第 50 卷 第 2 期：673-682 高电压技术 Vol.50, No.2: 673-682
2024 年 2 月 29 日 High Voltage Engineering February 29, 2024
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220665

三电平 Buck 变换器输出纹波电压畸变机理分析

皇金锋[1]，曹 哲[2]，王 健[2]，张世欣[1]，韩梦祺[1]
（1. 陕西理工大学电气工程学院，汉中 723001；
2. 国家电投山东能源发展有限公司鲁西分公司，济南 250000）

摘 要：交错控制三电平 Buck 变换器受功率开关器件寄生参数的影响，输出电压纹波及电感电流纹波不仅发生了畸变，且纹波电压大小和忽略寄生参数的纹波电压存在较大误差。因此，深入分析了交错控制三电平 Buck 变换器输出纹波电压畸变机理，建立了考虑功率开关器件寄生参数的电感电流纹波、输出纹波电压的数学模型。在此基础上进行了实验验证，实验结果表明，功率开关器件的寄生参数是导致输出纹波电压波形畸变以及与理想模型产生较大误差的主要原因，验证了理论分析的正确性。所得结论可为三电平 Buck 变换器的变换器参数设计提供理论指导。

关键词：三电平；Buck 变换器；纹波电压；寄生参数；畸变机理

Analysis of Output Ripple Voltage Distortion Mechanism of Three-level Buck Converter

HUANG Jinfeng[1], CAO Zhe[2], WANG Jian[2], ZHANG Shixin[1], HAN Mengqi[1]
(1. School of Electrical Engineering, Shaanxi University of Science & Technology, Hanzhong 723001, China;
2. State Power Investment Group Shandong Energy Development Co., LTD. Luxi Branch, Jinan 250000, China)

Abstract: Due to the influence of parasitic parameters of power switching devices, not only the output ripple voltage and inductance current ripple of interleaved control three-level buck converter are distorted, but also there is a large error between the ripple voltage and the ripple voltage ignoring parasitic parameters. In this paper, the output ripple voltage distortion mechanism of interleaved three-level buck converter is deeply analyzed, and the mathematical models of inductor current ripple and output ripple voltage considering the parasitic parameters of power switching devices are established. The experimental results show that the parasitic parameters of power switching devices are the main reason for the distortion of output ripple voltage waveform and large error with the ideal model. The experimental results verify the correctness of the theoretical analysis, and the conclusions can provide theoretical guidance for the converter parameter design of three-level buck converter.

Key words: three-level; Buck converter; ripple voltage; parasitic parameter; distortion mechanism

0 引言

随着电力电子技术的快速发展，多电平 DC-DC 开关变换器在大功率领域的应用更加广泛[1-3]。相比于传统的两电平 DC-DC 变换器而言，三电平 DC-DC 变换器的开关器件电压应力减半，在同样的纹波等性能指标要求前提下，三电平变换器的电感量减小为原来的 1/4，电容值减小为原来的 1/2，特别适合应用于高压大功率的场合[4-9]。为了三电平变换器的更好设计和实际应用，国内外专家学者对其展开了深入的研究[10-14]。

文献[10]针对三电平变换器的分压电容不均压问题，提出了一种通过调整开关管的导通时间，达到电容均压的控制方法。文献[11]为实现稳压输出，利用状态空间平均法对变换器进行建模，并对闭环控制系统进行校正设计，提高了系统的稳定性与可靠性。文献[12]针对高电压、大功率场合中，开关管的导通阻抗和寄生电容等寄生参数会影响变换器的工作效率问题，提出了一种不增加任何辅助元件的情况下，使所有开关管在全负载范围内均实现零电压开通的参数设计方法。文献[13]针对开关管反向恢复会造成电压振荡和电压尖峰问题，提出了一种倍流整流方式零电压开关脉冲调制(pulse-width modulation，PWM)控制方式，使得输出整流管能够自然换流。文献[14]对三电平 Buck 变换器的电感纹

基金资助项目：国家自然科学基金(51777167)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (51777167).

波电流和输出纹波电压进行建模分析，可为变换器的设计提供理论指导。以上研究成果对提高三电平 Buck 变换器的性能具有重要作用。

输出纹波电压的大小是开关变换器的重要性能指标，而纹波电压的合理建模是变换器参数设计的理论依据，现有文献主要针对考虑电容等效串联电阻(equivalent series resistance，ESR)建模，这种建模结果大大提高了纹波电压的精度[15-17]，对变换器的参数优化设计有指导作用，但是三电平 DC-DC 变换器的输出纹波电压较传统的两电平变换器有很大不同，大量实验结果分析表明功率开关器件的寄生参数不仅会影响输出电压的增益，同时会引起输出纹波电压畸变，关于功率开关器件寄生参数对输出电压纹波影响的研究尚未见报道，而输出纹波电压是衡量变换器性能的重要因素，因此研究功率开关器件寄生参数对变换器的输出纹波电压的影响具有重要作用。

鉴于以上研究存在的不足，为给三电平 Buck 变换器的分析和设计提供理论依据，本文对采用交错控制三电平 Buck 变换器的工作模式、电感电流纹波及输出纹波电压进行了深入研究，推导了变换器工作于电感电流连续模式(continuous conduction mode，CCM)和电感电流断续模式(discontinuous conduction mode，DCM)下占空比 D<0.5 和 D>0.5 时的增益以及临界电感，建立了考虑功率开关器件寄生参数的电感电流及输出纹波电压解析式，分析了功率开关器件寄生参数引起电感电流纹波及输出纹波电压畸变机理，并进行了仿真及实验验证。本文研究所得结论对三电平 Buck 变换器的性能提升及参数设计具有指导意义。

1 工作原理

三电平 Buck 变换器(three-level buck converter，TL Buck)电路拓扑结构如图 1 所示，其中，U_{in} 为输入电压，U_o 为输出电压，C_1、C_2 为分压电容，S_1、S_2 为功率开关管，VD_1 和 VD_2 为功率二极管，L 为滤波电感，C 为滤波电容，R 为负载。

1.1 拓扑分析

在实际应用中，功率开关器件往往含有寄生参数，对变换器的增益及纹波电压等都会产生影响，常见的功率开关器件的等效模型如图 2 所示，其中，R_S 为全控型功率开关管 S 的等效串联电阻，U_F 为二极管 VD 的导通压降值，R_{VD} 为二极管的等效串联电阻。

TL Buck 变换器有 2 个全控型功率开关管，共存在 4 种工作状态，具体为：S_1 导通，S_2 关断；S_1 关断、S_2 导通；S_1、S_2 均导通；S_1、S_2 均关断。工作模态如图 3 所示。为了方便分析，假设 C_1、C_2 相同且足够大，能够均分输入电压 U_{in}。

1.2 工作模态分析

模态 1：S_1 导通、S_2 关断，等效电路如图 3(a)所示。电感 L 两端电压 $u_L=U_{in}/2-U_o-U_x$，U_x 为开关器件产生的压降，受 S_1 和 VD_2 的寄生参数影响，相比于 U_{in} 和 U_o，U_x 对 L 的工作状态影响甚微，可忽略不计。当 U_o>$U_{in}/2$ 时，L 释放能量；当 U_o<$U_{in}/2$ 时，L 储存能量。

