DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.8.22 **中图分类号**：TM46 **文献标志码**：A

基于可变输出电容 Buck 变换器的混合补偿方案

张述森[1]，沈汉鑫[1]，郑清良[2]
(1.厦门理工学院光电与通信工程学院，厦门 361000；2.厦门英麦科芯集成科技有限公司，厦门 361000)

摘要：为提高峰值电流模式 PCM(peak current mode)控制非理想 Buck 变换器输出端的启动速度和抗负载冲击能力，提出 1 种基于可变输出电容的混合补偿方案。该方案在保证环路稳定性和动态响应性能的同时实现了输出电容和环路补偿参数可同步切换。建立 PCM 控制非理想 Buck 变换器的完整小信号模型，分析系统的开环传递函数受到不同输出电容参数对补偿网络的影响，并进行合理的环路补偿设计。仿真结果表明，补偿后的系统在不同条件变化下，穿越频率和相位裕度都能保持在 10 kHz(1/20 fsw)和 70°左右。设计输出电容参数和补偿参数同步切换电路，搭建 15 W 实验样机，实验结果进一步验证了所提方案的可行性。

关键词：峰值电流模式控制；Buck 变换器；环路补偿；稳定性

Hybrid Compensation Scheme Based on Buck Converter with Variable Output Capacitance

ZHANG Shusen[1], SHEN Hanxin[1], ZHENG Qingliang[2]
(1. School of Optoelectronic and Communication Engineering, Xiamen University of Technology, Xiamen 361000, China; 2. Inmicro Technology Co., Ltd., Xiamen 361000, China)

Abstract: A hybrid compensation scheme based on variable output capacitance is proposed to improve the start-up speed and anti-load impact capability of a non-ideal peak current mode (PCM) Buck converter, under which the loop stability and dynamic response performance are ensured while realizing the synchronous switching of output capacitance and loop compensation parameters. A complete small-signal model of the non-ideal PCM Buck converter is established, the open-loop transfer function of the system is analyzed to obtain the influence of different output capacitance parameters on the compensation network, and the design of reasonable loop compensation is carried out. Simulation results show that the compensated system can maintain the crossing frequency around 10 kHz (1/20 fsw) and the phase margin around 70° under a variety of conditions. Moreover, a synchronous switching circuit of output capacitance and compensation parameters is designed. Finally, a 15 W experimental prototype was built, and experimental results further verified the feasibility of the proposed scheme.

Keywords: Peak current mode (PCM) control; Buck converter; loop compensation; stability

峰值电流模式 PCM(peak current mode)控制非理想 Buck 变换器具有高效率、高可靠性、良好的动态特性和自带周期限流功能[1]等优点，被广泛应用于各领域中。在实际应用中，变换器需有快速的启动速度及对条件突变时的较强抵抗力[2]并保持良好的稳定性。变换器启动时间较短且为固定时间，因此变换器的输出电容都较小[3]，当负载接入输出端瞬间，输出端电压会产生大幅波动导致变换器或负载端工作异常。输出电容较大，则会引

收稿日期：2023-09-21；**修回日期**：2023-11-19；**录用日期**：2023-12-07；**网络首发日期**：2024-04-29
基金项目：福建省科技厅高校产学研项目(2019H6024)
This work is supported by the Industry-university-research Project of Fujian Provincial Department of Science and Technology under the grant 2019H6024

起变换器在启动过程中输入端电压产生大幅波动导致变换器或输入端工作异常。对于上述问题，可设置在启动期间输出电容为小容值参数，启动完成后为大容值参数，但输出电容参数不同，仅有 1 套补偿参数难以对不同输出电容参数的系统环路进行合理补偿。

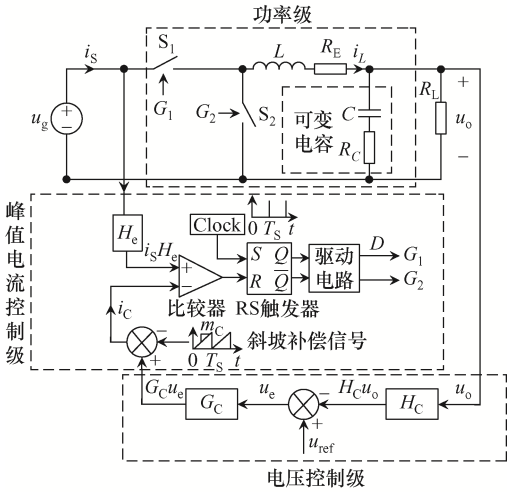
为了提高变换器的整体稳定性，文献[4-5]研究了不同的输出电容等效串联电阻 ESR(equivalent series resistance)对环路稳定性的影响，并对不同 ESR 的系统环路进行了合理的补偿，使环路具有良好的稳定性，然而没有考虑不同输出电容的容值对环路稳定性的影响且补偿方案不具有灵活性；文献[6]提出 1 种通过补偿参数切换电路对环路进行混合补偿的方法；文献[7]提出 1 种电压环补偿电路，产生 1 对频率不同且随零极辅助补偿电容变化的零点和极点对环路补偿进行微调，虽提高了环路补偿的灵活性，但变换器的输出电容为固定值，不能同时具备快速启动和抑制负载突变的能力。

基于此，本文提出 1 种输出电容参数和补偿参数能够同步切换对系统环路进行混合补偿的方案，对小信号模型进行分析得出了系统在不同输出电容参数下所需补偿网络的类型和参数，在此基础上设计了输出电容参数和补偿参数同步切换的电路。最后，通过仿真和实验验证了该方案的可行性。

