

# 一种新型软开关三电平级联DC/DC变换器

蒋婧文<sup>1</sup>,周洁敏<sup>1</sup>,洪峰<sup>2</sup>,郑罡<sup>1</sup>

(1.南京航空航天大学民航学院,江苏 南京 211100;

2.南京航空航天大学电子信息学院,江苏 南京 211100)

**摘要:**在 LLC 的基础上,从软开关技术、DC/DC 级联变换器技术以及三电平技术的角度去思考,提出一种基于 Buck-LLC 的新型 DC/DC 复合式级联结构拓扑。搭建了 980 W 样机进行验证,证明该复合式 Buck-LLC 级联变换器在保持传统 Buck-LLC 级联变换器效率的前提下能够有效减小前级 Buck 电路处理功率,减小体积并提高功率密度,也能够有效减小母线电容耐压值,并且保持 PWM 闭环调制的优点,能够输出稳定的电压,后级 LLC 定频的工作参数设计更加方便。

**关键词:**软开关;复合式 Buck-LLC;级联结构;三电平

**中图分类号:**TM42 **文献标识码:**A **DOI:**10.19457/j.1001-2095.dqcd24142

## A New Type of Soft-switching Three-level Cascade DC/DC Converter

JIANG Jingwen<sup>1</sup>, ZHOU Jiemin<sup>1</sup>, HONG Feng<sup>2</sup>, ZHENG Gang<sup>1</sup>

(1.School of Civil Aviation, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 211100, Jiangsu,

China; 2.School of Electronic Information, Nanjing University of Aeronautics and

Astronautics, Nanjing 211100, Jiangsu, China)

**Abstract:** On the basis of LLC, considering from the perspectives of soft-switching technology, DC/DC cascade converter technology and three-level technology, a new DC/DC composite cascade structure topology on the basis of Buck-LLC structure was proposed. A 980 W prototype was designed and built for verification, which prove that the proposed composite Buck-LLC cascade structure can effectively reduce the processing power of the previous Buck circuit, and reduce the Buck inductor volume, and increase power density while maintaining the efficiency of the traditional Buck-LLC cascade structure. It can also effectively reduce the withstand voltage value of the bus capacitor and maintain the advantages of PWM closed-loop modulation, and can output a stable voltage. In addition, the design of the working parameters of the subsequent LLC fixed frequency is more convenient.

**Key words:** soft-switching; composite Buck-LLC; cascade structure; three-level(TL)

DC/DC 变换器广泛应用于多个领域。对于变换器的研究,其效率、功率密度以及器件的可靠性之间的平衡一直是研究的重点和难点<sup>[1]</sup>。对于满足以上要求的电源系统来说,单级 DC/DC 拓扑并不是最优解,越来越多的学者开始研究级联变换器。

与单级转换器相比,两级级联转换器通常具有更宽的输入电压范围,还能相应减少元件应力<sup>[2]</sup>。首先,LLC 作为一种可以实现软开关的电路,其具有提高系统效率的优点,广泛使用在电路设计中<sup>[3]</sup>。文献[4]提出前级为 Boost、后级为变压器串并联 LLC 电路,该电路导通损耗较小,电

路整体效率高,但是在高压输入时,该拓扑结构会由于前级升压使得母线电压过高从而使后级元件电压应力过大。文献[5]研究前级闭环 Buck 加后级开环 LLC 电路,实现宽范围电压调节,但是在母线上的导通损耗较大。文献[6]使用前级 LLC、后级交错并联同步整流 Buck 的结构,用矩阵变压器的方式减小副边绕组损耗,但是结构过于复杂,不利于高功率密度的要求。文献[7]的变换器采用前级 LLC、后级 Buck 电路的方式,但是由于前级的变频控制,导致前级功率密度小,而且数字控制不稳定性高。

为了进一步减小开关电压应力,三电平(TL)技

术在高压场合中运用较为常见。研究人员在高压情况下对三电平进行了研究,其损耗大、效率低,因此非常有必要将软开关技术应用于三电平转换器(three-level converter, TLC)<sup>[8]</sup>。文献[9]采用改进半桥型三电平DC/DC拓扑方案,电压应力小,适用于高压大功率的情况,其半桥电路在相同的输入功率,相比全桥输出功率会比较低。