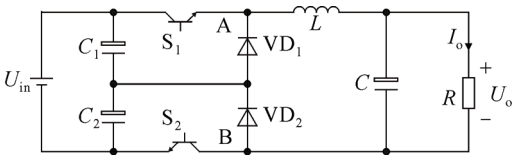
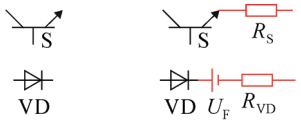


图 1 三电平 Buck 变换器

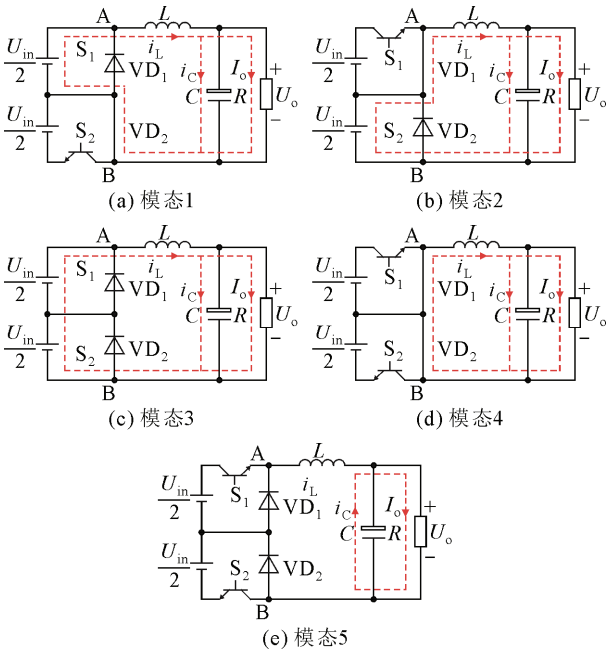
Fig.1 Three-level Buck converter



(a) 理想器件 (b) 含寄生参数器件

图 2 开关器件的等效模型

Fig.2 Equivalent model of switching device



(a) 模态1 (b) 模态2

(c) 模态3 (d) 模态4

(e) 模态5

图 3 变换器的开关模态

Fig.3 Switch mode of the converter

模态 2：S_2 导通、S_1 关断，等效电路如图 3(b)所示。同模态 1 分析类似，当 $U_o>U_{in}/2$ 时，L 释放能量；当 $U_o<U_{in}/2$ 时，L 储存能量。

模态 3：S_1、S_2 均导通，等效电路如图 3(c)所示。$u_L=U_{in}-U_o$，L 储存能量。

模态 4：S_1、S_2 均关断，等效电路如图 3(d)所示。电感 L 释放能量，此时 $u_L=-U_o$。

模态 5：S_1、S_2 关断，等效电路如图 3(e)所示。电感 L 的能量释放完毕，电容 C 为负载供电。

2　工作特性分析

下文采用交错控制的 TL Buck 变换器，对其分别工作在占空比 $D<0.5$ 和 $D>0.5$ 时的变换器特性进行分析。

2.1　电压增益分析

TL Buck 变换器工作在 $D<0.5$ 时，根据电感伏秒平衡可得：

$$\begin{aligned}&\left(\frac{U_o}{R}\left(R_{VD1}+R_{VD2}\right)+U_{F1}+U_{F2}+U_o\right)\left(D-\frac{1}{2}\right)+\\&\left(\frac{U_o}{R}\left(R_{VD1}+R_{VD2}\right)+U_{F1}+U_{F2}+U_o\right)\left(D-\frac{1}{2}\right)+\\&D\left(\frac{U_{in}}{2}-\frac{U_o}{R}\left(R_{S1}+R_{VD2}\right)-U_{F2}-U_o\right)+\\&D\left(\frac{U_{in}}{2}-\frac{U_o}{R}\left(R_{S2}+R_{VD1}\right)-U_{F1}-U_o\right)=0\end{aligned}\tag{1}$$

式中：R_{VD1}、R_{VD2} 分别为二极管 VD_1 和 VD_2 的等效串联电阻；U_{F1}、U_{F2} 分别为二极管 VD_1 和 VD_2 的导通压降值；R_{S1}、R_{S2} 分别为全控型功率开关管 S_1、S_2 的等效串联电阻。

同理，$D>0.5$ 时可得：

$$\begin{aligned}&\left(\frac{U_{in}}{2}-\frac{U_o}{R}\left(R_{S1}+R_{VD2}\right)-U_{F2}-U_o\right)(1-D)+\\&\left(\frac{U_{in}}{2}-\frac{U_o}{R}\left(R_{S2}+R_{VD1}\right)-U_{F1}-U_o\right)(1-D)+\\&\left(U_{in}-\frac{U_o}{R}\left(R_{S1}+R_{S2}\right)-U_o\right)(2D-1)=0\end{aligned}\tag{2}$$

分析式(1)和式(2)可得，TL Buck 变换器 $D<0.5$ 和 $D>0.5$ 时的输出电压为：

$$U_o=\frac{R\left(DU_{in}-(1-D)\left(U_{F1}+U_{F2}\right)\right)}{R+D\left(R_{S1}+R_{S2}\right)+(1-D)\left(R_{VD1}+R_{VD2}\right)}\tag{3}$$

由文献[18]可知，TL Buck 变换器在理想状态下的输出电压为：

$$U_{oi}=DU_{in}\tag{4}$$

为了方便说明功率开关器件寄生参数对变换器增益的影响情况，定义相关度 α，α 表示为：

$$\alpha=\frac{U_o}{U_{oi}}=\frac{R\left(DU_{in}-(1-D)\left(U_{F1}+U_{F2}\right)\right)}{DU_{in}\left(R+D\left(R_{S1}+R_{S2}\right)+(1-D)\left(R_{VD1}+R_{VD2}\right)\right)}\tag{5}$$

分析式(5)可知，α 数值越接近 1，说明寄生参数对输出电压的影响越小，反之则越大。

由功率开关器件说明书可知，U_F、R_S 和 R_{VD} 的数值相对较小，根据功率开关器件说明书对各寄生参数取值，绘制考虑器件寄生参数时 α 随不同输入电压变化趋势如图 4 所示。

分析图 4 可知，当 D 取值固定时，随着 U_{in} 的增大，输出电压 α 增大，则表示器件寄生参数对输出电压的影响减小；随着 U_{in} 的减小，α 减小，则表示器件寄生参数对输出电压的影响增大。当 U_{in} 取值固定时，随着 D 的增大，输出电压 α 增大，则表示器件寄生参数对输出电压的影响减小；随着 D 的减小，α 减小，则表示器件寄生参数对输出电压的影响增大。