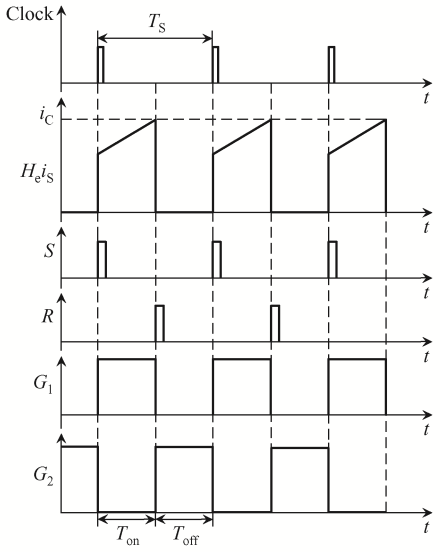
1　模型建立与分析

1.1　峰值电流模式控制的非理想 Buck 变换器

图 1(a)为 PCM 控制的非理想 Buck 变换器电路结构图，包含功率级、峰值电流控制级、电压控制级、本文所提可变输出电容 C 和其等效串联电阻 R_C。图中：S_1、S_2 为功率开关管；D 为 S_1 的占空比；u_g 为输入电压；u_o 为输出电压；i_S 为流经 S_1 的电流；L 为电感；i_L 为电感电流；R_L 为负载电阻；R_E 为 1 个开关周期内总等效平均电阻。控制量 i_C 由 u_o 经过电压采样网络 H_C 形成输出电压反馈量 $H_C u_o$，与基准电压 u_{ref} 相比较，产生 1 个误差信号 u_e，经过补偿网络 G_C 再叠加斜坡补偿信号 m_C 所得。电流反馈量 $i_S H_e$ 由流过 S_1 的电流 i_S 经过电流采样网络 H_e 所得。



(a) PCM控制的非理想Buck变换器电路结构图



(b) 工作波形

图 1　PCM 控制的非理想 Buck 变换器及其工作波形

Fig. 1 Non-ideal Buck converter under PCM control, and its operating waveforms

图 1(b)为 PCM 控制的非理想 Buck 变换器的工作波形。开关周期之初，由周期为 T_S 的时钟信号 Clock 置位 RS 触发器，此时 S=1、R=0，触发器输出 Q=1、$\overline{Q}$=0，驱动电路使控制信号 G_1 变为高电平导通 S_1，控制信号 G_2 变为低电平关断 S_2；在 T_{on} 时间段，$i_S H_e$ 随着 i_L 线性增大，当 $i_S H_e > i_C$ 时，比较器翻转并复位 RS 触发器，此时 S=0、R=1，触发器输出 Q=0、$\overline{Q}$=1，驱动电路使控制信号 G_1 变为低电

平关断 S_1，控制信号 G_2 变为高电平导通 S_2；在 T_{off} 时间段，$i_S H_e = 0$。然后直至下一个新的 Clock 到来，重复上述工作。

1.2 功率级模型建立

根据开关元件平均建模法与能量守恒法，对非理想 Buck 变换器进行建模[8]。图 2 为连续导电模式 CCM(continuous conduction mode)下非理想 Buck 变换器的小信号模型。图中：$\hat{d}$ 为占空比 D 的交流小信号分量；U_g 和 $\hat{u}_g$ 分别为输入电压的直流分量和交流小信号分量；$\hat{i}_L$ 和 $\hat{i}_S$ 分别为电感电流和流经 S_1 的电流的交流小信号分量；$\hat{u}_o$ 为输出电压的交流小信号分量。

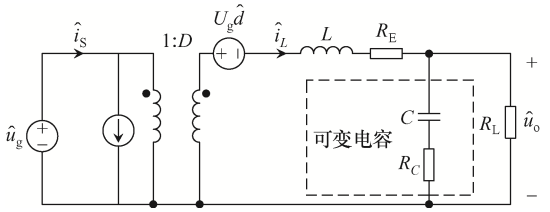


图 2 CCM 下非理想 Buck 变换器小信号等效模型

Fig. 2 Small-signal equivalent model of non-ideal Buck converter in CCM

由图 2 可得非理想 Buck 变换器功率级各级传递函数的表达式分别为

$$G_{vg}(s)=\left.\frac{\hat{u}_o(s)}{u_g(s)}\right|_{\hat{d}(s)=0}=\frac{DR_L}{R_L+R_E}\cdot\frac{1+s/\omega_{z1}}{1+\frac{s}{Q_f\omega_o}+\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \tag{1}$$

$$G_{vd}(s)=\left.\frac{\hat{u}_o(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}_g(s)=0}=\frac{U_gR_L}{R_L+R_E}\cdot\frac{1+s/\omega_{z1}}{1+\frac{s}{Q_f\omega_o}+\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \tag{2}$$

$$G_{ig}(s)=\left.\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{u}_g(s)}\right|_{\hat{d}(s)=0}=\frac{D}{R_L+R_E}\cdot\frac{1+s/\omega_{z2}}{1+\frac{s}{Q_f\omega_o}+\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \tag{3}$$

$$G_{id}(s)=\left.\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{u}_g(s)=0}=\frac{U_g}{R_L+R_E}\cdot\frac{1+s/\omega_{z2}}{1+\frac{s}{Q_f\omega_o}+\left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2} \tag{4}$$

式中：$G_{vd}(s)$ 和 $G_{id}(s)$ 为占空比 $\hat{d}(s)$ 至输出电压 $\hat{u}_o(s)$ 和电感电流 $\hat{i}_L(s)$ 的传递函数；$G_{vg}(s)$ 和 $G_{ig}(s)$ 为输入电压 $\hat{u}_g(s)$ 至输出电压 $\hat{u}_o(s)$ 和电感电流 $\hat{i}_L(s)$ 的传递函数；ω_o 为自由谐振频率，$\omega_o=\sqrt{\frac{R_L+R_E}{(R_L+R_C)LC}}$；$Q_f$ 为品质因数，$Q_f=\frac{\sqrt{(R_L+R_E)(R_L+R_C)LC}}{R_LR_EC+R_LR_CC+R_CR_EC+L}$；$\omega_{z1}$、$\omega_{z2}$ 为零点，$\omega_{z1}=\frac{1}{R_CC}$，$\omega_{z2}=\frac{1}{(R_C+R_L)C}$。

因此可得到电感电流平均值扰动量 $\hat{i}_L(s)$ 和输出电压平均值扰动量 $\hat{u}_o(s)$ 的表达式分别为

$$\hat{i}_L(s)=G_{id}(s)\hat{d}(s)+G_{ig}(s)\hat{u}_g(s) \tag{5}$$

$$\hat{u}_o(s)=G_{vd}(s)\hat{d}(s)+G_{vg}(s)\hat{u}_g(s) \tag{6}$$

1.3 完整模型建立

电感电流平均值 $\bar{i}_L(t)$ 在 1 个开关周期内的表达式[9]为

$$\bar{i}_L(t)=\bar{i}_C(t)-m_CdT_S-m_1d^2T_S/2-m_2d'^2T_S/2 \tag{7}$$

式中：$\bar{i}_C(t)$ 为电压控制级的输出作为峰值电流控制级的控制量平均值；d 为占空比；m_1 和 m_2 分别为电感电流上升阶段 ($t\in[0,dT_S]$) 和下降阶段 ($t\in[dT_S,T_S]$) 的斜率。在峰值电流模式中，当 $D>0.5$ 时，电流环会出现次谐波振荡，引起系统不稳定，因此加入斜坡补偿消除次谐波振荡是必要的[10]。对式(7)中的各变量进行分离扰动[11]，使各变量为对应的直流分量与交流小信号分量之和，即

$$\begin{cases}\bar{i}_L(t)=I_L+\hat{i}_L(t)\\ \bar{i}_C(t)=I_C+\hat{i}_C(t)\\ d=D+\hat{d}(t)\\ m_1=M_1+\hat{m}_1\\ m_2=M_2+\hat{m}_2\\ m_C=M_C\end{cases} \tag{8}$$