本文通过对DC/DC电源的特点分析,参考以上技术,平衡效率、功率密度和可靠性,最终根据指标确定Buck-LLC级联结构为电路主体结构。利用这个结构定频控制LLC谐振变换器,解决了变频控制导致的磁性元件的设计难度大、体积偏大、功率密度不高、采样信号不稳定等问题<sup>[1]</sup>。另外,结合了复合式全桥LLC结构中谐振网络输入电压特性,得到一种新型的复合式Buck-LLC级联结构,前级新型Buck结构利用斩波管形成了三电平,然后将复合式全桥LLC结构中斩波管PWM控制方式运用到新结构中。最终设计并制作一台980 W实验样机进行实验并验证其复合式Buck-LLC级联结构的可行性、有效性和合理性。证明了其在保证效率的同时,减小了电压应力,提高了功率密度。

## 1 变换器工作原理

### 1.1 软开关三电平级联变换器拓扑结构

提出的复合式Buck-LLC级联变换器电路拓扑如图1所示。

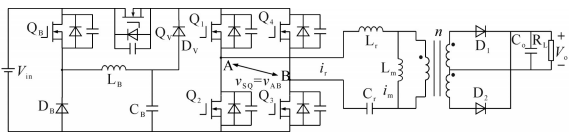


图1 复合式Buck-LLC级联变换器电路结构

Fig.1 Circuit structure of composite Buck-LLC cascade converter

复合式Buck-LLC电路在前级Buck与后级LLC之间添加斩波管 $Q_v$ 和续流二极管 $D_v$ ,主体结构仍为Buck-LLC级联电路, $Q_b, D_b, L_b$ 和输出电容 $C_b$ 构成的是前级Buck电路,用于形成三电平。4个开关管、谐振网络和输出整流滤波电路构成的是后级全桥LLC谐振变换器电路。

### 1.2 变换器工作模式分析

根据各个开关管驱动之间的转换,可以将开关周期划分为10个阶段,并定义谐振电流正方向为从A向B,图2为复合式Buck-LLC电路工作模式主要波形。

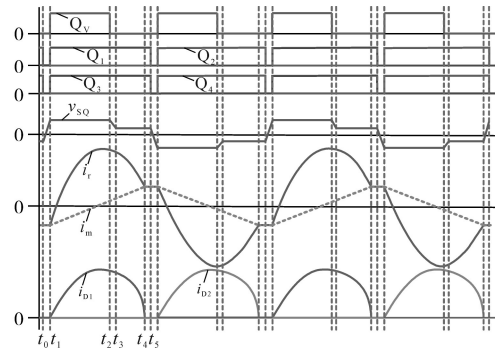


图2 复合式Buck-LLC电路工作模式主要波形

Fig.2 Theoretical waveforms of composite Buck-LLC working mode

阶段1( $t_0 < t < t_1$ ):在 $t_0$ 时刻之前, $Q_2$ 与 $Q_4$ 导通,谐振网络输入端方波电压 $v_{sq}$ 的峰值为Buck电路输出电压,此时励磁电感不再被副边负载输出电压钳位,并且参与电路谐振工作,谐振电流 $i_r$ 与励磁电流 $i_m$ 相等。在 $t_0$ 时, $Q_2$ 与 $Q_4$ 开始关断,续流二极管 $D_v$ 截止,此时 $Q_1$ 和开关管 $Q_3$ 以及 $Q_v$ 的体电容放电, $Q_2$ 与 $Q_4$ 的体电容充电,一直到 $t_1$ 时刻,充放电完成, $Q_1$ 与 $Q_3$ 的体二极管导通,为 $Q_1$ 和 $Q_3$ 以及 $Q_v$ 的ZVS提供条件,并且由于此时谐振电流 $i_r$ 与励磁电流 $i_m$ 相等,变压器原边没有电流,能量无法传递到副边,副边电流为0,这为副边整流管ZCS提供条件。

