

# 基于双变压器的宽范围隔离升降压变换器

刘婷婷, 刘仕钊, 胡荣华

(中国工程物理研究院 总体工程研究所, 四川 绵阳 621900)

**摘要:** 研究了一种基于双变压器的三电平隔离升降压直流变换器,该变换器原边为全桥降压电路,副边为嵌入升压单元的倍压整流电路,使得变换器可以工作在升压和降压两种模式,适用于宽范围输入/输出场合。在传统单移相控制策略的基础上,通过采用双重移相控制策略,优化了变换器的软开关性能。针对倍压整流电路电容不均压的问题,通过在副边开关管驱动信号中引入占空比微调,达到实现电容动态均压的目的。变换器不仅能够实现升降压变换,而且可以在宽范围内实现所有开关器件的软开关。研制了一台 1000W 原理样机并进行了详细的实验测试,实验结果验证了理论分析的正确性。

**关键词:** 直流变换器; 双重移相; 三电平; 隔离升降压; 软开关

**DOI:** 10.12067/ATEEE1902007      **文章编号:** 1003-3076(2020)02-0064-09      **中图分类号:** TM46

## 1 引言

随着环境污染和能源危机问题日益严重,太阳能、燃料电池、风能等清洁、可再生的新能源发电技术成为解决这些问题的研究热点。由于新能源发电的输出电压受环境因素的影响,电压会在较宽范围内波动<sup>[1]</sup>。为了将新能源发电系统的输出转换成可供负载或逆变器使用的母线电压,就需要能适应宽范围输入电压的隔离变换器。还有一些负载,例如航天器中的电压霍尔推进器<sup>[2]</sup>、电动汽车<sup>[3]</sup>,它们需要的供电电压也具有较宽的电压范围,此时,需要能适应宽范围输出电压的变换器来实现能量变换。可见,具备宽输入/输出电压范围的隔离型变换器在新能源、储能系统、航天系统和电动汽车供电系统中都有着非常广泛的应用需求。

依据变换器的拓扑结构,隔离型变换器可以划分为3种类型:升压型<sup>[4]</sup>、降压型<sup>[5]</sup>和升降压型<sup>[6]</sup>。但是,当输入/输出电压宽范围变化时,无论采用升压型变换器还是降压型变换器,由于需要同时兼顾电压范围和输出能力,器件应力较大,器件选型困难,同时导致器件的开关损耗和导通损耗大大增加,明显影响变换器的全局变换效率。已有研究和分析

表明,当变换器工作在宽范围输入/输出情况时,单纯采用升压型变换器或降压型变换器很难兼顾宽增益范围的效率,采用自身具备宽增益范围变换能力的隔离升降压变换器,在能量转换效率和电压范围方面具有明显优势。

现有文献中,对隔离升降压变换器拓扑结构的研究较少。其中,反激变换器就是一种最简单的隔离升降压变换器。但是,由于器件的电压、电流应力较高,开关管和整流二极管的硬开关等问题,反激变换器的效率较低。相比较而言,LLC 谐振变换器<sup>[7,8]</sup>由于软开关性能优异,同时具备升降压变换能力,也是一种很好的隔离升降压变换解决方案。然而,LLC 谐振变换器很难在满足宽范围电压调节的前提下,保持全范围的高效能量变换,一旦工作频率远离其谐振腔的谐振频率,由于较大环流损耗的存在,变换器的效率将大幅下跌。文献[9]中提到的一族半双有源桥变换器可以看成是简化的双有源桥变换器(Dual Active Bridge, DAB),它们可以作为隔离升降压变换器,但是由于这些变换器的电流应力仍然比较高,并且软开关范围较窄,因此需要对拓扑结构和控制策略做一定调整。文献[10]中根据开关管在降压模式实现软开关的需求,提出了一种

**收稿日期:** 2019-02-20  
**作者简介:** 刘婷婷(1993-),女,江苏籍,助理工程师,硕士,研究方向为非标设备电气设计、电力电子与电力传动;  
刘仕钊(1982-),男,四川籍,高级工程师,硕士,研究方向为非标设备电气设计。

拓宽软开关范围的双移相控制策略,使得开关管可以实现宽范围的零电压开通;变换器可以在全负载范围内工作,控制量连续变化,为宽范围隔离升降压变换提供了一种简单而有效的双移相控制方式。

本文研究的基于双变压器的宽范围隔离升降压变换器是在文献[10]的基础上,对拓扑结构进行改造,将单个变压器分裂成两个独立的变压器,变压器原边串联,副边并联,可以有效减小变压器的电流应力,降低变压器体积,降低导通损耗,分散热应力。同时,采用优化的双移相控制策略,所有开关器件可以在宽范围内实现软开关,降低变换器自身的电磁干扰、提高可靠性,并且提高能量转换效率。