式中：I_L、I_{C}、M_1、M_2、$\hat{m}_1$、$\hat{m}_2$、M_{C}分别为电感电流、控制量、电感电流上升斜率、电感电流下降斜率、电感电流上升斜率的交流小信号分量、电感电流下降斜率的交流小信号分量、斜坡补偿斜率。m_{C}由控制电路决定，其扰动量可以忽略不计，即$m_{\mathrm{C}}=M_{\mathrm{C}}$。将式(8)代入式(7)，去除直流分量，并忽略高阶微小量，化简可得占空比$\hat{d}(t)$的表达式为

$$\hat{d}(t)=F_{\mathrm{m}}[\hat{i}_{\mathrm{C}}(t)-\hat{i}_L(t)-F_{\mathrm{g}}\hat{v}_{\mathrm{g}}(t)-F_v\hat{v}_{\mathrm{o}}(t)] \tag{9}$$

式中：F_{m}为公共反馈系数；F_{g}、F_v分别为输入、输出电压扰动量对占空比的影响系数，表明了占空比$d(t)$受电压控制级的控制量、电感电流、输入电压、输出电压等诸多变量的共同控制[12]。功率开关管S_1、S_2的导通电阻R_{S_1}、R_{S_2}和电感的等效串联电阻R_L等非理想因数后的各系数分别为

$$\begin{cases} F_{\mathrm{m}}=\dfrac{1}{(M_1+M_{\mathrm{C}})T_{\mathrm{S}}} \\ F_{\mathrm{g}}=D^2T_{\mathrm{S}}/(2L) \\ F_v=\dfrac{(1-2D)T_{\mathrm{S}}}{2L}+\dfrac{(1-2D)K_2+D^2(K_2-K_1)}{2L} \\ K_1=(R_{\mathrm{S}_1}+R_{\mathrm{L}})/R_{\mathrm{L}} \\ K_2=(R_{\mathrm{S}_2}+R_{\mathrm{L}})/R_{\mathrm{L}} \end{cases} \tag{10}$$

在式(5)、式(6)和式(9)2 种模型的基础上，加入文献[9]的电压控制级模型和电流采样模型[13],可以建立包含功率级、峰值电流控制级及电压控制级的 CCM 下 PCM 控制非理想 Buck 变换器的完整小信号模型，如图 3 所示。

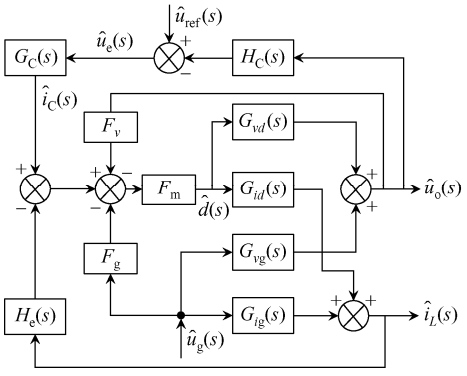


图 3　CCM 下非理想 Buck 变换器完整小信号模型

Fig. 3 Complete small-signal model of non-ideal Buck converter in CCM

1.4 电压环路分析

图 3 中，关闭电流环路，即电感电流扰动量$\hat{i}_L(s)=0$，可得到电压环路的小信号模型如图 4 所示。

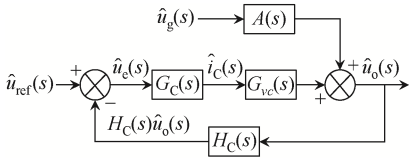


图 4　电压环的小信号模型

Fig. 4 Small-signal model of voltage loop

通过图 4 可以得到电压环路增益$T_{\mathrm{V}}(s)$的表达式为

$$T_{\mathrm{V}}(s)=H_{\mathrm{C}}(s)G_{\mathrm{C}}(s)G_{vc}(s) \tag{11}$$

式中，$G_{vc}(s)$为 PCM 控制非理想 Buck 变换器的等效功率级传递函数。

将式(2)和式(4)代入等效功率级传递函数，可求出等效功率级传递函数的表达式为

$$G_{vc}(s)=\left.\frac{\hat{v}_{\mathrm{o}}(s)}{\hat{i}_{\mathrm{C}}(s)}\right|_{\hat{v}_{\mathrm{g}}(s)=0}=\frac{F_{\mathrm{m}}G_{vd}(s)}{1+F_{\mathrm{m}}[G_{id}(s)+F_vG_{vd}(s)]}=$$

$$\frac{F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}}(1+s/\omega_{\mathrm{z1}})}{R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}+F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}+F_{\mathrm{m}}F_vU_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}}+s\left(\dfrac{R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}}{Q_{\mathrm{f}}\omega_{\mathrm{o}}}+\dfrac{F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}}{\omega_{z2}}+\dfrac{F_{\mathrm{m}}F_vU_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}}}{\omega_{\mathrm{z1}}}\right)} \tag{12}$$

一般情况下，PCM 控制的变换器满足品质因子$Q_{\mathrm{c}}>0.5$，等效功率级传递函数具有 2 个实极点[14]，定义低频极点角频率为ω_{pl}，高频极点角频率为ω_{ph}，则有

$$\begin{cases} \omega_{\mathrm{pl}}=\dfrac{\omega_{\mathrm{c}}}{Q_{\mathrm{c}}}\cdot\dfrac{1-\sqrt{1-4Q_{\mathrm{c}}^2}}{2} \\ \omega_{\mathrm{ph}}=\dfrac{\omega_{\mathrm{c}}}{Q_{\mathrm{c}}}\cdot\dfrac{1+\sqrt{1-4Q_{\mathrm{c}}^2}}{2} \end{cases} \tag{13}$$