阶段2( $t_1 < t < t_2$ ):在 $t_1$ 时刻, $Q_1, Q_3$ 和 $D_v$ 开始导通,由于 $Q_v$ 的体电容放电完毕,两端电压差为0,此时 $v_{sq}$ 为 $V_{in}$ ,因此前级输出形成三电平。原边能量传递到副边, $D_1$ 导通。一直到 $t_2$ 时刻, $Q_v$ 关断,此时 $Q_v$ 体电容开始充电,谐振网络输入方波 $v_{sq}$ 开始下降。

阶段3( $t_2 < t < t_3$ ):在 $t_2$ 时刻, $v_{sq}$ 下降, $Q_2$ 与 $Q_4$ 的体电容放电, $Q_v$ 的体电容充电, $D_v$ 由于 $v_{sq}$ 还未下降到与Buck输出电压相等而截止。直到 $t_3$ 时刻, $v_{sq}$ 下降到与Buck输出电压相等, $Q_2$ 与 $Q_4$ 的体电容放电到与Buck输出电压相等,此时 $D_v$ 导通, $Q_v$ 的体电容充电完成。此时副边整流管有电流,励磁电感被输出电压钳位,原边能量会传递到副边。

阶段4( $t_3 < t < t_4$ ):当 $t_3$ 时刻,相当于Buck在给后级LLC电路提供能量,此时 $v_{sq}$ 为Buck输出电压, $D_v$ 一直导通,一直到 $t_4$ 时刻,励磁电感开始参与谐振。

阶段5( $t_4 < t < t_5$ ):在 $t_4$ 时刻,励磁电感参与谐振,此时副边没有电流,原边能量没有传输到副边,为副边整流管ZCS提供条件。直到 $t_5$ 时刻, $Q_1$ 和 $Q_3$ 关断,体电容充电; $Q_v, Q_2$ 与 $Q_4$ 的体电容

放电,为ZVS的实现做准备。

阶段6~阶段10:在 $t_5$ 时刻之后属于整个复合式Buck-LLC电路工作模态的下半个周期,在此不再赘述。

### 1.3 变换器稳态分析

由图2可知,谐振电流在复合电平模态中存在多种状态,并且谐振网络输入电压的傅里叶级数表达式中会同时存在余弦和正弦表达式,因此很难用单一的基波函数去代替其谐振网络输入电压。因此需要分析电路在各个状态下电压电流关系式。阶段1、阶段3、阶段5由于模态变化的时间较短,因此可以在计算中忽略,得到以下公式:

$$i_{r2} = -i_{m,p} \cos[\omega_r(t_2 - t_1)] + \frac{[(V_{in} - nV_o) - v_{Cr1}]}{Z_r} \sin[\omega_r(t_2 - t_1)] \quad (1)$$

$$v_{Cr2} = -Z_r i_{m,p} \cos[\omega_r(t_2 - t_1)] + [(V_{in} - nV_o) - v_{Cr1}] \sin[\omega_r(t_2 - t_1)] + v_{Cr1} \quad (2)$$

$$i_{r4} = i_{r2} \cos[\omega_r(t_4 - t_2)] + \frac{[(V_{in}/2 - nV_o) - v_{Cr2}]}{Z_r} \sin[\omega_r(t_4 - t_2)] \quad (3)$$

$$v_{Cr4} = Z_r i_{r2} \cos[\omega_r(t_4 - t_2)] + [(V_{in}/2 - nV_o) - v_{Cr2}] \sin[\omega_r(t_4 - t_2)] + v_{Cr2} \quad (4)$$

$$M_T = nV_o/V_{in} \quad (5)$$

$$i_{m,p} = nV_o/(4L_m f_r) \quad (6)$$

$$-v_{Cr1} = \frac{i_{m,p}}{C_r} \left( \frac{1}{2f_{sw}} - \frac{1}{2f_r} \right) + v_{Cr4} \quad (7)$$