2.2　临界电感分析

TL Buck 变换器工作在稳定状态，当电感电流的最小值 I_{LV} 恰好等于 0 时，此时变换器工作于 CCM 和 DCM 的临界模式，对应临界电感 L_C。当 $L>L_C$ 时，变换器工作于 CCM；当 $L<L_C$ 时，变换器工作于 DCM。TL Buck 变换器采用交错控制时，$D<0.5$ 和 $D>0.5$ 的工作模态不同，因此流过电感的电流 i_L 波形也存在差异。$D<0.5$ 时的 i_L 波形如图 5 所示，$D>0.5$ 时的 i_L 波形如图 6 所示。

下面进行具体分析：

(1) $D<0.5$

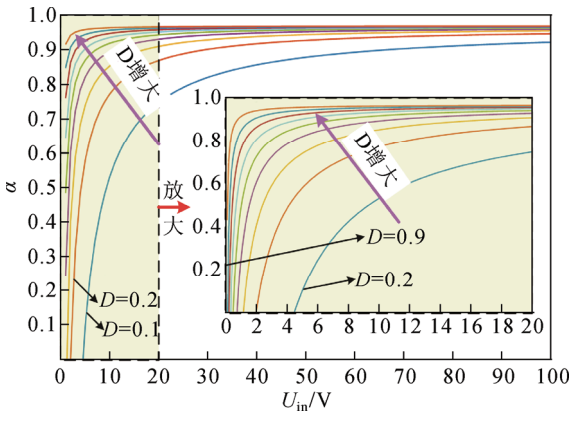


图 4　输出电压相关度 α 随输入电压 U_{in} 变化趋势

Fig.4　Output voltage correlation α trend with input voltage U_{in}

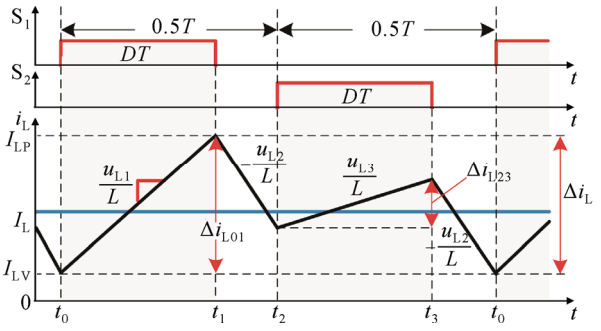


图 5 D<0.5 时变换器的电感电流波形

Fig.5 Inductor current waveform of the converter when D<0.5

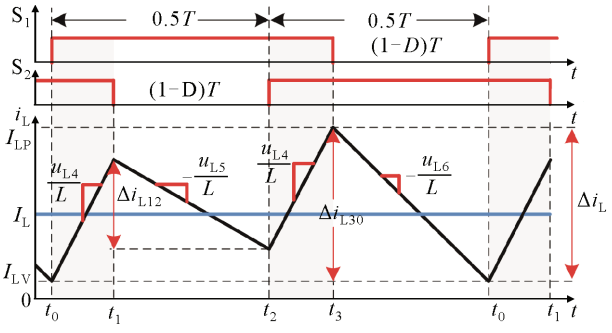


图 6 D>0.5 时变换器的电感电流波形

Fig.6 Inductor current waveform of the converter when D>0.5

由于 TL Buck 变换器的功率开关器件的寄生参数大小不同，因此流过电感的电流所产生的电压降落也不同。图 5 中，在 t_0~t_1 时间段内，i_L 由最小值 I_{LV} 开始以 u_{L1}/L 斜率线性增大，在 t=t_1 时刻达到最大值 I_{LP}；在 t_1~t_2 时间段内，i_L 由 I_{LP} 开始以 u_{L2}/L 斜率线性减小；在 t_2~t_3 时间段内，i_L 以 u_{L3}/L 斜率线性增大；在 t_3~t_0 时间段内，i_L 以 u_{L2}/L 斜率线性减小。各时间段内电感 L_C 两端的电压为：

$$\begin{cases} u_{L1}=\dfrac{U_{in}}{2}-U_o-I_o\left(R_{S1}+R_{VD2}\right)-U_{F2} \\ u_{L2}=U_o+\left(U_{F1}+U_{F2}\right)+I_o\left(R_{VD1}+R_{VD2}\right) \\ u_{L3}=\dfrac{U_{in}}{2}-U_o-I_o\left(R_{S2}+R_{VD1}\right)-U_{F1} \end{cases} \tag{6}$$

式中：u_{L1} 为 t_0~t_1 时间段内电感两端电压；u_{L2} 为 t_1~t_2 和 t_3~t_0 时间段内电感两端电压；u_{L3} 为 t_2~t_3 时间段内电感两端电压；I_o 为输出电流平均值。

分析式(6)可知，功率开关器件的寄生参数不仅影响电感两端的电压，同时影响电感电流的波形。分析图 5 可知单周期内电感电流的平均值为：

$$I_L=I_{LV}+\frac{D\left(3u_{L1}+2u_{L2}+u_{L3}\right)-u_{L2}}{4fL} \tag{7}$$

由于单周期内满足 I_L=I_o[14]，因此根据式(7)可得电感电流的最小值为：

$$I_{LV}=I_o-\frac{\alpha}{4fL}+\frac{\beta}{4fL} \tag{8}$$

式中：f 为功率开关管的开关频率；α=$2U_{oi}$−(1+2D)U_o；β=$3DI_oR_{S1}$+DI_oR_{S2}+(1−D)U_{F1}+(1+D)U_{F2}+(1−D)·I_oR_{VD1}+(1+D)I_oR_{VD2}。

联立式(6)和式(8)可得电感电流最大值为：

$$I_{LP}=I_{LV}+\frac{u_{L1}}{L}DT \tag{9}$$

分析式(8)和式(9)可知，功率开关器件的寄生参数会影响 TL Buck 变换器电感电流的峰值、纹波电流大小及形状。

TL Buck 变换器的器件参数虽然对电流波形及最值有影响，但在分析临界电感时可忽略不计，即令式(9)中的 R_{VD1}、R_{VD2}、R_{S1}、R_{S2}、U_{F1} 和 U_{F2} 等于 0。令 I_{LV}=0，可得 D<0.5 时的临界电感为：

$$L_C=\frac{(1-2D)R}{4f} \tag{10}$$

对式(10)中 D 求偏导数得 $\dfrac{\partial L_C}{\partial D}<0$，因此当 D<0.5 时，L_C 随 D 的增大而减小。

由图 6 可知，t_0~t_1 时间段和 t_2~t_3 时间段内的电感电流纹波 Δi_{L01} 和 Δi_{L23} 分别为：

$$\begin{cases} \Delta i_{L01}=\dfrac{D}{Lf}\left(\dfrac{U_{in}}{2}-U_o-I_o\left(R_{S1}+R_{VD2}\right)-U_{F2}\right) \\ \Delta i_{L23}=\dfrac{D}{Lf}\left(\dfrac{U_{in}}{2}-U_o-I_o\left(R_{S2}+R_{VD1}\right)-U_{F1}\right) \end{cases} \tag{11}$$