式中：$\omega_{\mathrm{c}}=\omega_{\mathrm{o}}\cdot\sqrt{\dfrac{R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}+F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}+F_{\mathrm{m}}F_vU_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}}}$；$Q_{\mathrm{c}}=\dfrac{\sqrt{(R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}+F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}+F_{\mathrm{m}}F_vU_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}})(R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}})}}{(R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}})/Q_{\mathrm{f}}+(F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}\omega_{\mathrm{o}})/\omega_{z2}+(F_{\mathrm{m}}F_vU_{\mathrm{g}}\omega_{\mathrm{o}})/\omega_{\mathrm{z1}}}$。

因此 PCM 控制非理想 Buck 变换器的等效功率传递函数表达式可化简为

$$G_{vc}(s)=\frac{G_{vc0}(s)\cdot(1+s/\omega_{z1})}{(1+s/\omega_{pl})(1+s/\omega_{ph})} \tag{14}$$

式中，$G_{vc0}=\dfrac{F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}}}{R_{\mathrm{L}}+R_{\mathrm{E}}+F_{\mathrm{m}}U_{\mathrm{g}}+F_{\mathrm{m}}F_{v}U_{\mathrm{g}}R_{\mathrm{L}}}$。

通过式(14)可以看出，PCM 控制非理想 Buck 变换器的等效功率级传递函数具有 2 个实极点，若这 2 个极点位置分得很开，高频极点位于高频段，甚至在穿越频率之后，则等效功率级中频段的幅频特性将以−20 dB/dec斜率下降，与理想中频段特性相符，有利于环路的稳定。

2 模型仿真与补偿

2.1 模型仿真

为分析变换器在不同输出电容参数下的幅频特性，利用 Mathcad 进行仿真分析，其中，输入电压选取 20 V，输出电流选取 3 A。变换器主要参数见表 1。

表 1 变换器主要参数

Tab. 1 Main parameters of converter

参数	数值
输入电压范围V_{in}/V	6~20
输出电压V_{out}/V	5
输出电流范围I_{o}/A	0.5~3.0
电感L/μH	30
电感等效串联电阻R_{L}/mΩ	50
输出小电容C_1/uF	44
输出小电容串联等效电阻R_{C_1}/mΩ	0.9
输出大电容C_2/μF	820
输出大电容串联等效电阻R_{C_2}/mΩ	5
开关频率f/kHZ	200
开关管S_1，S_2导通电阻R_{S_1}，R_{S_2}/mΩ	20
系统内部基准电压V_{ref}/V	1

将上述参数代入式(14)并化简，可得无电压环路补偿网络时，即$H_{\mathrm{C}}(s)=1$、$G_{\mathrm{C}}(s)=1$时，输出小电容参数的系统开环传递函数$T_{\mathrm{V0,small}}(s)$为

$$T_{\mathrm{V0,small}}(s)=\frac{G_{vc0,\mathrm{small}}(s)\cdot\left(1+\dfrac{s}{\omega_{z1,\mathrm{small}}}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{\omega_{pl,\mathrm{small}}}\right)\left(1+\dfrac{s}{\omega_{ph,\mathrm{small}}}\right)}=1.863\times\frac{\left(1+\dfrac{s}{2.525\times10^{7}}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{1.856\times10^{4}}\right)\left(1+\dfrac{s}{2.076\times10^{5}}\right)} \tag{15}$$

同理，输出大电容参数的系统开环传递函数$T_{\mathrm{V0,large}}(s)$为

$$T_{\mathrm{V0,large}}(s)=\frac{G_{vc0,\mathrm{large}}(s)\cdot\left(1+\dfrac{s}{\omega_{z1,\mathrm{large}}}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{\omega_{pl,\mathrm{large}}}\right)\left(1+\dfrac{s}{\omega_{ph,\mathrm{large}}}\right)}=1.863\times\frac{\left(1+\dfrac{s}{2.315\times10^{5}}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{921\times10^{4}}\right)\left(1+\dfrac{s}{2.124\times10^{5}}\right)} \tag{16}$$

由式(15)和式(16)可知，输出小电容参数的系统开环传递函数为：穿越频率 2 kHz，相位裕度 140°，低频增益 1.8 dB。输出大电容参数的系统开环传递函数为：穿越频率 110 Hz，相位裕度 143°，低频增益 1.8 dB。两者都存在低频段增益低、穿越频率低、相位裕度过大等问题。两者主要区别在于不同的输出电容参数导致系统的低频极点和输出电容零点不同，因此环路稳定所需的补偿网络的类型和参数也不同。

2.2 补偿网络分析与设计

设加入补偿网络后系统开环传递函数$T_{\mathrm{V}}(s)$的穿越频率为$1/20f=10$ kHz，相位裕度为 70°。根据系统稳定的要求[15]可以得到，输出小电容参数补偿网络的传递函数$G_{C,\mathrm{small}}(s)$为

$$G_{C,\mathrm{small}}(s)=G_{0,\mathrm{small}}\cdot(1+\omega_{\mathrm{z,small}}/s) \tag{17}$$

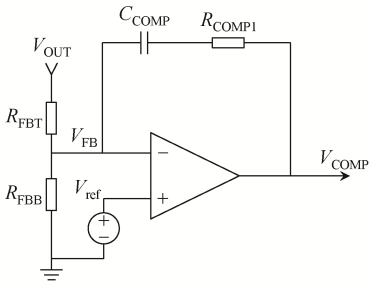
式中：$G_{0,\mathrm{small}}=R_{\mathrm{COMP1}}/R_{\mathrm{FBT}}$，$R_{\mathrm{COMP1}}$为 2a 型补偿电阻，$R_{\mathrm{FBT}}$为分压上阻；$\omega_{\mathrm{z,small}}=1/(R_{\mathrm{COMP1}}C_{\mathrm{COMP}})$，$C_{\mathrm{COMP}}$为 2a 和 2 型补偿电容。

同理，输出大电容参数补偿网络的传递函数$G_{C,\mathrm{large}}(s)$为

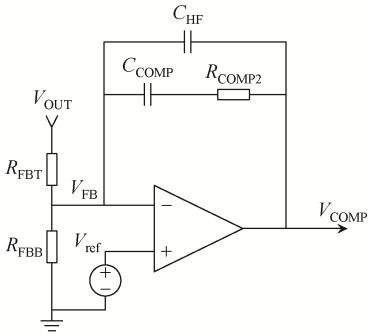
$$G_{C,\text{large}}(s)=G_{0,\text{large}}\cdot\frac{1+\omega_{z,\text{large}}/s}{1+s/\omega_{p,\text{large}}} \tag{18}$$