$$D_V = (t_2 - t_1) \times 2 \times f_{sw} \quad (8)$$

式中: $i_{r2}$ 为谐振电流在 $t_2$ 时刻的值; $\omega_r$ 为谐振角频率, $\omega_r = 2\pi f_r$ ;  $f_r$ 为谐振频率; $i_{m,p}$ 为励磁电流的正向峰值; $v_{Cr1}$ 为谐振电容在 $t_1$ 时刻的电压值; $Z_r$ 为串联谐振特性阻抗, $Z_r = \sqrt{L_r/C_r}$ ;  $v_{Cr2}$ 为谐振电容在 $t_2$ 时刻的电压值; $i_{r4}$ 为谐振电流在 $t_4$ 时刻的值; $v_{Cr4}$ 为谐振电容在 $t_4$ 时刻的电压值; $M_T$ 为复合式Buck-LLC电路整体增益; $D_V$ 为斩波管占空比; $f_{sw}$ 为开关频率。

根据上述各式可以在Matlab中解出 $M_T$ 与 $D_V$ 之间的关系,并且可以根据该关系式画出图3。复合式Buck-LLC电路增益与斩波管占空比为正相关变化,因此可以利用调节 $D_V$ 来调节系统增益,实现闭环控制。

通过稳态分析,从图3中可以看出,当斩波管

占空比在0.1~0.7之间时,增益曲线变化的斜率适合做闭环调节。当占空比过小或者过大时,增益变化过于缓慢,不利于闭环系统的响应速度。

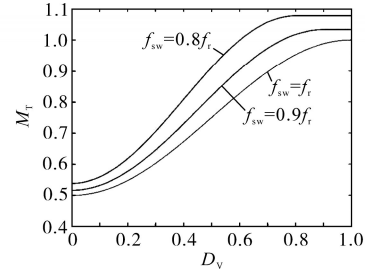


图3 复合式Buck-LLC电路增益与斩波管占空比关系曲线图

Fig.3 The relationship between the circuit gain and the duty cycle of the chopper tube for compound Buck-LLC

### 1.4 复合式Buck-LLC电路参数设计

LLC工作的理想情况是 $f_{sw} = f_r$ 的时候,因此电路后级LLC的固定频率设计在接近谐振频率处最佳,能够达到高效低干扰的工作状态。假设Buck电路为定占空比模式,输出电压始终为 $V_{in}/2$ 。整个电路的最大增益 $M_{Tg,max}$ 与最小增益 $M_{Tg,min}$ 可分别由下式求出:

$$M_{Tg,max} = nV_{o,max}/V_{in,min} \quad (9)$$

$$M_{Tg,min} = nV_{o,min}/V_{in,max} \quad (10)$$

式中: $V_{in,max}$ ,  $V_{in,min}$ 分别为输入电压最大值和最小值; $V_{o,max}$ ,  $V_{o,min}$ 分别为输出电压最大值和最小值。另外, $M_{Tg,min}$ ,  $M_{Tg,max}$ 的取值范围应尽量使增益区间落在斩波管占空比在0.1~0.7之间。

#### 1.4.1 变压器匝比设计

由于后级LLC为定频设计,所以在变压器设计上灵活许多,在满足占空比条件下,为使电路在所有工作状态下都能工作在复合电平模式,将式(9)、式(10)代入下式可得出大致变压器匝比范围。

$$\begin{cases} M_{Tg,max} < 0.95 \\ f_{sw} = 0.95f_r \end{cases} \quad (11)$$

$$\begin{cases} M_{Tg,min} \geq 0.52 \\ f_{sw} = 0.95f_r \end{cases} \quad (12)$$

考虑到恰好工作在谐振频率过于理想,在实际实验中工作频率会略小于设计频率,因为在变压器绕制时存在漏感,漏感导致谐振电感量变大,从而使得电路整体谐振频率 $f_r$ 降低,因此设计在开关频率略小于谐振频率处( $f_{sw} = 0.95f_r$ )。为了防止半载会使得复合电平模式变为正常电平模式,因此变压器匝比应尽量取大。