分析式(11)可知，D<0.5 时，由于功率开关器件寄生参数不相同，导致 Δi_{L01} 和 Δi_{L23} 的大小不同。

(2) D>0.5

分析图 6 可知，在 t_0~t_1 时间段内，i_L 由 I_{LV} 开始以 u_{L4}/L 斜率线性增大，在 t=t_1 时刻达到 I_{LP}；在 t_1~t_2 时间段内，i_L 由 I_{LP} 开始以 u_{L5}/L 斜率线性减小；在 t_2~t_3 时间段内，i_L 以 u_{L1}/L 斜率线性增大；在 t_3~t_0 时间段内，i_L 以 u_{L6}/L 斜率线性减小。各时间段内电感两端电压为：

$$\begin{cases} u_{L4}=U_{in}-U_o-I_o\left(R_{S1}+R_{S2}\right) \\ u_{L5}=U_o-\dfrac{U_{in}}{2}+U_{F2}+I_o\left(R_{S1}+R_{VD2}\right) \\ u_{L6}=U_o-\dfrac{U_{in}}{2}+U_{F1}+I_o\left(R_{S2}+R_{VD1}\right) \end{cases} \tag{12}$$

式中：u_{L4} 为 t_0~t_1 和 t_2~t_3 时间段内电感两端电压；u_{L5} 为 t_1~t_2 时间段内电感两端电压；u_{L6} 为 t_3~t_0 时间

段内电感两端电压。

分析式(12)可知，功率开关器件的寄生参数影响电感两端的电压，进而导致电感电流的波形发生变化。由图 6 可知电感电流的最小值为：

$$I_{\mathrm{LV}}=I_{\mathrm{o}}-\frac{\alpha}{4fL}-\frac{\beta}{2fL} \tag{13}$$

式中：$\alpha=(3-1/D)U_{\mathrm{oi}}-2DU_{\mathrm{o}}$；$\beta=(1-2D)I_{\mathrm{o}}(R_{\mathrm{S1}}+R_{\mathrm{S2}})-(1-D)U_{\mathrm{F2}}-(1-D)(R_{\mathrm{S1}}+R_{\mathrm{VD2}})I_{\mathrm{o}}$。

同理，D>0.5 的临界电感为：

$$L_{\mathrm{C}}=\frac{\left(3D-2D^2-1\right)R}{4Df} \tag{14}$$

将式(14)对 D 求偏导数得 $\frac{\partial L_{\mathrm{C}}}{\partial D}<0$。因此，当 D>0.5 时，L_{C} 先增大后减小。

由图 6 可知，t_1~t_2 时间段和 t_3~t_0 时间段内的电感电流纹波 Δi_{L12} 和 Δi_{L30} 分别为：

$$\begin{cases}\Delta i_{\mathrm{L12}}=\dfrac{1-D}{Lf}\left(U_{\mathrm{o}}-\dfrac{U_{\mathrm{in}}}{2}+U_{\mathrm{F2}}+I_{\mathrm{o}}\left(R_{\mathrm{S1}}+R_{\mathrm{VD2}}\right)\right)\\ \Delta i_{\mathrm{L30}}=\dfrac{1-D}{Lf}\left(U_{\mathrm{o}}-\dfrac{U_{\mathrm{in}}}{2}+U_{\mathrm{F1}}+I_{\mathrm{o}}\left(R_{\mathrm{S2}}+R_{\mathrm{VD1}}\right)\right)\end{cases} \tag{15}$$

分析式(15)可知，D>0.5 时，由于器件寄生参数不相同，导致 Δi_{L12} 和 Δi_{L30} 的大小不同。

综上可知，开关器件的寄生参数对 TL Buck 变换器电感电流纹波的大小和形状均有影响。

3　输出纹波电压建模分析

下面对 TL Buck 变换器分别工作在 D<0.5 和 D>0.5 时的输出纹波电压进行建模分析。变换器电容电压变化量可表示为：

$$\Delta U=\frac{1}{C}\int_0^{\Delta t}i_{\mathrm{C}}(t)\mathrm{d}t \tag{16}$$

式中：i_{C} 为电容的充电电流的瞬时值；Δt 为电容充电时间。

(1) D<0.5

D<0.5 时，TL Buck 变换器的 i_{L}、i_{C} 及 u_{o} 波形如图 7 所示，其中，u_{GS} 为功率开关管栅、源极间瞬时电压；u_{o} 为输出电压的瞬时值。

分析图 7 可知，在 t_0~t_2 时间段内，电容 C 的充电电流为：

$$i_{\mathrm{C12}}(t)=I_{\mathrm{LV}}+\frac{u_{\mathrm{L1}}}{L}t-I_{\mathrm{o}} \tag{17}$$

结合式(8)可求得 t_0~t_1 的时间段 $\Delta t_{01}=D/(2f)$。将式(17)代入式(16)可得 t_1~t_2 时间段内电容 C 的电压变化量为：

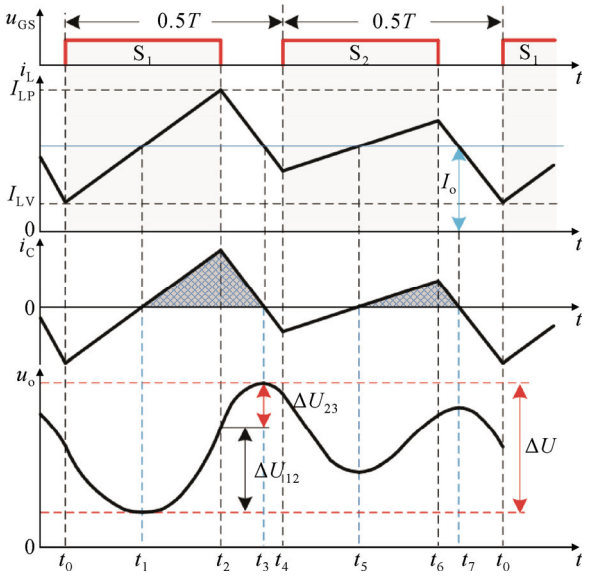


图 7　D<0.5 时变换器的主要波形

Fig.7　Main waveform of the converter when D<0.5

$$\Delta U_{12}=\frac{3D^2u_{\mathrm{L1}}}{8Cf^2L}+\frac{I_{\mathrm{LV}}R-U_{\mathrm{o}}}{2CfR} \tag{18}$$

在 t_2~t_3 时间段内，电容 C 持续充电，电容电流为：

$$i_{\mathrm{C23}}(t)=I_{\mathrm{LP}}-\frac{u_{\mathrm{L2}}}{L}t-I_{\mathrm{o}} \tag{19}$$

同理分析可知　$t_{23}=(1-2D)/(4f)$，将式(19)代入式(16)可得 t_2~t_3 时间段内电容 C 电压变化量为：

$$\Delta U_{23}=\frac{D^2u_{\mathrm{L1}}^2}{2Cf^2Lu_{\mathrm{L2}}}+\frac{Du_{\mathrm{L1}}\left(I_{\mathrm{LV}}R-U_{\mathrm{o}}\right)}{CfRu_{\mathrm{L2}}}+\frac{L\left(I_{\mathrm{LV}}R-U_{\mathrm{o}}\right)^2}{2CR^2u_{\mathrm{L2}}} \tag{20}$$