式中：$G_{0,\text{large}}=\dfrac{R_{\text{COMP1}}}{R_{\text{FBT}}}\cdot\dfrac{C_{\text{COMP}}}{C_{\text{COMP}}+C_{\text{HF}}}$，$C_{\text{HF}}$ 为 2 型补偿电容；$\omega_{z,\text{large}}=\dfrac{1}{R_{\text{COMP2}}C_{\text{COMP}}}$，$R_{\text{COMP2}}$ 为 2 型补偿电阻；$\omega_{p,\text{large}}=\dfrac{1}{R_{\text{COMP2}}\cdot\dfrac{C_{\text{COMP}}C_{\text{HF}}}{C_{\text{COMP}}+C_{\text{HF}}}}$。

式(17)和式(18)分别对应 2a 型和 2 型补偿网络，如图 5 所示。



(a) 2a型补偿网络



(b) 2型补偿网络

图 5　补偿网络

Fig. 5 Compensation network

经计算，输出小电容参数的补偿网络取值为：$R_{\text{FBT}}=10\ \text{k}\Omega$，$R_{\text{FBB}}=2.5\ \text{k}\Omega$，$C_{\text{COMP}}$=460 pF，$R_{\text{COMP1}}$=150 kΩ。输出大电容参数的补偿网络取值为：$R_{\text{FBT}}=10\ \text{k}\Omega$，$R_{\text{FBB}}=2.5\ \text{k}\Omega$，$C_{\text{COMP}}$=460 pF，$R_{\text{COMP2}}$=3 MΩ，$C_{\text{HF}}$=1.5 pF。

将参数代入式(17)，再将式(14)和式(17)代入式(11)得补偿后小电容参数系统的开环传递函数 $T_{\text{V,small}}(s)$ 为

$$T_{\text{V,small}}(s)=G_{C,\text{small}}(s)G_{vc,\text{samll}}(s)H_C(s)=78.665\times\frac{\left(1+\dfrac{s}{2.525\times10^7}\right)\left(1+\dfrac{1.449\times10^4}{s}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{1.856\times10^4}\right)\left(1+\dfrac{s}{2.076\times10^5}\right)} \tag{19}$$

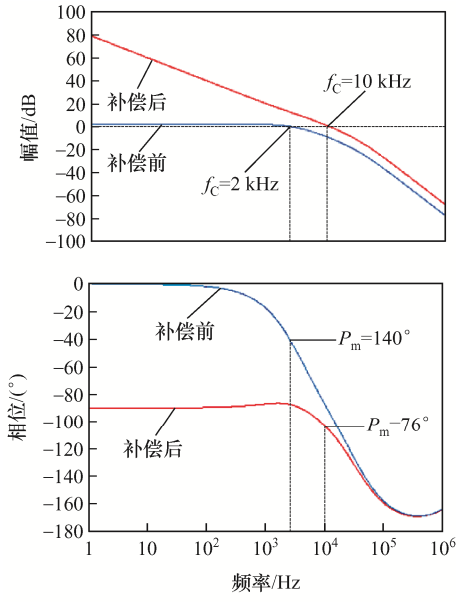
将参数代入式(18)，再将式(14)和式(18)代入式(11)得补偿后大电容参数系统的开环传递函数 $T_{\text{V,large}}(s)$ 为

$$T_{\text{V,large}}(s)=G_{C,\text{large}}(s)G_{vc,\text{large}}(s)H_C(s)=78.655\times\frac{\left(1+\dfrac{s}{2.315\times10^5}\right)\left(1+\dfrac{724.683}{s}\right)}{\left(1+\dfrac{s}{921\times10^4}\right)\left(1+\dfrac{s}{2.229\times10^5}\right)} \tag{20}$$

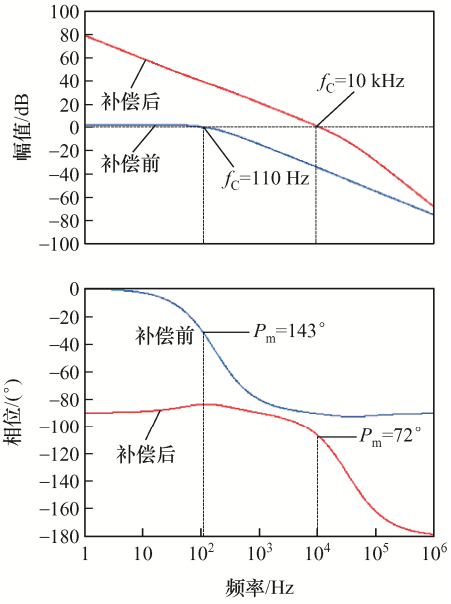
式中，电压采样网络的传递函数为 $H_C(s)=1/5$（输出电压 $V_{\text{out}}=5\ \text{V}$，基准电压 $V_{\text{ref}}=1\ \text{V}$）。

用 Mathcad 对式(15)、式(16)、式(19)、式(20)仿真可得补偿前后系统的开环传递函数伯德图，如图 6 所示。可以看出，补偿后小电容参数的开环传递函数为：穿越频率 f_C=10 kHz，相位裕度 P_m=76°。大电容参数的开环传递函数为：穿越频率 f_C=10 kHz，相位裕度 P_m=72°，与设计值相近，补偿效果良好。

由于系统的穿越频率和相位裕度受输入电压和输出电流的影响[16]，文中输出电压为固定值，故不考虑其对系统频率特性的影响。因此当输入电压



(a) 输出小电容

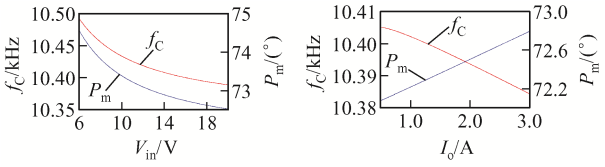


(b) 输出大电容

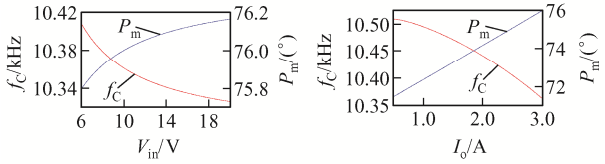
图 6 系统开环传递函数补偿前后的伯德图

Fig. 6 Bode diagram of open-loop transfer function of system before and after compensation