#### 1.4.2 谐振网络参数设计

谐振网络参数设计与传统LLC谐振参数设

计一致,  $k, Q$  值的选取极其重要。  $k$  为归一化电感量比值,  $Q$  为品质因数, 分别定义如下:

$$k = L_m / L_r \quad (13)$$

$$Q = \sqrt{L_r / C_r} / R_{AC} \quad (14)$$

式中:  $L_m$  为励磁电感;  $L_r$  为谐振电感;  $R_{AC}$  为 AC 等效负载。

选择合适的  $k, Q$  值能使其增益曲线的变化趋势变得更加合理, 便于控制系统的设计,  $k$  值选择范围应在 8 ~ 15 之间比较合理。根据纯阻性增益曲线取合理的  $k$  值, 然后选择合适的  $Q$  值:

$$Q_{max} = \frac{1}{k \cdot M_{Tg_{max}}} \sqrt{k + \frac{M_{Tg_{max}}^2}{M_{Tg_{max}}^2 - 1}} \quad (15)$$

式中:  $Q_{max}$  为最大可取品质因数。

在实际设计中需要一定设计裕量, 通常取 10% 裕量, 则有:

$$Q = 0.9Q_{max} \quad (16)$$

$Q$  取裕量一是确保工作在感性区域, 二是确保其增益曲线包含增益最大值  $M_{Tg_{max}}$  和增益最小值  $M_{Tg_{min}}$ 。在选择合适的  $k, Q$  值之后, 谐振电容  $C_r$ 、谐振电感  $L_r$  和励磁电感  $L_m$  便很容易计算, 公式如下:

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r \times R_e \times Q} \quad (17)$$

$$L_r = \frac{R_e \times Q}{2\pi f_r} \quad (18)$$

$$L_m = k \times L_r \quad (19)$$

式中:  $R_e$  为变换器次级等效阻抗。

### 1.4.3 Buck 电路参数设计

Buck 的临界电感值  $L_{BH}$  计算公式如下:

$$\begin{aligned} L_{BH} &= \frac{V_{in} - V_{o\_Buck}}{i_{BL+}} DT \\ &= \frac{V_{o\_Buck} (V_{in} - V_{o\_Buck})}{V_{in} i_{BL+}} T \\ &= \frac{V_{o\_Buck} (V_{in} - V_{o\_Buck})}{2V_{in} I_{Bo\_min}} T_B \end{aligned} \quad (20)$$

式中:  $i_{BL+}$  为峰值最大电感电流;  $V_{o\_Buck}$  为前级 Buck 输出电压;  $I_{Bo\_min}$  为指标规定最小负载下的输出电流;  $D$  为占空比;  $T$  为周期;  $T_B$  为开关管 PWM 波驱动周期。

当  $L > L_{BH}$  时, 为了保证 Buck 能够工作在 CCM 模式下, Buck 的电感值应尽量大于临界电感值, 并留有一定的裕量。

利用两级式变换器输出电压纹波小的优点, 可以计算 Buck 输出电容最小容值:

$$C_{B(min)} = \Delta i_{BL+} / (8V_{\pi} f_B) \quad (21)$$

式中:  $\Delta i_{BL+}$  为电感电流的变化量;  $f_B$  为 Buck 开关频率;  $V_{\pi}$  为 Buck 电路输出允许的电压纹波。

### 1.4.4 ZVS 实现条件

复合式 Buck-LLC 电路在各个开关管转换的死区时间内利用励磁电流或者谐振电流来进行体电容的充放电以达到 ZVS。如图 2 所示, 在阶段 1 时刻, 在死区时间内要同时实现开关管  $Q_1, Q_3$  和斩波管  $Q_v$  体电容的放电, 以及开关管  $Q_2$  和  $Q_4$  的充电。此时, 这些开关管中对于斩波管以及将要导通的两个开关管的体电容需要通过励磁电流释放  $V_{in}/2$  的电压, 后级 LLC 将要关断的开关管则需要升压至  $V_{in}$ 。所以要实现 ZVS, 需要满足以下条件:

$$\begin{aligned} I_{m_{max}} \times t_{dead} &\geq 3C_{oss} \times \frac{V_{in}}{2} + 2C_{oss} \times V_{in} \\ &= \frac{7}{2} C_{oss} V_{in} \end{aligned} \quad (22)$$