综上可知，TL Buck 变换器在 D<0.5 时的输出纹波电压为：

$$\Delta U=\Delta U_{12}+\Delta U_{23} \tag{21}$$

(2) D>0.5

占空比 D>0.5 时，TL Buck 变换器的 i_{L}、i_{C} 及 u_{o} 波形如图 8 所示。

同理可得 t_0~t_1 时间段内电容 C 的电压变化量为：

$$\Delta U_{01}=\frac{(2D-1)^2u_{\mathrm{L4}}}{8Cf^2L}+\frac{(2D-1)(I_{\mathrm{L4}}-I_{\mathrm{o}})}{2Cf}-\frac{\Delta t_{45}\left(1+2Lu_{\mathrm{L4}}\left(I_{\mathrm{L4}}-I_{\mathrm{o}}\right)+\Delta t_{45}u_{\mathrm{L4}}^2\right)}{2CL} \tag{22}$$

式中：$\Delta t_{45}=t_5-t_4$。

电容在 t_7~t_0 时间段内电压变化量为：

$$\Delta U_{70}=\frac{\Delta t_{67}\left(I_{\mathrm{L6}}-I_{\mathrm{o}}\right)}{C}-\frac{\Delta t_{67}^2u_{\mathrm{L6}}}{2LC} \tag{23}$$

式中：$\Delta t_{67}=t_7-t_6$。

综上可知，当 D>0.5 时，TL Buck 变换器的输出纹波电压为：

$$\Delta U=\Delta U_{01}+\Delta U_{70} \tag{24}$$

由式(21)和式(24)可知，功率器件的寄生参数对变换器占空比为 D<0.5 和 D>0.5 时的输出纹波电压均有不同影响；结合图 7 和图 8 分析可知，在相邻的电流脉动周期，输出电压的纹波受功率开关器件寄生参数的影响而不同，因此，功率器件寄生参数是导致 TL Buck 变换器输出纹波电压波形畸变的主要原因。

4 仿真及实验验证

为了验证理论分析的正确性，在 PSIM 仿真软件中搭建 TL Buck 变换器仿真模型，同时搭建了实验平台，变换器参数选取为：R=10 Ω，L=212 μH，C=30 μF；实验中功率开关管选用 IRF540N；二极管选用 MBR20200F；开关频率 f=10 kHz。经实验测量得功率开关器件的寄生参数如表 1 所示。

为了验证在不同占空比和输入电压下，功率开关器件寄生参数对输出电压的影响趋势，分别选择 D=0.2、0.4、0.6、0.8，U_{in}=10~100 V 进行实验验证。根据实验结果绘制输出电压相关度 α，如图 9 所示。

分析图 9 可知，当 U_{in} 由 10 V 增大至 100 V 时，输出电压的 α 值逐渐变大；当 D 减小时，输出电压的 α 值逐渐变大。故可得到当 D 取值固定时，寄生参数对输出电压的影响随着 U_{in} 的增大而减小；当 U_{in} 取值固定时，寄生参数对输出电压的影响随着 D 的增大而减小。

为了验证输入电压对 α 影响趋势的正确性，选取占空比 D=0.7 进行实验。当 U_{in} 分别取 5、10、15、16、17、20、60、100 V 时，代入式(3)可求得 U_o 的理论值；输出电压的实验值与 α 值如表 2 所示。

分析表 2 实验数据可知，相较于理想输出电压模型，本文建立的考虑功率开关器件寄生参数的输出电压模型更接近实验值，验证了输出电压模型的正确性。分析表 2 中 α 的数值可知，在 5~10 V 时 α 的跨度为 0.052，随着 U_{in} 的增大，在 60~100 V 时 α 的跨度减少至 0.003，验证了输入电压与 α 趋势的正确性。

为了验证功率开关器件寄生参数对电感电流及输出纹波电压的影响。分别选取占空比 D=0.3 和 0.4，将实验参数代入式(3)可得此时的 U_o；代入式(11)可得Δi_L；代入式(21)可得ΔU。忽略功率器件寄生参数的仿真波形如图 10 所示，考虑功率寄生参数的仿真波形如图 11 所示，实验波形如图 12 所示，其中 u_{GS1}、u_{GS2} 分别为开关管 S1、S2 的栅、源极间电压。

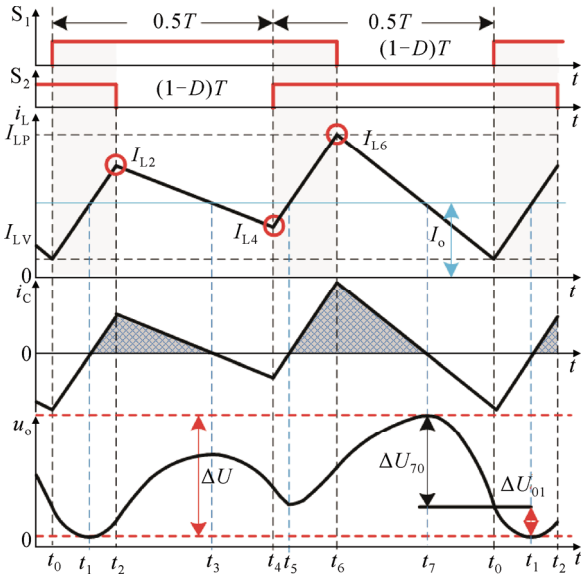


图 8 D>0.5 时变换器的主要波形

Fig.8 Main waveform of the converter when D>0.5

表 1 功率开关器件寄生参数

Table 1 Parasitic parameters of power switching devices

功率开关器件	参数名称	取值
S_1	R_{S1}/Ω	0.5
S_2	R_{S2}/Ω	0.2
VD_1	U_{F1}/V	0.7
	R_{VD1}/Ω	0.15
VD_2	U_{F2}/V	0.6
	R_{VD2}/Ω	0.3