V_{in} 和输出电流 I_o 变化时，穿越频率和相位裕度都会发生变化[17]。保持补偿网络参数不变，只改变输入电压和输出电流，其输出大小电容参数下系统补偿后的开环传递函数的频率特性仿真如图 7 所示。可以看出，当输入电压在 6~20 V 和输出电流在 0.5~3.0 A 变化时，补偿后输出大小电容参数系统的穿越频率和相位裕度都能保持在 10 kHz 和 70° 附近。可见，系统在不同条件变化时，都能够保持良好的稳定性。



(a) 小电容参数



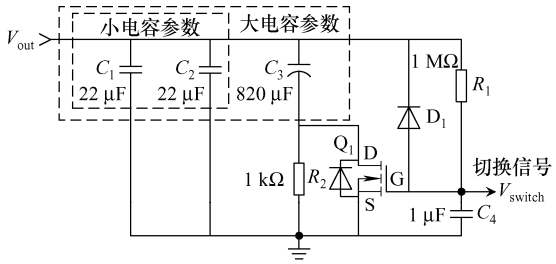
(b) 大电容参数

图 7 系统补偿后的频率特性仿真

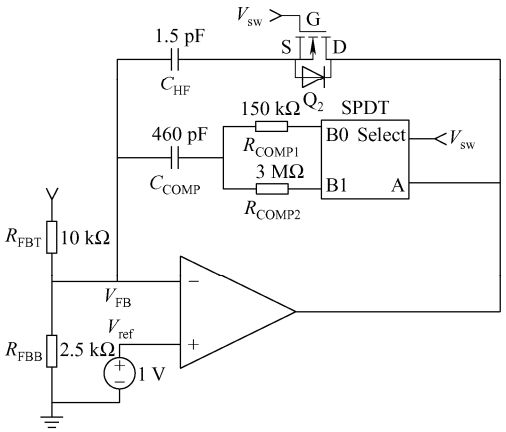
Fig. 7 Simulation of frequency characteristics of system after compensation

3 同步切换电路设计

为使变换器的输出电容参数可变和对不同输出电容参数的环路进行合理补偿，设计了输出电容参数和补偿参数同步切换电路，如图 8 所示。图 8(a)中，开关管 Q_1 的型号为 FDN337N，C_1、C_2 为启动期间的小容值参数，随着输出电压 V_{out} 上升并通过 R_1 给 C_4 充电，当切换信号 V_{sw} 上升至 Q_1 的开启电压时，Q_1 导通，此时启动完成，C_3 并入输出端与 C_1、C_2 等效为大容值。其中，R_1、C_4 用于控制 Q_1 的导通时间，D_1 起到变换器下电时，快速关断 Q_1 的作用，R_2 起到给 C_3 预充电的作用，防止 C_3 并入输出端瞬间产生大幅度的电压波动。图 8(b)中，开关管 Q_2 与 Q_1 一致，单刀双掷电子开关 SPDT 型号为 TS5A3159DBVR。在启动期间，V_{sw} 为低电平，Q_2 断开，SPDT 中的 A 与 B0 为通路，此时，由 C_{COMP}、R_{FBT} 和 R_{COMP1} 构成输出小电容参数的补偿网络。启动完成后，V_{sw} 为高电平，SPDT 中的 A 与 B1



(a) 输出电容参数切换电路



(b) 补偿参数同步切换电路

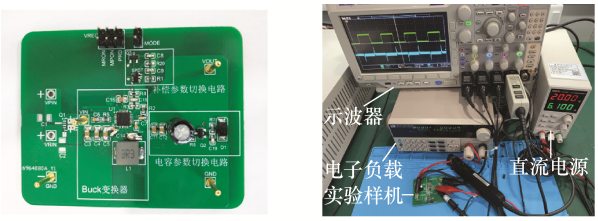
图 8 同步切换电路原理

Fig. 8 Schematic of synchronous switching circuit

通路，Q_2 导通将 C_{HF} 接入补偿网络中，由 C_{COMP}、C_{HF}、R_{FBT} 和 R_{COMP2} 构成输出大电容参数的补偿网络。至此，到达了补偿网络参数随输出电容参数的同步切换。

4　实验验证

为验证所提方案的可行性，搭建了额定功率为 15 W 的实验样机与测试平台，如图 9 所示。实验样机主要由 Buck 变换器、输出电容参数和补偿参数切换电路组成。实验所用变换器和切换电路参数与仿真和设计参数保持一致，输入电压为 20 V，输出电压为 5 V，输出电流为 3 A，连续导电模式。

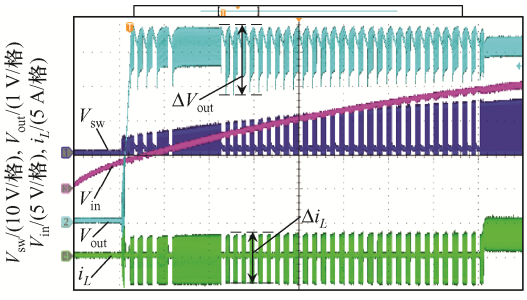


(a) 样机实物　　(b) 测试平台

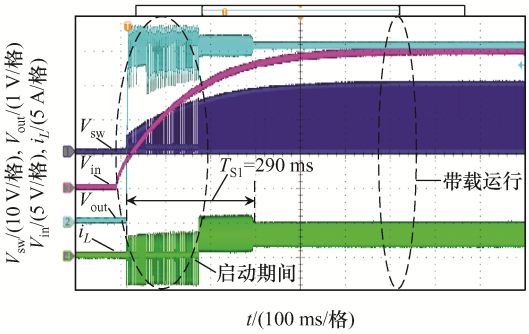
图 9　实验样机与测试平台

Fig. 9 Experimental prototype and testbed

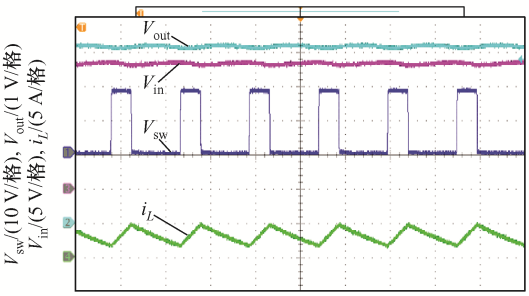
图 10 为单补偿方案的样机从启动完成至后续带载的工作波形，图 11 为混合补偿方案的样机从启动完成至后续带载的工作波形。单补偿方案为：以输出大电容参数下系统的零极点作为补偿网络设计的主要依据，而忽略小电容参数环路补偿。混合补偿为：输出大小电容参数下系统的零极点均为补偿网络设计的依据，且补偿网络参数可随输出电容进行同步切换。