式中:  $C_{oss}$  为各个开关管的体电容;  $I_{m_{max}}$  为励磁电流峰值;  $t_{dead}$  为死区时间。

励磁电流峰值的计算公式如下:

$$4f_r L_m I_{m_{max}} = nV_o \quad (23)$$

由式(22)和式(23)可计算所需的死区时间:

$$t_{dead} \geq \frac{14C_{oss} f_r L_m}{M_{Tg_{min}}} \quad (24)$$

## 2 实验波形

为了验证提出的新型复合式 Buck-LLC 变换器的工作原理和设计方法的可行性, 根据上述设计方法, 搭建了 980 W 的原理样机及实验平台, 如图 4 所示。

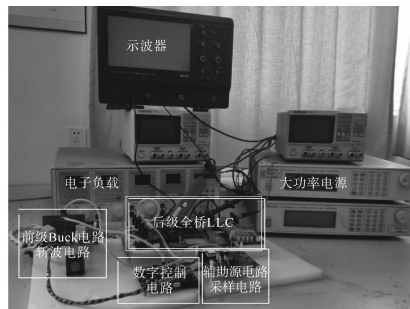


图4 实验平台

Fig.4 Experimental platform

表 1 为技术指标以及根据上述设计方法计算的主要参数。结合计算结果, 选取了 MOS 管 C2M0080120D 作为 Buck 开关管, 斩波管以及后级 LLC 的开关管耐压 1 200 V、耐流 31.6 A、导通电阻为 80 mΩ, 各类参数均满足设计需要。续流二极管选用反向耐压 1 200 V、正向耐流 40 A 的

表1 主要参数

Tab.1 Main parameters

名称	指标	名称	指标
直流输入电压	DC 500~600 V	典型效率	90%
直流输出电压	DC 48 V	Buck电感	225 $\mu$ H
额定输出功率	980 W	变压器匝比	9
Buck开关频率	200 kHz	谐振电感	42 $\mu$ H
LLC开关频率	105 kHz	谐振电容	54 nF

IDW40G120C5 BFKSA1肖特基二极管。驱动电路采用了驱动芯片IXDN514,只需要一个辅助源输入便可以实现各个开关管的驱动隔离。电路包含采样电路,对输出电压进行采样并送到微控制器中进行闭环控制。数字部分采用STM32F103RCT6微控制器,开关管的驱动程序以及PI程序均在该芯片中进行设置。

2.1 主要波形

图5所示为各工作条件下的驱动波形以及谐振腔输入波形,可以得出:复合式Buck-LLC级联变换器能够在电压范围内保持驱动稳定运行。

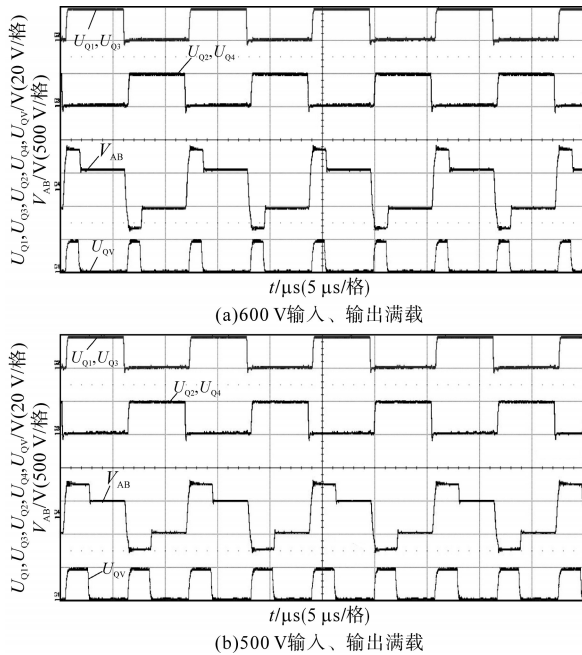


图5 不同工作情况下各驱动波形以及谐振腔输入电压波形

Fig.5 Drive waveforms and resonant cavity input voltage waveform in different working conditions