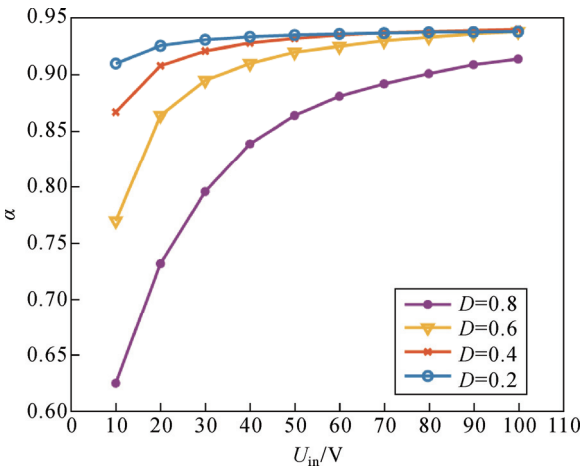


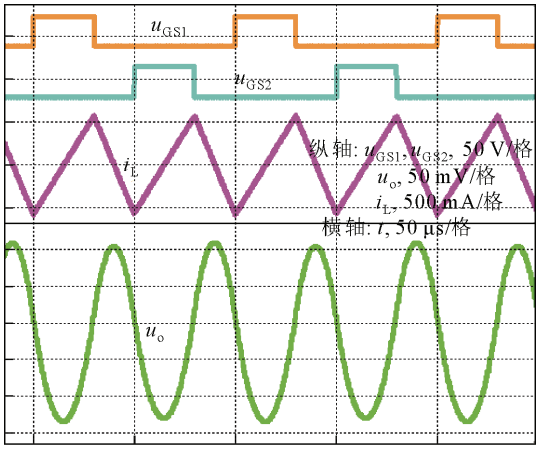
图 9 不同输入电压下 α 趋势图

Fig.9 Trend graphs α with different input voltages

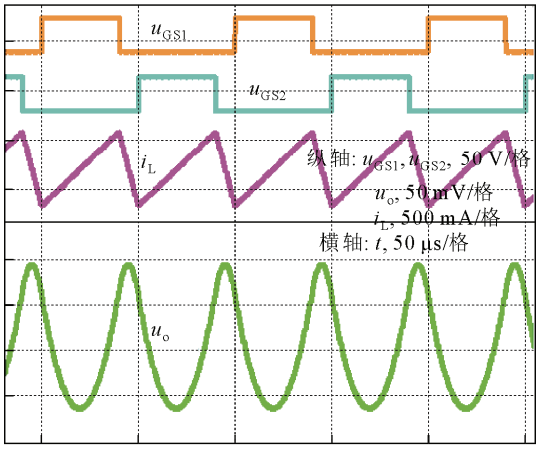
表 2　实验数据

Table 2　Experiment parameters

U_{in}/V	U_o/V			α
	理论值	实验值	理想值	
5	2.94	2.88	3.5	0.824
10	6.25	6.12	7.0	0.876
15	9.56	9.37	10.5	0.893
16	10.22	10.02	11.2	0.895
17	10.88	10.67	11.9	0.897
20	12.87	12.62	14.0	0.902
60	39.35	38.58	42.0	0.919
100	65.83	64.54	70.0	0.922



(a) D=0.3

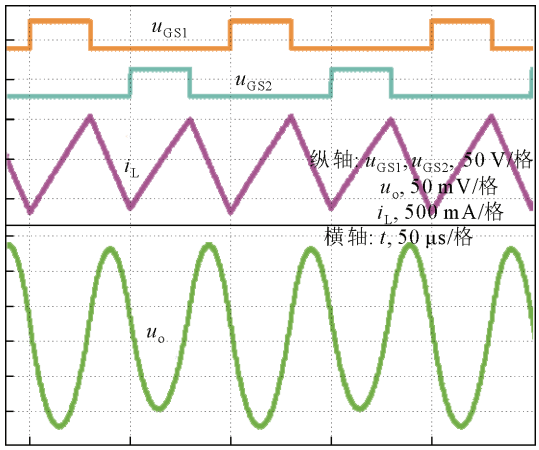


(b) D=0.4

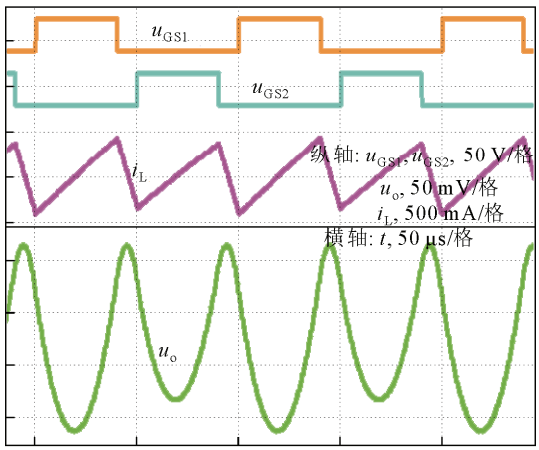
图 10　D<0.5 时忽略寄生参数仿真波形

Fig.10　Simulated waveform ignoring parasitic parameters when D<0.5

分析图 10 可知，忽略功率器件寄生参数时，i_L 和 u_o 的各个开关周期内峰值、谷值都相等，理论分析和仿真结果一致。分析图 11 和 12 可知，考虑功率器件寄生参数时，i_L 和 u_o 的每个开关周期内峰值、谷值均不等，仿真波形和实验波形基本一致，验证了理论分析的正确性。仿真及实验对比结果如表 3 所示。



(a) D=0.3



(b) D=0.4

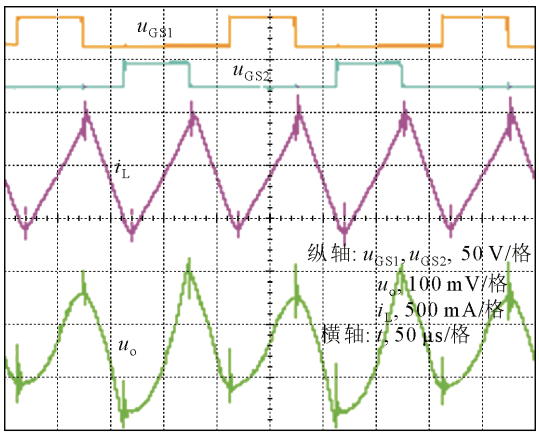
图 11　D<0.5 时考虑寄生参数仿真波形

Fig.11　Simulated waveform considering parasitic parameters when D<0.5

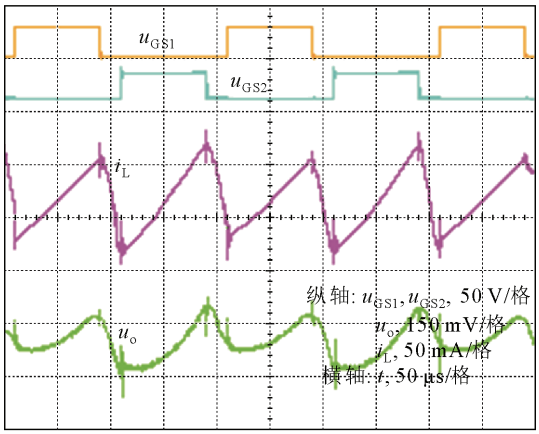
分析表 3 数据可知，输出电压、输出纹波电压的实验值与理论值的误差均<6%，实验结果表明本文建立的纹波电压及输出电压数学模型在占空比 D<0.5 时具有较高的精度。

当占空比 D=0.6、0.7 时，将实验数据代入式(3)可得此时的 U_o；代入式(15)可得Δi_L，代入式(24)可得 ΔU 忽略器件寄生参数的仿真波形如图 13 所示，考虑寄生参数的仿真波形如图 14 所示，实验波形如图 15 所示。

