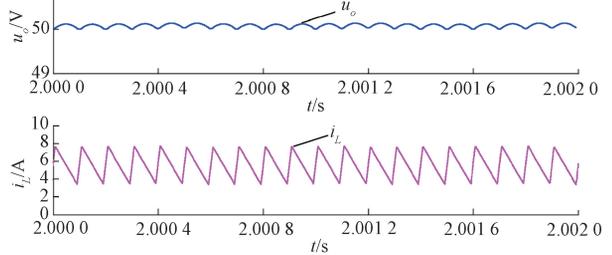
图 11 为平均电流控制 DCM/CCM 过程实验波形。可以看出, 由 DCM 切换至 CCM 时, 输出电压 u_o 跌落约 17 V, 经过约 200 ms 恢复稳态, 电压跌落较大且调节时间长, 动态性能较差。

图 12 为本文提出的混合控制的 DCM/CCM 实验波形。由图 12 可见, 输出电压 u_o 跌落约 11 V, 经过约 70 ms 恢复稳态。比较可见, 在相同负载条件下由 DCM 切换至 CCM 时, 与平均电流控制方法相比, 本文提出的



(a) 电压外环滑模控制

(a) Sliding mode control for outer voltage loop



(b) 混合控制
(b) Hybrid control

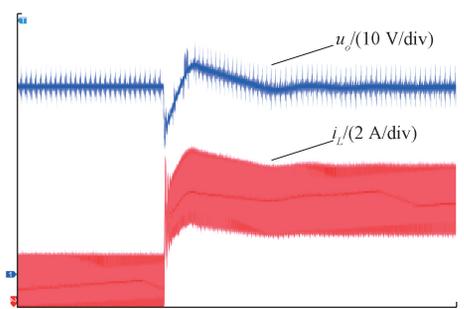
图 9 稳态性能仿真结果

Fig. 9 Simulation results of steady-state performance



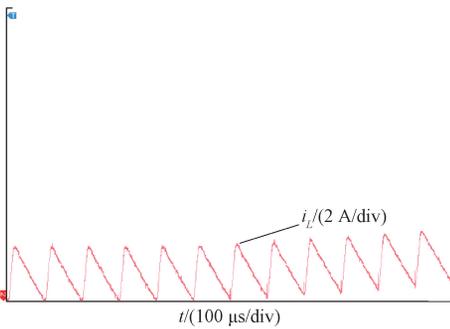
图 10 Buck 变换器实验平台

Fig. 10 Experimental platform of Buck converter



(a) 输出电压及电感电流波形

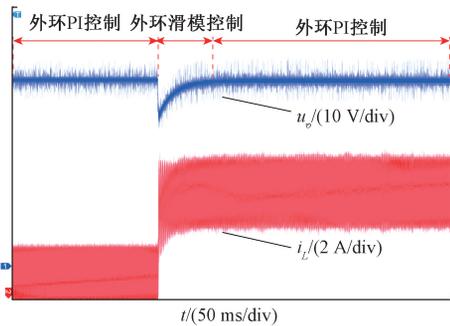
(a) Output voltage and inductance current waveform



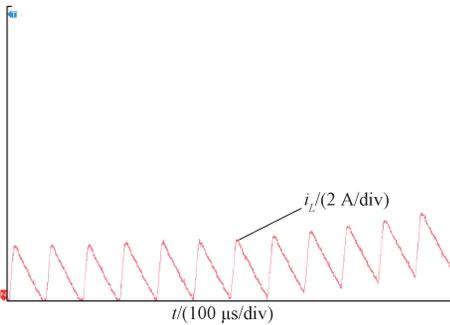
(b) DCM/CCM局部电感电流波形
(b) Local inductor current waveform from DCM to CCM

图 11 平均电流控制实验结果

Fig. 11 Experimental results of average current control



(a) 输出电压及电感电流波形
(a) Output voltage and inductance current waveform



(b) DCM/CCM局部电感电流波形
(b) Local inductor current waveform from DCM to CCM

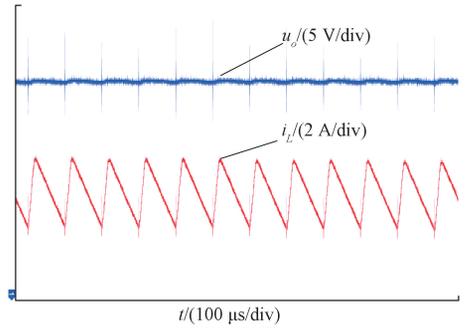
图 12 混合控制实验结果

Fig. 12 Experimental results of hybrid control

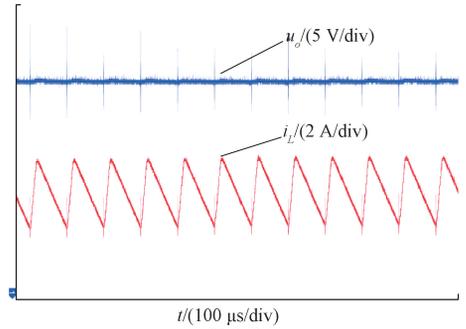
混合控制策略的输出电压跌落降低了约 35.3%，输出电压动态恢复时间缩短了约 65%，拥有更好的动态性能。