## 2 拓扑与分析

### 2.1 变换器拓扑

本文研究的变换器拓扑如图1所示,原边为全桥结构,副边为嵌入升压单元的倍压整流结构,其中,  $D_1$ 、 $D_2$  和  $C_{o1}$ 、 $C_{o2}$  构成倍压整流电路,  $S_5$ 、 $S_6$  构成双向开关,通过加入双向开关,使得变换器具备升压能力;原边开关管加入内移相角,可使变换器工作在降压模式。图1中,变压器  $T_1$  和  $T_2$  为两个独立、不耦合的变压器,通过原边串联、副边并联的连接方式,可以降低变压器电压、电流应力,分散热应力。通过采用文献[10]中的优化的双重移相控制策略,可以实现宽电压和负载范围内的软开关。

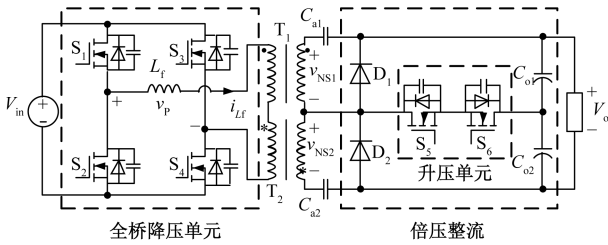


图1 变换器结构

Fig.1 Topology of converter

假设变压器  $T_1$  和  $T_2$  的匝比为  $N_p:N_s=n:1$ , 考虑变压器的变比,定义该变换器的等效增益  $G$  为:

$$G = \frac{nV_o}{V_{in}} \quad (1)$$

式中,  $n$  为变压器的匝比;  $V_{in}$  和  $V_o$  分别为输入、输出电压。根据等效增益  $G$  的大小,变换器可以工作在升压 ( $G>1$ )、降压 ( $G<1$ ) 和平衡 ( $G=1$ ) 模式,而根据电感电流  $i_{Lf}$  的连续性,又可将其划分为电流连续模式 (Continuous Conduction Mode, CCM) 和电流断

续模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM), 接下来对这几种工作模式进行原理分析。为了简化分析,忽略开关管结电容的充放电过程,并且假设两个变压器的参数完全对称、变压器为理想变压器。

### 2.2 升压 CCM 模式

升压模式的控制策略继承了传统 DAB 变换器的单移相 (Single-Phase-Shift, SPS) 控制策略,在  $S_1$  和  $S_5$  之间引入副边移相角  $\varphi_s$ , 并定义副边移相比  $D_s$  为:

$$D_s = \varphi_s / \pi \quad (2)$$

变换器在半个开关周期内共有 5 个开关模式,主要工作波形和各模式等效电路图分别如图2和图3所示。其中,  $v_{DS1,4,5}$  表示开关管  $S_1$ 、 $S_4$  和  $S_5$  的漏源极电压,  $i_{SD5,6}$  表示流过开关管  $S_5$  和  $S_6$  的反并二极管的电流。

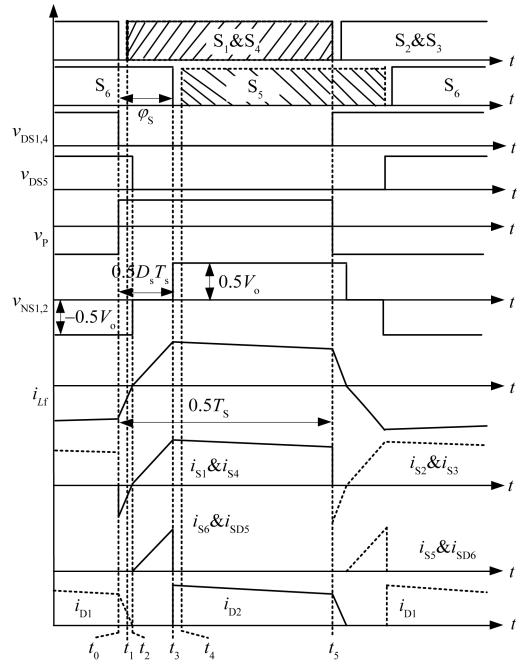


图2 升压 CCM 模式主要工作波形

Fig.2 Key waveforms in Boost-CCM mode

(1) 开关模式 1 [ $t_0, t_1$ ]: 如图3(a)所示,  $t_0$  时刻, 开关管  $S_2$  和  $S_3$  关断, 由于电感电流为负, 因此  $S_1$  和  $S_4$  的体二极管导通, 为  $S_1$  和  $S_4$  的 ZVS 开通提供条件, 电感电流表达式为:

$$i_{Lf}(t) = \frac{V_{in} + nV_o}{L_f}(t - t_0) + i_{Lf}(t_0) \quad (3)$$

(2) 开关模式 2 [ $t_1, t_2$ ]: 如图3(b)所示,  $t_1$  时刻,  $S_1$  和  $S_4$  实现 ZVS 开通;