分析图 13 可知，忽略功率开关器件寄生参数时，i_L 和 u_o 的各个开关周期内峰值、谷值都相等，理论分析和仿真结果一致。分析图 14 和 15 可知，考虑功率器件寄生参数时，i_L 和 u_o 的每个开关周期内峰值、谷值均不等，仿真波形和实验波形基本一致，验证了理论分析的正确性。仿真及实验对比结果如表 4 所示。



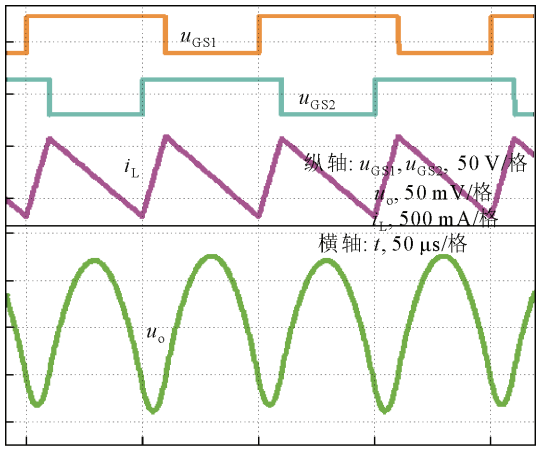
(a) D=0.3



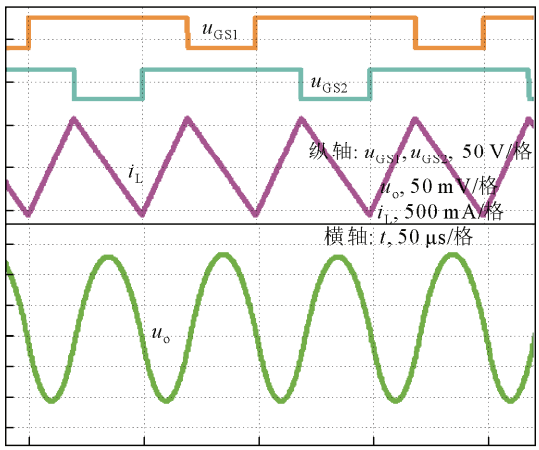
(b) D=0.4

图 12 D<0.5 时的实验波形

Fig.12 Experimental waveform when D<0.5



(a) D=0.6



(b) D=0.7

图 13 D>0.5 时忽略寄生参数仿真波形

Fig.13 Simulated waveform ignoring parasitic parameters when D>0.5

表 3 D<0.5 时的实验结果

Table 3 Experimental results when D<0.5

占空比	输出电压/V			输出纹波电压/mV		
	理想值	理论值	实验值	理想值	理论值	实验值
0.3	12	10.59	10.11	229.4	249.7	258.3
0.4	16	14.51	13.84	152.8	171.3	162.6

表 4 D>0.5 时实验结果

Table 4 Experimental results when D>0.5

占空比	输出电压/V			输出纹波电压/mV		
	理想值	理论值	实验值	理想值	理论值	实验值
0.6	24	22.26	21.94	152.8	178.0	189.6
0.7	28	26.09	25.85	229.3	257.6	269.3

分析表 4 数据可知，输出电压、输出纹波电压的实验值与理论值的误差均<6%，实验结果表明本文建立的纹波电压及输出电压数学模型在占空比 D>0.5 时具有较高的精度。

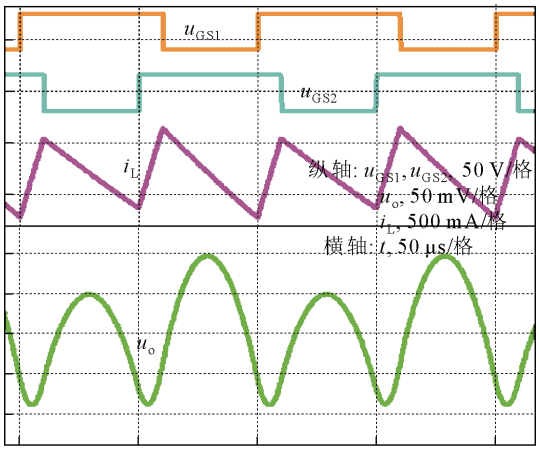
综上所述，TL Buck 变换器由于受功率开关器件寄生参数的影响，电感电流纹波及输出纹波电压存在畸变，理论分析与仿真及实验结果一致。

5 结论

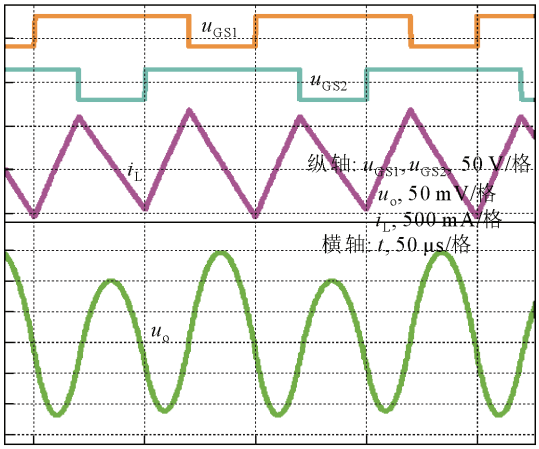
本文建立了 TL Buck 变换器考虑功率开关器件寄生参数的数学建模，对其工作模式、电感电流纹波和输出纹波电压进行深入分析，得到以下结论：

1）随着 U_{in} 的增大，功率开关器件的寄生参数对 U_o 的影响减小；随着 U_{in} 减小，寄生参数对 U_o 的影响增大。当 U_{in} 取值固定时，随着 D 的增大，寄生参数对 U_o 的影响减小；随着 D 的减小，寄生参数对 U_o 的影响增大。

2）功率开关器件寄生参数影响电感两端电压，使得电感充放电波形变化斜率不同，导致波形发生畸变、纹波电流幅值产生差异，因此功率开关器件的寄生参数是导致 TL Buck 变换器电感电流纹波及输出纹波电压畸变的主要因素。本文研究所得结论可为三电平 DC-DC 开关变换器的参数设计提供理论指导。