图 13 为 CCM 工况下滑模外环控制和本文提出的滑模 PI 混合控制的稳态性能实验结果。可以看出，两种控制方式下 Buck 变换器的输出电压波动分别约为 0.25 和 0.12 V，基于 PI 外环的混合控制的稳态性能更好，其输出电压稳态波动降低了约 52%。

综合上述仿真和实验结果，不同控制方法的稳态和动态性能比较如表 2 和 3 所示。可见，相较于滑模控制



(a) 电压外环滑模控制
(a) Sliding mode control for outer voltage loop



(b) 混合控制
(b) Hybrid control

图 13 稳态性能实验结果

Fig. 13 Experimental results of steady-state performance

的电压外环，本文提出的混合控制策略具有更好的稳态性能。同时，与传统平均电流控制方法相比，该混合控制策略具有显著的动态性能优势。

表 2 稳态性能比较

Table 2 Steady-state performance comparison

输出 50 V 稳态性能	滑模外环控制		混合控制	
	仿真	实验	仿真	实验
输出电压波动/V	0.2	0.25	0.1	0.12

表 3 动态性能比较

Table 3 Dynamic performance comparison

输出 50 V 动态性能	平均电流控制		混合控制	
	仿真	实验	仿真	实验
输出电压跌落/V	16	17	10	11
电压恢复时间/ms	170	200	60	70

5 结 论

本文面向 Buck 变换器 DCM/CCM 工作状态转换过程的高动态需求提出一种滑模 PI 混合控制策略，进行了相关理论分析与仿真及实验验证，结论如下。

1) 电压外环是影响 Buck 变换器 CCM/DCM 过程动态响应速度的关键因素,滑模控制器结合 PI 控制器用作电压外环,可兼顾稳态性能并显著改善 DCM/CCM 过程动态性能。相比于传统平均电流控制,其动态响应时间可缩短约 65%,电压跌落可降低约 35%。

2) Buck 变换器导通模式可通过与临界模式电感电流平均值比较进行判断,通过对 DCM 和 CCM 两种模式的电感电流采样值进行校正可获得电感电流平均值,进而准确判断变换器工作模式。

参考文献

[1] 台流臣,林明耀,王建华,等. 宽电压范围高速低压发电机交直变换器的平均电流控制策略[J]. 电工技术学报, 2015, 30(13):19-26.
TAI L CH, LIN M Y, WANG J H, et al. An average current control strategy of AC-DC converter for high-speed low voltage generators with wide voltage input [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(13):19-26.

[2] 张旭辉,温旭辉,赵峰. 电机控制器直流侧前置 Buck/Boost 双向变换器的母线电容电流控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30):23-29.
ZHANG X H, WEN X H, ZHAO F. Research on the bus capacitor current control scheme for Buck/Boost bidirectional converters in motor drive systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30):23-29.

[3] 刘征宇,许亚娟,余超,等. 基于 Buck-Boost 电路的分层均衡方案[J]. 仪器仪表学报, 2018, 39(11): 87-94.
LIU ZH Y, XU Y J, YU CH, et al. Hierarchical equalization scheme based on Buck-Boost circuit [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2018, 39(11): 87-94.

[4] ZHAO Y, QIAO W, HA D. A sliding-mode duty-ratio controller for DC/DC Buck converters with constant power loads [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(2):1448-1458.

[5] BROECK C, DONCKER R, RICHTER S, et al. Unified control of a Buck converter for wide-load-range applications [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(5): 4061-4071.

[6] QI W, LI S, TAN S, et al. Parabolic-modulated sliding-mode voltage control of a Buck converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 65(1): 844-854.

[7] 马皓,毛兴云,徐德鸿. 兼顾电感电流连续导通和断续运行模式的 DC/DC 电路建模和参数辨识[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(5):64-69.

MA H, MAO X Y, XU D H. Modeling and parameter identification of DC/DC converters in both CCM and DCM mode [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(5):64-69.

[8] LING R, MAKSIMOVIC D, LEYVA R. Second-order sliding-mode controlled synchronous Buck DC-DC converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(3): 2539-2549.

[9] LUIS M, GEMAIN G, MARCOS O, et al. Analysis and design of a sliding-mode strategy for start-up control and voltage regulation in a buck converter [J]. IET Power Electronic, 2013, 6(1): 52-59.