(a) 启动期间波形



(b) 完整波形

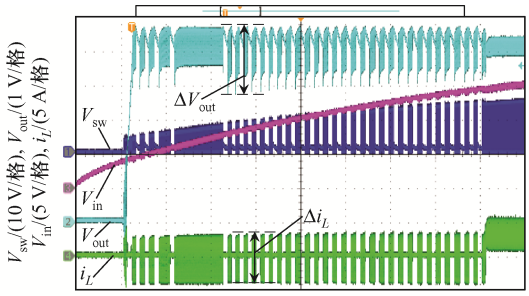


(c) 带载运行波形

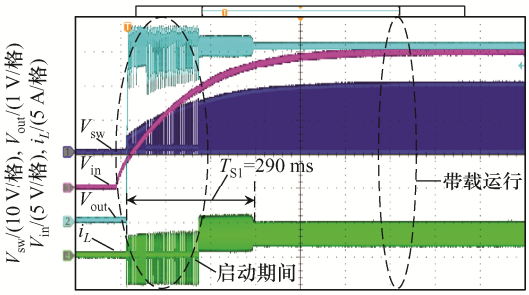
图 10　单补偿方案的工作波形

Fig. 10 Operating waveforms under single compensation scheme

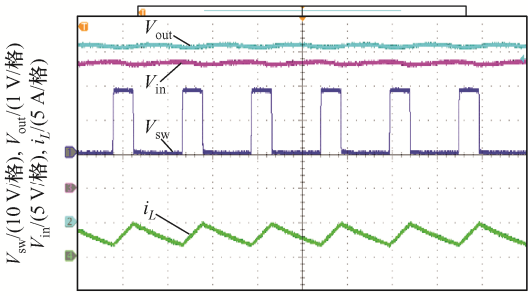
对比图 10(a)和图 11(a)可见，大电容参数的补偿网络比小电容参数的补偿网络多 1 个抵消输出电容零点的极点，导致单补偿方案在启动期间小电



(a) 启动期间波形



(b) 完整波形



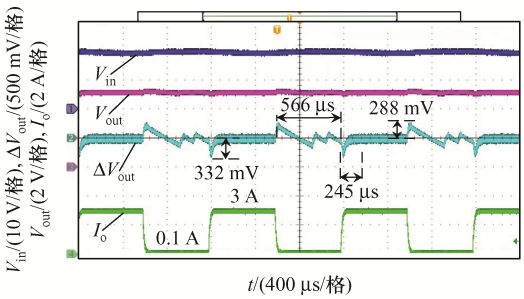
(c) 带载运行波形

图 11 混合补偿方案的工作波形

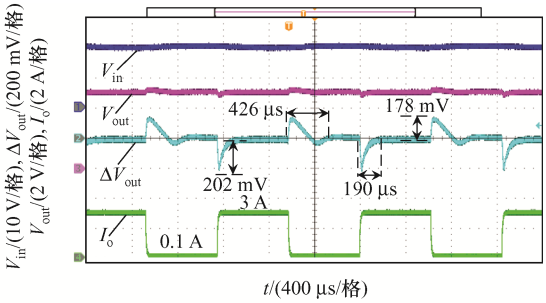
Fig. 11 Operating waveforms under hybrid compensation scheme

容参数系统的穿越频率和相位裕度过低，引起环路不稳定，造成大幅度的输出电压波动 ΔV_{out} 和电感电流波动 Δi_L；而混合补偿方案启动期间稳定，无大幅度电压电流波动。对比图 10(b)和图 11(b)可见，单补偿方案的启动至稳定带载运行的时间 T_{S1} 约为 290 ms，混合补偿方案的启动至稳定带载运行的时间 T_{S2} 约为 175 ms，相比单补偿快 115 ms。从图 10(c)和图 11(c)可见，启动完成后，切换电路将输出大电容接入，2 种方案的环路都能达到稳定，变换器正常带载工作。综合对比图 10 与图 11 可知，混合补偿方案的稳定性和启动至稳定带载的时间明显优于单补偿方案。

图 12 为变换器启动完成后，输出电流在 0.1 A 和 3.0 A 来回切换的负载瞬态响应波形。此时变换器已在启动期间通过切换电路切换至输出大电容参数和其补偿网络。图 12(a)为以输出小电容参数下系统的零极点作为补偿网络设计的主要依据，而忽略大电容参数环路补偿的单补偿方案，图 12(b)为本文混合补偿方案。



(a) 单补偿方案



(b) 混合补偿方案

图 12 单补偿方案和混合补偿方案的瞬态响应波形

Fig. 12 Transient response waveforms under single and hybrid compensation schemes

2 种方案的相关动态性能参数见表 2。其中，Δu 为单补偿方案与混合补偿方案输出电压过冲差值的绝对值，Δt 为单补偿方案与混合补偿方案输出电压恢复时间的差值。分析表 2 数据可知，混合补偿方案的输出电压过冲值比单补偿方案低 110~130 mV，混合补偿方案的输出电压恢复时间比单补偿方案少 55~140 μs。可见单补偿方案的动态性能明显劣于混合补偿方案。

表 2 动态性能参数

Tab. 2 Dynamic performance parameters

	输出电流/A	输出电压过冲 /mV	输出电压恢复时间 /μs
单补偿	0.1~3.0	332	245
	3.0~0.1	288	566
混合补偿	0.1~3.0	202	190
	3.0~0.1	178	426
Δu	0.1~3.0	130	—
	3.0~0.1	110	—
Δt	0.1~3.0	—	55
	3.0~0.1	—	140

图13 为本文方案的实验样机在启动完成后，满载运行 30 min 的热成像图。可以看出，样机的最大温度为 61.7 ℃，温升为 36.8 ℃，在正常温升范围内，表明变换器工作稳定。