2.2 ZVS验证波形

图6所示为550V输入、输出满载的LLC开关管的DS端与GS端电压波形,由虚线框处能够看出其开关管实现ZVS,在GS端电压上升之前,DS两端电压已经减小至0。

图7所示为550V输入、输出满载的斩波管DS端与GS端波形,同样可以看出为ZVS。

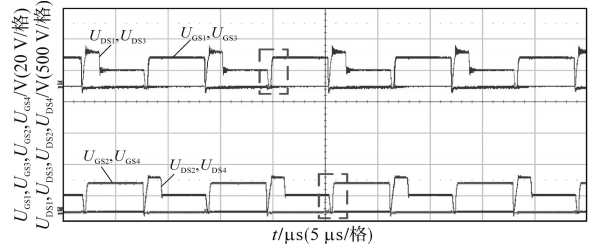


图6 后级LLC开关管DS,GS波形

Fig.6 DS and GS waveforms of the subsequent LLC MOSFET

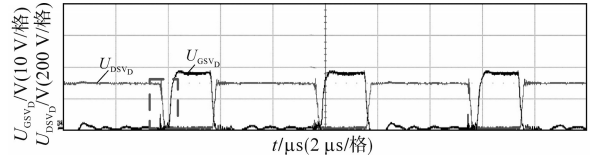


图7 斩波管DS,GS波形

Fig.7 DS and GS waveforms of the chopper tube

实验还检测了最小输入电压、最大输入电压以及半载情况下所有开关管的波形,验证了复合式Buck-LLC电路在各个工作状态下均能实现斩波管与后级LLC驱动管的ZVS。

2.3 输出电压电流波形

额定电压输入情况下,对系统输出波形进行检测。图8为550V输入、满载启动波形,可知,复合式Buck-LLC级联电路的输出电压能够保持较小的纹波,电路中没有太多干扰。

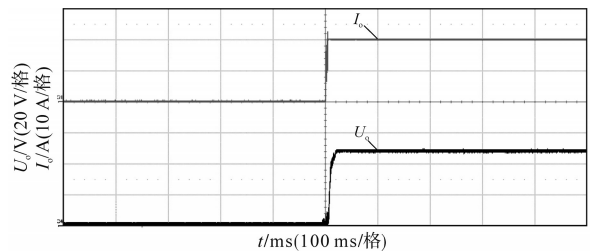


图8 550V输入、满载启动波形

Fig.8 550V start waveforms with full load

2.4 闭环波形图

对实验样机进行闭环调试来测试实际电路效果。在550V输入、满载正常运行时候突然改变负载,使电路的负载从满载经过两次变载后变为半载,波形趋势图如图9所示。由图9可见,在负载改变期间输出电压一直保持稳定,因此闭环控制稳定。

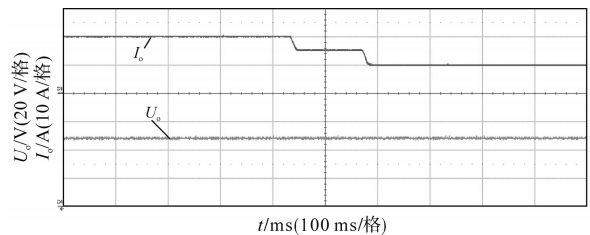


图9 闭环波形图

Fig.9 Close loop waveforms

## 2.5 效率曲线图

最后测量计算系统的效率,如图10所示,随着输出功率增大,电路效率不断提高,效率最高达93.7%。但在600 V输入时,复合式Buck-LLC电路的效率略低,但并未低多少。这是由于在600 V输入情况下,电路斩波管的占空比过低导致此时斩波管 $Q_v$ 与续流二极管 $D_v$ 带来的多余损耗较大导致,这也说明在复合式Buck-LLC电路设计中需要将占空比设置在较高的条件下。并且输入电压越低,斩波管 $Q_v$ 占空比也将越高,使得整个电路效率也会提高。