[10] 周国华,许建平. 开关变换器调制与控制技术综述[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(6): 815-831.
ZHOU G H, XU J P. A review of modulation and control techniques for switching converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(6): 815-831.

[11] 陈轶涵,韦微,龚春英. 平均电流控制型移相全桥 DC-DC 变换器输出阻抗及控制环路优化设计[J]. 电工技术学报, 2013, 28(4): 43-49.
CHEN Y H, WEI ZH, GONG CH Y. Study of output impedance and control loop optimization for average current mode control phase-shift full bridge DC-DC converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(4): 43-49.

[12] 刘晓东,葛玲,方炜,等. Buck-Boost 变换器线性与非线性复合控制[J]. 电机与控制学报, 2014, 18(11): 106-111.
LIU X D, GE L, FANG W, et al. Linear and nonlinear composite control strategy of the Buck-Boost converter [J]. Electric Machines and Control, 2014, 18(11): 106-111.

[13] CAVANINI L, CIMINI G, IPPOLITI G, et al. Model predictive control for pre-compensated voltage mode controlled DC-DC converters [J]. IET Control Theory & Applications, 2017, 11(15): 2514-2520.

[14] GUO T, WANG Z, WANG X, et al. A simple control approach for Buck converters with current-constrained technique [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2019, 27(1): 418-425.

[15] DING S, ZHENG W, SUN J, et al. Second-order slidingmode controller design and its implementation for Buck converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2018, 14(5): 1990-2000.

[16] IDIARTE E, MARCOS P, GIRAL R, et al. Direct digital design of a sliding mode-based control of a PWM synchronous Buck converter [J]. IET Power Electronics, 2017, 10(13): 1714-1720.

- [17] 吴宇, 皇甫宜耿, 张琳, 等. 大扰动 Buck-Boost 变换器的鲁棒高阶滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(7): 1740-1748.
WU Y, HUANGFU Y G, ZHANG L, et al. A robust high order sliding mode for Buck-Boost converters with large disturbances [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(7): 1740-1748.
- [18] 王艳敏, 曹雨晴, 夏红伟. Buck 变换器的电压电流双闭环终端滑模控制[J]. 电机与控制学报, 2016, 20(8): 92-97.
WANG Y M, CAO Y Q, XIA H W. Terminal sliding mode control for Buck converter with structure of voltage and current double closed loop [J]. Electric Machines and Control, 2016, 20(8): 92-97.
- [19] 郑长明, 张加胜, 许睿, 等. Buck 变换器的鲁棒离散积分滑模控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(20): 4306-4313.
ZHENG CH M, ZHANG J SH, XU R, et al. Robust discrete integral sliding mode control for Buck converters [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(20): 4306-4313.
- [20] 樊英, 周晓飞, 张向阳, 等. 基于新型趋近律和混合速度控制器的 IPMSM 调速系统滑模变结构控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(5): 9-18.
FAN Y, ZHOU X F, ZHANG X Y, et al. Sliding mode control of IPMSM system based on a new reaching law and a hybrid speed controller [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(5): 9-18.
- [21] 张晓光, 赵克, 孙力, 等. 永磁同步电机滑模变结构调速系统动态品质控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(15): 47-52.
ZHANG X G, ZHAO K, SUN L, et al. Sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on a novel exponential reaching law [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(15): 47-52.
- [22] 李政, 胡广大, 崔家瑞, 等. 永磁同步电机调速系统的积分型滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(3): 431-437.
LI ZH, HU G D, CUI J R, et al. Sliding-mode variable structure control with integral action for permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(3): 431-437.
- [23] 陈振, 耿洁, 刘向东. 基于积分时变滑模控制的永磁同步电机调速系统[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 56-61.
CHEN ZH, GENG J, LIU X D. An integral and exponential time-varying sliding mode control of permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 56-61.
- [24] JUNEJO A, XU W, MU C, et al. Adaptive speed control of PMSM drive system based a new sliding-mode reaching law [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12110-12121.
- [25] WANG Y, FENG Y, ZHANG X, et al. A new reaching law for antidisturbance sliding-mode control of PMSM speed regulation system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 4117-4126.

作者简介



崔楠, 2017 年于山东理工大学获得学士学位, 2020 年于北京工业大学获得硕士学位, 主要研究功率电源技术。

E-mail: cn18811021179@163.com

Cui Nan received his B.Sc. degree from Shandong University of Technology in 2017, received his M.Sc. degree from Beijing University of Technology in 2020. His main research interest is power supply.



许家群 (通信作者), 2003 年于沈阳工业大学获得博士学位, 北京工业大学副教授, 主要研究电力电子与电机控制。

E-mail: xjq@bjut.edu.cn

Xu Jiaqun (Corresponding author) received his Ph.D. degree from Shenyang University of Technology in 2003. He is currently an associate professor at Beijing University of Technology. His main research interests include power electronics and motor control.