(3) 开关模式 3 [ $t_2, t_3$ ]: 如图3(c)所示, 当电

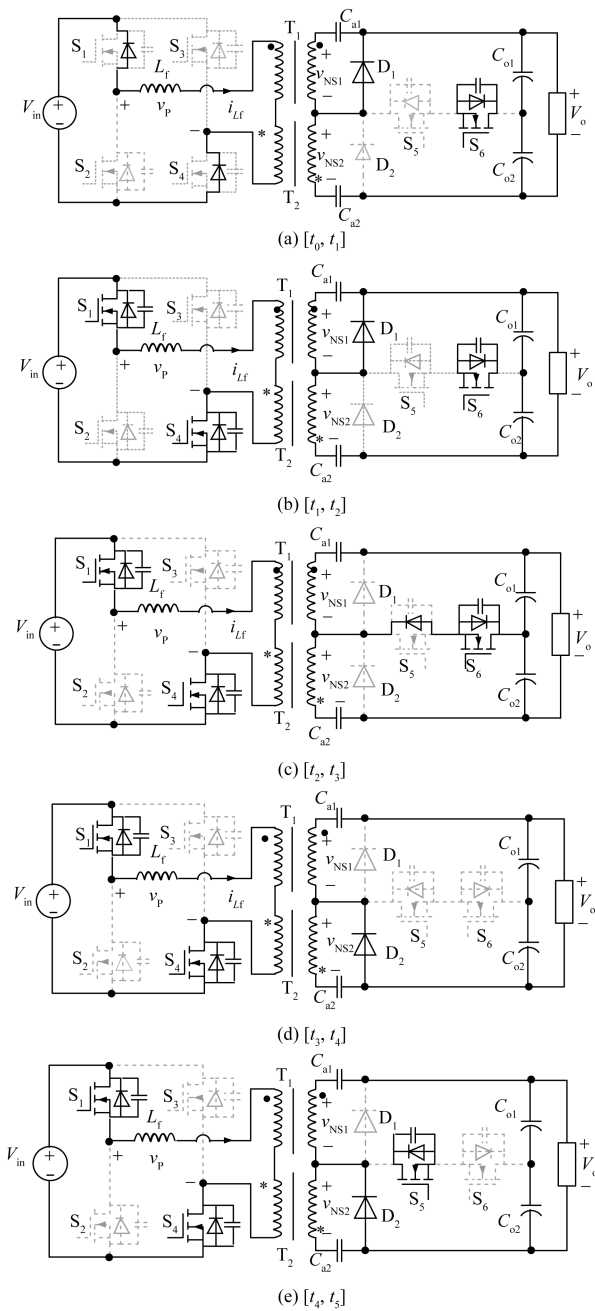


图 3 升压 CCM 模式各开关模式等效电路

Fig.3 Equivalent circuits in Boost-CCM mode

感电流在  $t_2$  时刻下降到 0, 二极管  $D_1$  自然关断, 随后电感电流变为正向, 使得  $S_5$  的体二极管导通, 为其 ZVS 开通提供条件。该模式下, 变压器副边电压被钳位在 0, 原边不向副边传递能量。电感在输入电压的作用下储存能量, 其电流表达式为:

$$i_{Lf}(t) = \frac{V_{in}}{L_f}(t - t_2) + i_{Lf}(t_2) \quad (4)$$

(4) 开关模式 4  $[t_3, t_4]$ : 如图 3(d) 所示, 开关管  $S_6$  关断后, 双向开关无法继续导通, 但开关管  $S_5$

的漏源极电压仍然保持为 0, 副边电流换流到二极管  $D_2$  中, 电感电流表达式为:

$$i_{Lf}(t) = \frac{V_{in} - nV_o}{L_f}(t - t_3) + i_{Lf}(t_3) \quad (5)$$

(5) 开关模式 5  $[t_4, t_5]$ : 如图 3(e) 所示,  $t_4$  时刻, 开关管  $S_5$  实现 ZVS 开通, 副边电流回路不变。 $t_5$  时刻, 开关管  $S_1$  和  $S_4$  关断, 开关模式 5 结束, 下半周期工作过程类似, 不再赘述。

### 2.3 升压 DCM 模式

若负载较轻, 在原边开关管换向前, 电感电流已经减小为零, 则变换器工作在 DCM 模式。变换器在半个周期内共有 5 个模式, 主要工作波形如图 4 所示。

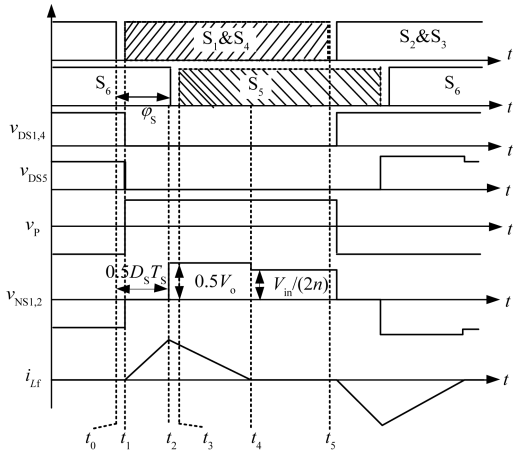


图 4 升压 DCM 模式主要工作波形

Fig.4 Key waveforms in Boost-DCM mode

(1) 开关模式 1  $[t_0, t_1]$ :  $t_0$  时刻之前, 电感电流已经降为零, 没有能量传输到负载。

(2) 开关模式 2  $[t_1, t_2]$ :  $t_1$  时刻,  $S_1$  和  $S_4$  实现 ZCS 开通, 该模式与升压 CCM 模式开关模式 3 一致。 $t_2$  时刻, 开关管  $S_6$  关断, 模式 2 结束。