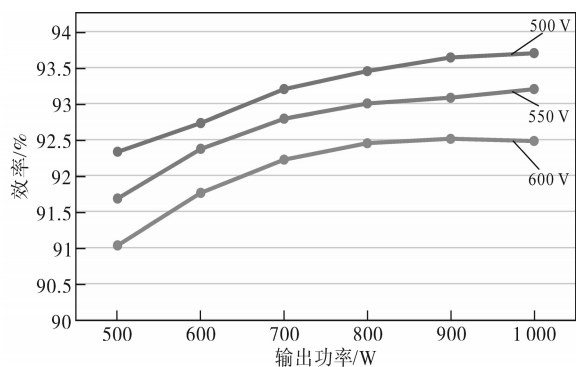


图10 复合式Buck-LLC变换器电路效率曲线图

Fig.10 Composite Buck-LLC converter circuit efficiency curves

## 3 结论

实验结果证明该复合式Buck-LLC级联变换器设计的可行性。该变换器有级联变换器的优点,利用斩波管 $Q_v$ 可以使电路在复合电平模式和正常电平模式之间转换,Buck可以根据输入电压的高低合理调节工作模式,让后级LLC电路可以定频工作,即一直工作在谐振频率 $f_r$ 处,大大简化了谐振参数的计算。另外,该电路简单,相比传统Buck-LLC电路级联结构只多一个斩波管 $Q_v$ 以及一个续流二极管 $D_v$ ,相比H-FB ZVS TL LLC谐振变换器电路结构更加简单,开关管的数量更少,驱动电路的结构也比较简洁,并且斩波管 $Q_v$ 也可以实现ZVS,进一步提高了电路效率。同时,由于前级Buck电路处理功率一部分给到斩波管,功率变小,使得理论Buck电感体积下降,前级Buck电路可以做到更小体积,实现功率密度的提高。最后,由于是Buck电路与LLC电路的级联,前级为降压电路,电压最高不会超过输入电压,前级使用斩波管的三电平技术也能更加有效地减小两级间母线电容的电压应力,降低成本,提

高电路可靠性。

## 参考文献

- [1] AMIRAHMADI A, DOMB M, PERSSON E. High power density high efficiency wide input voltage range LLC resonant converter utilizing E-mode GaN switches[C]//2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017: 350-354.
- [2] SUN Xiaofeng, QIU Jiangfeng, LI Xiaohua, et al. An improved wide input voltage Buck-Boost + LLC cascaded converter[C]//2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2015: 1473-1478.
- [3] 孙元岗,同向前,李庚,等.一种双向谐振型高频直流变压器通用参数设计方法[J].电力系统保护与控制,2021,49(5): 29-35.  
SUN Yuangang, TONG Xiangqian, LI Geng, et al. A general parameter design method of bidirectional resonance type high frequency DC transformer[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(5): 29-35.
- [4] 章江铭,龙江涛,刘天骥,等. Boost+变压器串/并联型LLC级联变换器研究[J].电力电子技术,2015,49(4): 19-22.  
ZHANG Jiangmin, LONG Jiangtao, LIU Tianji, et al. Research on Boost+ transformer series/parallel LLC cascade converter[J]. Power Electronics, 2015, 49(4): 19-22.
- [5] 宁国云,王怡华,黄声华,等.基于TMS320F2806的两级式DC/DC变换器[J].电力电子技术,2011,45(5): 29-31.  
NING Guoyun, WANG Yihua, HUANG Shenghua, et al. Two-stage DC/DC converter based on TMS320F2806[J]. Power Electronics, 2011, 45(5): 29-31.
- [6] 蒋天一.高功率密度DC/DC电源模块控制的设计与研究[D].杭州:浙江大学,2020.  
JIANG Tianyi. Design and research of high power density DC/DC power supply module control[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2020.
- [7] TSANG H K T, FONG Y C, KAN K L J, et al. A study of LLC converter with Buck converter for CC-CV charging[C]//2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA), 2020: 1-5.
- [8] LEE I, MOON G. Three-level LLC SRC for high and wide input voltage applications[C]//IEEE International Conference on Power Electronics & ECCE Asia, 2011: 52-59.
- [9] 李瑞生,徐军,翟登辉,等.三电平DC/DC电源转换技术研究[J].电力系统保护与控制,2017,45(11): 73-80.  
LI Ruisheng, XU Jun, ZHAI Denghui, et al. Research on three-level DC/DC power conversion technology[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(11): 73-80.

收稿日期:2021-12-20

修改稿日期:2022-02-14