综合上述分析可知，所提混合补偿方案能够有效改善不同输出电容参数下的 PCM 控制非理想 Buck 变换器的稳定性和动态响应性能。

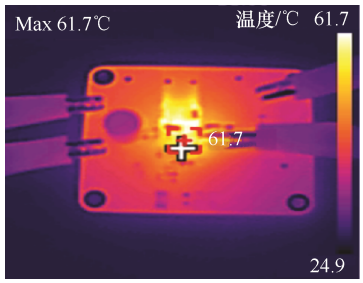


图 13　样机满载的热成像

Fig. 13 Thermal image of prototype under full load

5　结语

针对 PCM 控制非理想 Buck 变换器提出了 1 种基于可变输出电容的混合补偿方案，该方案在保证环路稳定性的前提下，实现了输出电容参数和补偿参数可同步切换。建立了变换器的非理想完整小信号模型，通过分析不同输出电容参数对系统环路补偿的影响，设计了输出电容参数和补偿参数同步切换电路,仿真结果表明了补偿网络的合理性。实验结果表明，本文方案能够满足不同输出电容参数下系统所需的不同补偿参数要求，有效改善了变换器的整体稳定性，且有着良好的动态响应性能，可在多种变换器中推广应用。

参考文献：

[1] 陈光明, 曹家麟, 汪西川. 峰值电流控制模式 BOOST DC-DC 变换器的斜坡发生器的设计[J]. 上海大学学报(自然科学版), 2004, 10(4): 357-361.
Chen Guangming, Cao Jialin, Wang Xichuan. Design and implementation of ramp-wave generator in peak current controlled BOOST DC-DC converter [J]. Journal of Shanghai University (Natural Science Edition), 2004, 10(4): 357-361. (in Chinese)

[2] Cheng K B, Direnzo M. Auto-tuning of hybrid ripple-based constant on-time control for fast load transients and dynamic voltage transitions of multiphase voltage regulators [C]// 2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Tampa, FL, USA, 2017: 224-229.

[3] Danesh Shakib A, Balzer G. Energy storage design and optimization for power system with wind feeding [C]// 2010 IEEE 11th International Conference on Probabilistic Methods Applied to Power Systems. Singapore, 2010: 54-59.

[4] 于月森, 戚文艳. Buck-Boost 变换器的环路补偿及仿真[J]. 电测与仪表, 2014, 51(8): 91-94, 106.
Yu Yuesen, Qi Wenyan. Loop compensation and simulation of Buck-Boost converter [J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2014, 51(8): 91-94, 106. (in Chinese)

[5] 郭颖娜, 王晓凡, 程为彬, 等. 基于电容 ESR 的升压变换器环路补偿研究[J]. 湘潭大学自然科学学报, 2016, 38(4): 62-66.
Guo Yingna, Wang Xiaofan, Cheng Weibin, et al. Loop compensation study of Boost converter based on capacitor ESR [J]. Natural Science Journal of Xiangtan University, 2016, 38(4): 62-66. (in Chinese)

[6] 蔡以力, 徐玉珍, 郑清良. 一种提高四开关 Buck-Boost 电路环路响应能力的方法[J]. 电器与能效管理技术, 2021(1): 36-44.
Cai Yili, Xu Yuzhen, Zheng Qingliang. Method for improving loop response capability of four switch Buck-Boost circuit [J]. Electrical & Energy Management Technology, 2021(1): 36-44. (in Chinese)

[7] 叶强, 王泽宇, 来新泉. 峰值电流模 BUCK 变换器的建模及稳定性设计[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 42(2): 31-34.
Ye Qiang, Wang Zeyu, Lai Xinquan. Modeling analysis and stability design of peak-current mode BUCK converter [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition), 2014, 42(2): 31-34. (in Chinese)

[8] 张卫平. 开关变换器的建模与控制[M]. 北京: 中国电力出版社, 2006: 186-192.
Zhang Weiping. Modeling and Control of Switching Converter [M]. Beijing: China Electric Power Press, 2006: 186-192. (in Chinese)

[9] Erickson R W, Maksimović D. Fundamentals of Power Electronics [M]. 2nd ed. Norwell, Mass. Kluwer Academic, 2001: 140-172.

[10] del Viejo M, Alou P, Oliver J A, et al. Fast control

technique based on peak current mode control of the output capacitor current [C]// 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, GA, USA, 2010: 3396-3402.

[11] Kondrath N, Kazimierczuk M K. Control current and relative stability of peak current-mode controlled pulse-width modulated DC-DC converters without slope compensation [J]. IET Power Electronics, 2010, 3(6): 936-946.

[12] 马一峰，杨乐，贾晟，等. 可再生能源微网电源小信号稳定性分析[J]. 电源学报, 2023, 21(3): 70-75.
Ma Yifeng, Yang Le, Jia Sheng, et al. Analysis of small signal stability of micro-grid power supply with renewable energy [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(3): 70-75. (in Chinese)

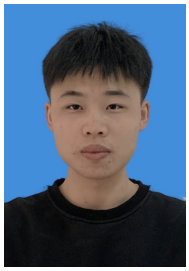
[13] Ridley R B. A new, continuous-time model for current-mode control (power convertors) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1991, 6(2): 271-280.

[14] 解光军, 徐慧芳. 峰值电流模式控制非理想 Buck 变换器系统建模[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(24): 52-58, 10.
Xie Guangjun, Xu Huifang. Modeling of current programmed mode non-ideal Buck converter systems [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(24): 52-58, 10. (in Chinese)

[15] 王浩然. 高效 DC/DC 转换器的系统建模及环路补偿研究[D]. 西安: 西安电子科技大学, 2011.
Wang Haoran. System model and loop compensation study of high-efficiency DC/DC converter [D]. Xi'an: Xidian University, 2011. (in Chinese)

[16] 黄苏平. Buck 变换器环路稳定性的研究与设计[D]. 成都: 西南交通大学, 2014.
Huang Suping. Research and design on loop stability for Buck converter [D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2014. (in Chinese)

[17] 皇金锋，任舒欣，谢锋. 一种高降压比双输出 Buck 变换器的分析与设计[J]. 电源学报, 2023, 21(4): 1-10.
Huang Jinfeng, Ren Shuxin, Xie Feng. Analysis and design of dual-output Buck converter with high step-down ratio [J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(4): 1-10. (in Chinese)



张述森

作者简介：

张述森(1997—)，男，硕士研究生。研究方向：电力电子系统及应用。E-mail：942119708@qq.com。

沈汉鑫(1966—)，男，通信作者，博士，副教授。研究方向：电源变换技术。E-mail：hxshen@xmut.edu.cn。

郑清良(1988—)，男，硕士研究生，中级工程师。研究方向：电力电子变流技术。E-mail：nl20120045@fzuedu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)