(3) 开关模式 3  $[t_2, t_3]$ :  $t_2$  时刻,  $S_6$  关断, 二极管  $D_2$  导通, 该模式与升压 CCM 模式开关模式 4 一致。

(4) 开关模式 4  $[t_3, t_4]$ :  $t_3$  时刻,  $S_5$  实现 ZVS 开通。

(5) 开关模式 5  $[t_4, t_5]$ :  $t_4$  时刻, 电感电流下降至零, 没有能量传输到负载;  $t_5$  时刻, 开关管  $S_1$  和  $S_4$  关断, 开关模式 5 结束。后半周期的工作过程类似。

忽略死区时间, 根据以上分析, 在升压 DCM 模式, 各时间节点的电流表达式为:



刻,  $S_4$  实现 ZVS 开通。

(5) 开关模式 5  $[t_4, t_5]$ : 与升压 CCM 模式模式 3 一致。

(6) 开关模式 6  $[t_5, t_6]$ : 与升压 CCM 模式模式 4 一致。

(7) 开关模式 7  $[t_6, t_7]$ : 与升压 CCM 模式模式 5 一致。  $t_7$  时刻, 开关管  $S_1$  关断, 开关模式 7 结束, 下半周期工作过程类似, 不再赘述。

## 2.5 降压 DCM 模式

当负载较轻时, 副边移相比控制为 0, 此时通过改变原边移相比  $D_p$  来实现动态调节。半个开关周期共有 5 个开关模式, 主要工作波形如图 7 所示。

(1) 开关模式 1  $[t_0, t_1]$ : 与降压 CCM 模式模式 1 一致。

(2) 开关模式 2  $[t_1, t_2]$ : 与降压 CCM 模式模式 2 一致。

(3) 开关模式 3  $[t_2, t_3]$ :  $t_2$  时刻, 电感电流值降为 0, 该模式下电感电流保持为 0。

(4) 开关模式 4  $[t_3, t_4]$ :  $t_3$  时刻, 开关管  $S_3$  关断, 由于死区时间的存在, 开关管  $S_4$  不会立即导通, 该工作模式下电感电流仍然保持为 0。

(5) 开关模式 5  $[t_4, t_5]$ : 与升压 CCM 模式工作模式 5 一致。  $t_5$  时刻, 开关管  $S_1$  关断, 开关模式 5 结束, 下半周期工作过程类似, 不再赘述。

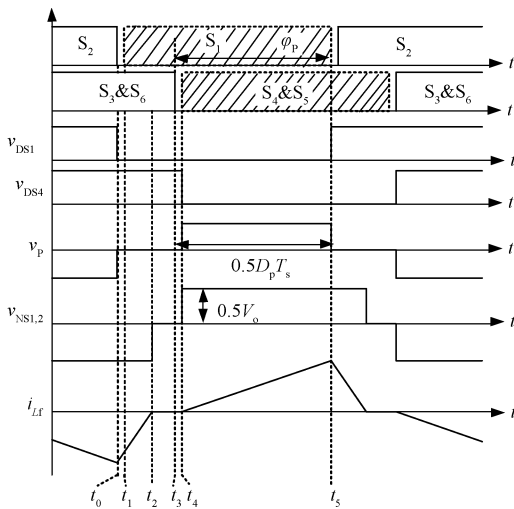


图7 降压 DCM 模式主要工作波形

Fig.7 Key waveforms in Buck-DCM mode

根据分析可知降压 CCM、DCM 模式的分界点需要同时满足:

$$D_p/G = 1, D_s = 0 \quad (12)$$

## 3 变换器特性分析

### 3.1 软开关特性分析

根据以上工作原理分析可知, 在升压模式, 开关管实现软开关的条件是:  $i_{Lf}(t_0) < 0$  ( $S_1$ 、 $S_4$  的 ZVS 开通) 和  $i_{Lf}(t_3) > 0$  ( $S_5 \sim S_6$  的 ZVS 开通和  $D_1$ 、 $D_2$  的自然关断)。由于稳态工作情况下电感电流平均值为 0, 因此必然满足  $i(t_0) + i(t_5) = 0$ , 根据升压 CCM 模式的电感电流表达式, 可以计算得到:

$$\begin{cases} i_{Lf}(t_0) = \frac{G^2 - D_s G - D_s G^2 - 1}{G + 2} \frac{V_{in} T_s}{L_f} \frac{1}{2} \\ i_{Lf}(t_3) = \frac{2D_s + G - 1}{G + 2} \frac{V_{in} T_s}{L_f} \frac{1}{2} \end{cases} \quad (13)$$

因此实现  $S_1 \sim S_4$  的 ZVS 开通的条件为:

$$D_s > (G - 1)/G \quad (14)$$

实现  $S_5$ 、 $S_6$  的 ZVS 开通和  $D_1$ 、 $D_2$  的自然关断的条件为:

$$D_s > (1 - G)/2 \quad (15)$$

由于升压模式必然满足  $G > 1$ , 所以开关管  $S_5$ 、 $S_6$  和二极管  $D_1$ 、 $D_2$  必然能实现软开关。对比式 (8) 可知, 原边开关管实现软开关的条件即为升压 CCM 和 DCM 模式的边界条件, 因此, 升压模式下, 原边开关管只能在 CCM 模式实现 ZVS 开通。