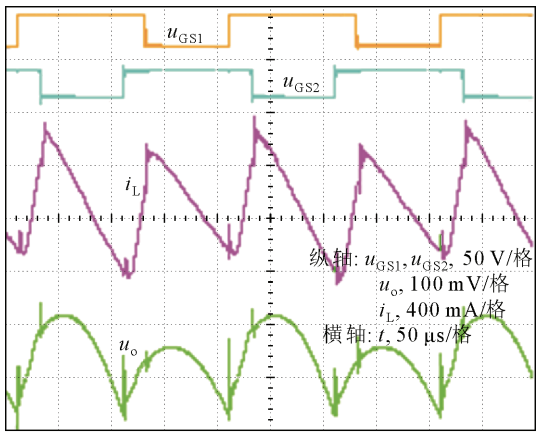
(a) D=0.6



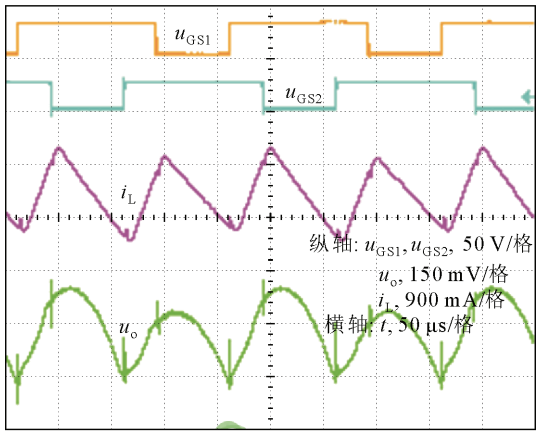
(b) D=0.7

图 14　D>0.5 时考虑寄生参数仿真波形

Fig.14　Simulated waveform considering parasitic parameters when D>0.5



(a) D=0.6



(b) D=0.7

图 15　D>0.5 时的实验波形

Fig.15　Experimental waveform when D>0.5

参考文献　References

[1] CHEN D L, ZENG H C. A buck type multi-input distributed generation system with parallel-timesharing power supply[J]. IEEE Access, 2020, 8: 79958-79968.

[2] ZENG J W, DU X, YANG Z X. A multiport bidirectional DC-DC converter for hybrid renewable energy system integration[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12281-12291.

[3] VEERACHARY M, KUMAR P. Analysis and design of quasi-Z-source equivalent DC-DC boost converters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(6): 6642-6656.

[4] WANG C, LIU X N, FEI W, et al. Preliminary design of power supply for water-cooled resistive magnet based on three-level buck converters[J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2020, 30(4): 5000404.

[5] 王海超，范学鑫，杨国润，等. 三电平移相全桥变换器整流二极管 RC 吸收参数多目标优化设计[J]. 高电压技术，2021，47(1)：159-168.
WANG Haichao, FAN Xuexin, YANG Guorun, et al. Multi-objective optimization design of RC snubber of rectifier diodes for three-level phase-shifted full-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(1): 159-168.

[6] 祝令瑜，占　草，刘琛硕，等. 高压 IGBT 劣化机理分析及状态监测技术研究综述[J]. 高电压技术，2021，47(3)：903-916.
ZHU Lingyu, ZHAN Cao, LIU Chenshuo, et al. Review of deterioration mechanism analysis and condition monitoring technology for high voltage IGBT[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(3): 903-916.

[7] WANG C, LU Y, HUANG M, et al. A two-phase three-level buck DC-DC converter with X-connected flying capacitors for current balancing[J]. IEEE Solid-State Circuits Letters, 2020, 3: 442-445.

[8] 王海超，范学鑫，杨国润，等. 超级电容充电三电平双输出直流变换器设计[J]. 高电压技术，2020，46(9)：3268-3274.
WANG Haichao, FAN Xuexin, YANG Guorun, et al. Design of three-level dual-output DC-DC converter for ultracapacitor applications[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(9): 3268-3274.

[9] 杨国润，王海超，肖　飞，等. 双输出三电平移相全桥变换器原边电压跌落分析[J]. 高电压技术，2022，48(2)：772-780.
YANG Guorun, WANG Haichao, XIAO Fei, et al. Analysis of primary voltage sag of the dual-output three-level phase-shift full-bridge converter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(2): 772-780.

[10] 阮新波，危　健，薛雅丽. 非隔离三电平变换器中分压电容均压的一种方法[J]. 中国电机工程学报，2003，23(10)：27-31.
RUAN Xinbo, WEI Jian, XUE Yali. A method to balance the voltage of the divided capacitors in non-isolated three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2003, 23(10): 27-31.

[11] 叶　博，牛赟博，胡思诚，等. 三电平 Buck 电路控制系统设计研究[J]. 通信电源技术，2018，35(11)：30-33，36.
YE Bo, NIU Yunbo, HU Sicheng, et al. Design and research of three-level Buck circuit control system[J]. Telecom Power Technology, 2018, 35(11): 30-33, 36.

[12] 孙孝峰，袁　野，王宝诚，等. 零电压开关三电平 Buck-Boost 双向变换器[J]. 电工技术学报，2018，33(2)：293-300.

SUN Xiaofeng, YUAN Ye, WANG Baocheng, et al. Zero-voltage switching three-level Buck-Boost bidirectional converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(2): 293-300.

[13] 李 斌，阮新波，李金钟. 倍流整流方式 ZVS PWM 三电平直流变换器[J]. 中国电机工程学报，2002，22(9)：80-84.
LI Bin, RUAN Xinbo, LI Jinzhong. Current-doubler-rectifier ZVS PWM three-level converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 80-84.

[14] 于月森，何慧君，张 望，等. Buck 三电平变换器本质安全特性的分析[J]. 煤矿机械，2013，34(6)：92-94.
YU Yuesen, HE Huijun, ZHANG Wang, et al. Analysis on intrinsically safe properties of buck three-level converter[J]. Coal Mine Machinery, 2013, 34(6): 92-94.

[15] 皇金锋，李林鸿，董锋斌，等. 考虑滤波电容 ESR 的 Boost 变换器输出纹波电压畸变机理及精确建模[J]. 中国电机工程学报，2020，40(16)：5326-5336.
HUANG Jinfeng, LI Linhong, DONG Fengbin, et al. Distortion mechanism and accurate modeling of output ripple voltage of boost converter on considering filtering capacitor with ESR[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(16): 5326-5336.

[16] 李善寿，陶 勇，叶 伟，等. 抑制 T 型三电平逆变器共模电压的调制策略[J]. 高电压技术，2022，48(7)：2826-2839.
LI Shanshou, TAO Yong, YE Wei, et al. Modulation strategy with reduced common mode voltage for T-type three-level inverter[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(7): 2826-2839.

[17] 崔 勇，李 豪，向大为，等. 三电平 Buck-Boost 变流器直流电容与 IGBT 开路故障非侵入式监测方法[J]. 高电压技术，2023，49(10)：4345-4354.
CUI Yong, LI Hao, XIANG Dawei, et al. Non-intrusive online monitoring method of DC-link capacitor and IGBT open-circuit fault for three-level Buck-Boost converter[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(10): 4345-4354.

[18] 李江荣，杨向宇. 双输入三电平半桥 DC-DC 变换器及其回流功率优化控制方法[J]. 现代电子技术，2022，45(10)：99-104.
LI Jiangrong, YANG Xiangyu. Optimal control method for return power of dual-input three-level half-bridge DC-DC converter[J]. Modern Electronics Technique, 2022, 45(10): 99-104.



皇金锋(通信作者)
1978—，男，博士，教授
主要研究方向为电力电子与电力传动
E-mail: jfhuang2000@ 163.com

HUANG Jinfeng
Ph.D., Professor
Corresponding author



曹 哲
1996—，男，硕士，助理工程师
主要研究方向为新能源发电
E-mail: 896381173@qq.com

CAO Zhe

收稿日期 2022-05-05 修回日期 2023-12-03 编辑 程子丰