降压模式开关管实现软开关条件是:  $i_{Lf}(t_0) < 0$  ( $S_1$ 、 $S_2$  的 ZVS 开通)、 $i_{Lf}(t_2) < 0$  ( $S_3$ 、 $S_4$  的 ZVS 开通) 和  $i_{Lf}(t_5) > 0$  ( $S_5$ 、 $S_6$  的 ZVS 开通和  $D_1$ 、 $D_2$  的自然关断)。根据  $i(t_0) + i(t_7) = 0$ 、 $D_p = G$  及降压 CCM 模式的电感电流表达式, 可以计算得到:

$$\begin{cases} i_{Lf}(t_0) = -\frac{G[(1+G)(D_s-G)+2]}{G+2} \frac{V_{in} T_s}{L_f} \frac{1}{2} \\ i_{Lf}(t_2) = -\frac{D_s G(G+1)}{G+2} \frac{V_{in} T_s}{L_f} \frac{1}{2} \\ i_{Lf}(t_5) = \frac{2D_s}{G+2} \frac{V_{in} T_s}{L_f} \frac{1}{2} \end{cases} \quad (16)$$

因此, 降压模式实现  $S_1$ 、 $S_2$  的 ZVS 开通的条件为:

$$D_s > (G+2)(G-1)/(G+1) \quad (17)$$

实现  $S_3 \sim S_6$  的 ZVS 开通和  $D_1$ 、 $D_2$  的自然关断的条件为:

$$D_s > 0 \quad (18)$$

降压模式下  $G < 1$ , 因此理论上只要  $D_s > 0$ , 所有

开关器件均可实现软开关,但是在降压 DCM 模式,  $D_s=0$ , 开关管  $S_3$  和  $S_4$  不能实现 ZVS 开通。

根据以上分析,总结出不同工作模式下开关器件的软开关特性,如表 1 所示。

表 1 软开关特性总结

Tab.1 Soft-Switching Characteristics

工作模式	软开关特性			
	$S_1\&S_2$	$S_3\&S_4$	$S_5\&S_6$	$D_1\&D_2$
升压 CCM	ZVS		ZVS&ZCS	自然关断
升压 DCM	ZCS		ZVS&ZCS	自然关断
降压 CCM	ZVS	ZVS	ZVS&ZCS	自然关断
降压 DCM	ZVS	ZCS	ZVS&ZCS	自然关断

### 3.2 输出特性

定义输出功率基准  $P_b = V_{in}^2 / (2f_s L_f)$ , 忽略变换器损耗, 可以得到升压 CCM 模式的输出功率为:

$$\frac{P_o}{P_b} = \frac{-2(D_s - 1)^2 G^3 + (4D_s - 4D_s^2 + 1)G(G + 1)}{2(G + 2)^2} \quad (19)$$

升压 DCM 模式的输出功率为:

$$\frac{P_o}{P_b} = \frac{D_s^2 G}{2(G - 1)} \quad (20)$$

降压 CCM 模式的输出功率为:

$$\frac{P_o}{P_b} = \frac{1}{2(G + 2)^2} \{ G^3 [D_s(2 + 2G) - 2D_s^2 - (G^2 + 1)] - G(G + 1)(4D_s^2 - 4GD_s + 3G^2 - 4G) \} \quad (21)$$

降压 DCM 模式的输出功率为:

$$\frac{P_o}{P_b} = \frac{(1 - G)D_p^2}{2} \quad (22)$$

根据式(19)~式(22), 结合各个工作模式之间的分界条件, 可以绘制出如图 8 所示的标幺化输出功率  $P_o/P_b$  与原、副边移相比的关系曲线。

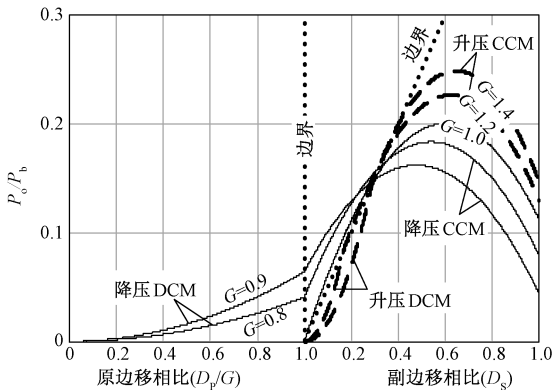


图 8 变换器输出特性曲线

Fig.8 Output power curves

由输出特性曲线可知, 变换器可以获得较宽的增益调节范围, 随着等效增益的增大, 最大输出能力也增大; 同时, 升压模式仅通过调整副边移相比即可实现输出功率的连续调节, 而在降压模式, 通过引入原边移相, 同样可以实现输出功率从 0 开始的连续调节。

### 3.3 电容均压方法

由于无法保证硬件电路中的驱动信号以及开关参数等的严格对称性, 倍压整流电路普遍存在输出侧电容  $C_{o1}$  和  $C_{o2}$  不均压的问题。电容不均压会导致输出电容  $C_{o1}$  和  $C_{o2}$  以及开关电容  $C_{a1}$  和  $C_{a2}$  电压应力提高, 同时, 电感电流充放电不平衡, 造成电感和变压器铁心磁饱和, 严重时会导致发热严重而损坏变换器。由工作原理分析可知, 副边电路存在如图 9 所示的 4 种模式。开关管  $S_6$  开通时, 若电感电流由负向变为正向, 则副边电流回路由图 9(a) 切换到图 9(b), 一旦开关管  $S_6$  关断时, 副边电流回路由图 9(b) 切换到图 9(c)。

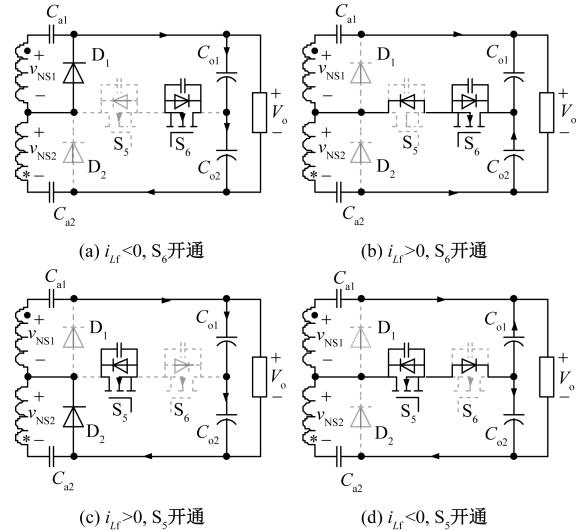


图 9 副边电路工作模式

Fig.9 Operating modes of secondary-side circuit

分析可知, 模式 9(a) 和 9(c) 下电容  $C_{o1}$  和  $C_{o2}$  均充电且充电电流一致, 模式 9(b) 下  $C_{o1}$  充电,  $C_{o2}$  放电, 而模式 9(d) 下  $C_{o1}$  放电,  $C_{o2}$  充电。因此, 为实现均压, 可动态调节模式 9(b) 和 9(d) 的作用时间。这两个工作模式的开始时刻均为电感电流换向时刻, 结束时刻为相应开关管关断时刻。由于电流换向时刻与具体负载大小有关, 而副边开关管关断时刻则可以人为调节, 因此可以方便地通过微调副边开关管的占空比来实现均压, 控制方法如图 10 所示。

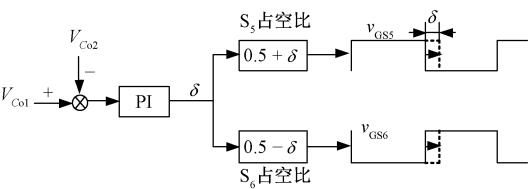


图 10 均压控制方法

Fig.10 Voltage-balancing control method

4 实验结果与分析

以宽范围输出电压为应用背景搭建了一台原理样机,主要参数如下:输入电压  $V_{in}=100V$ ,输出电压  $V_o=200\sim 320V$ ,额定输出功率  $P_o=1000W$ ,开关频率  $f_s=100kHz$ ;  $S_1\sim S_4$ : IPP111N15N3G,  $S_5、S_6$ : IPP600N25N3G,  $D_1、D_2$ : MURF1660CTG,电感  $L_f=4.97\mu H$ ,变压器变比  $n=6:17$ 。

如图 11 所示为加入均压控制之前的电容电压稳态波形,其中,  $V_{Co1}$  和  $V_{Co2}$  分别为电容  $C_{o1}$  和  $C_{o2}$  的电压,二者的纵坐标基准一致。可以看出,电容电压值分别为 115V 和 145V 左右,二者之间存在 30V 的偏差。

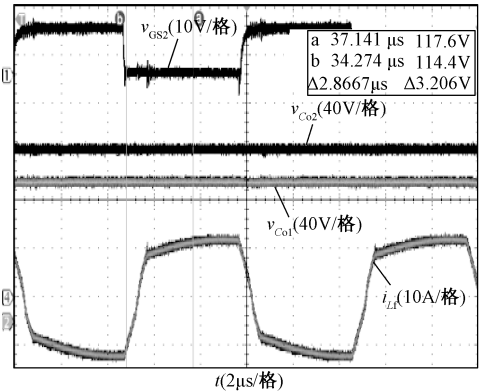
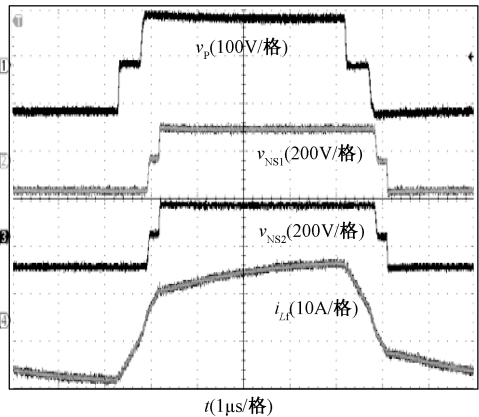


图 11 均压前的电容电压稳态波形

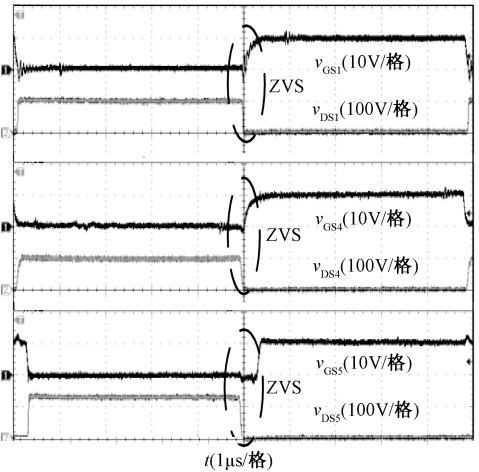
Fig.11 Steady state waveforms of capacitor voltage without voltage-balancing control

通过引入图 10 的均压方法,可以实现较好的均压控制,如图 12(a) 所示为引入均压控制后的降压 CCM 模式稳态波形,其中,  $v_p$  是原边桥臂中点电压,  $v_{NS1}、v_{NS2}$  是变压器  $T_1、T_2$  的副边电压,  $i_{Lf}$  表示电感电流。变压器电压正负向一致,电感电流不存在直流偏置。用电压表测得电容电压之间仅存在 1V 左右的较小偏差,该偏差主要是由电容电压采样误差引起的控制误差。图 12(b) 给出了降压 CCM 模式的软开关波形,其中,  $v_{GS1}、v_{GS4}$  和  $v_{GS5}$  是开关管  $S_1、S_4$  和

$S_5$  的驱动电压,  $v_{DS1}、v_{DS4}$  和  $v_{DS5}$  是  $S_1、S_4$  和  $S_5$  的漏源极电压。所有开关管均可实现 ZVS 开通,与理论分析一致。



(a) 主要工作波形



(b) 软开关波形

图 12 降压 CCM 模式的稳态波形

Fig.12 Steady state waveforms in Buck-CCM mode

如图 13 所示为降压 DCM 模式的稳态波形,与理论分析结果一致。

变换器在额定点 ( $V_{in}=100V, V_o=300V$ ) 的效率曲线如图 14(a) 所示,最高效率为 97.3%。同时,在输出电压全范围内,样机的实测满载效率均大于 95%,等效增益接近 1 的电压点 ( $V_o$  接近 283V) 效率更高,如图 14(b) 所示。因此,该变换器可以在全电压和负载范围内获得较高的效率,适用于高效、宽电压范围应用场合。

5 结论

本文研究了一种基于双变压器、嵌入双向开关和双移相控制策略的隔离升降压变换器,通过引入双变压器结构以减小变压器的电流应力,分散热应

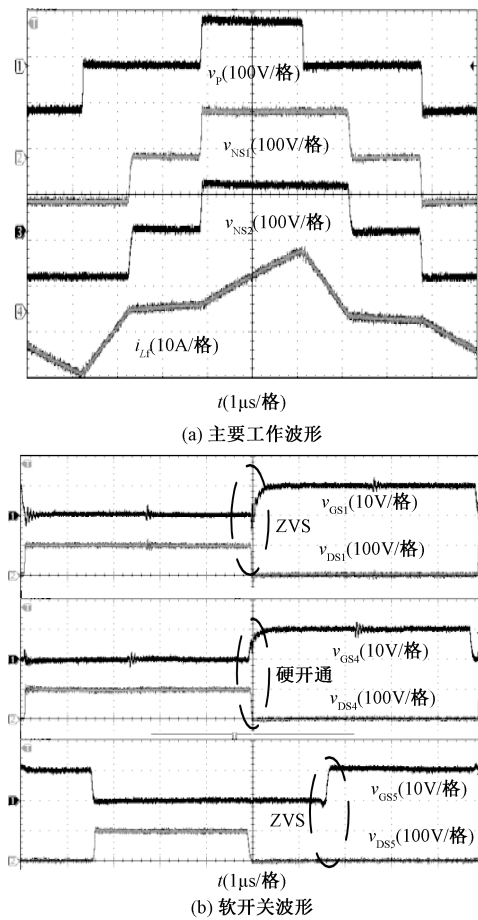


图 13 降压 DCM 模式的稳态波形

Fig.13 Steady state waveforms in Buck-DCM mode

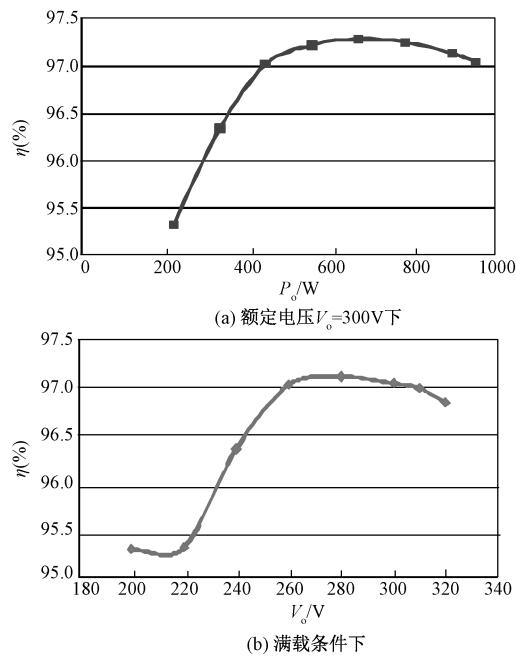


图 14 效率曲线

Fig.14 Efficiency curves of converter

力。理论分析和实验结果表明:①在倍压整流电路中嵌入升压单元,可以使得变换器同时具备升压和降压能力,适合宽电压范围应用场合;②通过采用优化的双移相控制策略,所有开关器件可以在宽范围内实现软开关,同时变换器可以实现连续的、从 0 开始的功率调节;③文中给出的倍压整流电路输出电容均压方法可以实现较好的均压控制;④变换器可以在宽电压和负载范围内实现高效的能量变换。本文研究的变换器适用于高效、宽电压范围和较高输出电压的应用场合。

参考文献 (References):

[ 1 ] 丁凯, 赵爽, 夏勇军 (Ding Kai, Zhao Shuang, Xia Yongjun). 一种基于新能源接入的电压扰动检测平台研究 (Research on a detection platform of voltage disturbance based on new energy integration) [J]. 电力电子技术 (Power Electronics), 2013, 47 (10): 46-48.

[ 2 ] 邱刚, 康小录 (Qiu Gang, Kang Xiaolu). BPT-4000 霍尔推力器功率处理单元 (Power processing unit of BPT-4000 Hall thruster) [J]. 火箭推进 (Journal of Rocket Propulsion), 2013, 39 (2): 67-73.

[ 3 ] 秦岭, 孔笑笑, 茅靖峰, 等 (Qin Ling, Kong Xiaoxiao, Mao Jingfeng, et al.). 大型停车场电动汽车直流充电桩用低电应力 ZCS-PWM Superbuck 变换器 (ZCS-PWM Superbuck converter with reduced electric stress for electric vehicle DC charging spot in large parking lot) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (23): 32-41.

[ 4 ] Ikeda S, Kurokawa F. Isolated and wide input ranged boost full bridge DC-DC converter with low loss active snubber [A]. 2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition [C]. Cincinnati, OH, USA, 2017. 2213-2218.

[ 5 ] 安金龙, 单智, 尤轶, 等 (An Jinlong, Shan Zhi, You Yi, et al.). 基于 FPGA 高效移相全桥变换器的研究 (Research on high efficiency phase-shift full bridge converter based on FPGA) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2017, 36 (2): 37-42.

[ 6 ] Yao C, Ruan X, Wang X, et al. Isolated buck-boost DC/DC converters suitable for wide input-voltage range [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (9): 2599-2613.

[ 7 ] 杨玉岗, 薛文彦, 黄伟义, 等 (Yang Yugang, Xue Wenyan, Huang Weiyi, et al.). 交错并联双向 LLC 谐振变换器的通道控制分析及最佳换相点的研究 (A-

analysis of channel control and optimal commutation point of the interleaved parallel LLC resonant converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2018, 37 (12): 32-38.

[ 8 ] Shen Y, Zhao W, Chen Z, et al. Full-bridge LLC resonant converter with series-parallel connected transformers for electric vehicle on-board charger [J]. IEEE Access, 2018, 6: 13490-13500.

[ 9 ] Wu H, Lu Y, Mu T, et al. A family of soft-switching DC-DC converters based on a phase-shift-controlled active

boost rectifier [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30 (2): 657-667.

[10] 牟恬恬, 吴红飞, 刘辉, 等 (Mu Tiantian, Wu Hong-fei, Liu Hui, et al.). 采用嵌入升压单元的双移相控制宽增益范围隔离升降压变换器 (Dual-phase-shifted controlled isolated buck-boost converter with wide voltage-gain employing built-in boost cell) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (23): 6105-6112.

**An isolated Buck-Boost converter based on dual-transformer suitable for wide voltage range applications**

LIU Ting-ting, LIU Shi-zhao, HU Rong-hua

(Institute of Systems Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang 621900, China)

**Abstract:** A three-level isolated Buck-Boost converter based on dual-transformer is analyzed. The primary side is full-bridge buck module, and boost unit is added to the conventional voltage-doubler in the secondary side. Thus, the converter can operate in buck/boost mode, which makes it applicable for wide voltage range applications. On the basis of traditional single-phase-shift strategy, the switching characteristics of the converter is optimized by adopting dual-phase-shift strategy. In order to solve the voltage imbalance of capacitors in the secondary-side voltage-doubler, the duty cycle of switching signals on the secondary side is adjusted. It turns out that the topology can realize buck/boost conversion and soft-switching of all switching devices in a wide range. Detailed experimental test is carried out based on a 1000W prototype, which can finally verify the theoretical analysis.

**Key words:** DC-DC converter; dual-phase-shift; three-level; isolated Buck-Boost; soft-switching