

DOI: 10.7667/PSPC180401

一种高效率混合型全桥 DC/DC 转换器的设计

马春英, 李学武

(河南省轨道交通智能安全工程技术研究中心, 河南 郑州 451460)

摘要: 为了降低损耗, 提高 DC/DC 转换器的效率以及工作范围, 提出了一种高效率的混合型全桥 DC/DC 转换器。其由移相全桥串联谐振转换器和带有倍压电路的有源钳位升压转换器组合而成, 并使用电路结构简单的混合控制方案。在正常输入范围内, 所提出的转换器作为相移全桥串联谐振转换器工作, 通过在所有开关和整流二极管上应用软开关, 并降低传导损耗, 从而提高转换效率。当输入低于正常输入范围时, 转换器作为有源钳位升压转换器工作, 增强了工作范围。由于混合操作, 所提出的转换器在正常输入范围内以比常规转换器更大的相移值进行工作。因此, 所提出的转换器能够在较宽的工作范围内提供高功率转换效率。最后建立了一个 1 kW 的原理样机, 来验证所提出转换器的有效性。

关键词: 全桥电路; 相移全桥; 高效率; DC/DC 转换器; 串联谐振; 有源钳位

Design of a high efficiency hybrid full bridge DC/DC converter

MA Chunying, LI Xuewu

(Henan Engineering Research Center of Rail Transit Intelligent Security, Zhengzhou 451460, China)

Abstract: In order to reduce the loss and improve the efficiency and working range of the DC/DC converter, a high efficiency hybrid full bridge DC/DC converter is proposed. It is composed of a phase-shifted full-bridge series resonant converter and an active clamped boost converter with a voltage doubler circuit, and uses a hybrid control scheme with a simple circuit structure. In the normal input range, the proposed converter works as a phase-shifted full-bridge series resonant converter, which improves the conversion efficiency by applying soft switching on all switches and rectifier diodes and reducing the conduction loss. When the input is lower than the normal input range, the converter operates as an active clamp boost converter, which increases the operating range. Due to the hybrid operation, the proposed converter operates with a larger phase shift value than a conventional converter at the normal input range. Therefore, the proposed converter can provide high power conversion efficiency over a wide operating range. A 1 kW prototype is built to verify the theoretical analysis and effectiveness of the proposed converter.

This work is supported by National Science Foundation for Distinguished Young Scholars (No. 51325704).

Key words: full-bridge circuit; phase-shift full-bridge; high efficiency; DC/DC converter; series resonant; active-clamp

0 引言

随着全球化石燃料储备枯竭, 人们正在寻找可持续的能源解决方案。光伏(PV)发电是一种利用光伏效应, 通过半导体将太阳辐射转换为直流电力来产生电力的方法, 该方法由于不会对环境造成破坏, 同时太阳辐射稳定, 因而被广泛使用。光伏发电输出电压取决于光伏器件的连接方式和数量, 并与负载大小和光照强度直接相关, 因此其不能作为正规

直流电源使用, 因此需要 DC/DC 转换器, 其能够将一定范围内的直流电压转变为稳定的直流电压。目前, 工业领域对高功率密度、高效率和低电磁干扰(EMI)的 DC / DC 转换器的需求日益增加。

为了获得高功率密度, 增加了开关器件的开关频率。与此同时, 与开关器件的导通、关断有关的开关损耗也随着增加。由于这些损耗限制了开关频率的增加, 因而软开关技术是必不可少的。

在以往的 DC/DC 转换器中, 移相全桥(Phase-Shift Full-Bridge, PSFB)转换器最具吸引力, 因其所有的初级侧开关均通过零电压开关

(Zero-Voltage Switching, ZVS) 开启, 无需附加的辅助电路^[1]。然而, PSFB 转换器存在一些严重的问题, 例如滞后桥臂开关的 ZVS 范围较窄, 环流产生的功率损耗较高以及整流二极管两端的电压尖峰。尤其是在输入范围宽的情况下, PSFB 转换器被设计为在其输入范围内具有较小的相移值; PSFB 转换器的设计延长了续流间隔, 并引起过多的环流, 从而增加了传导损耗^[2-3]。

近来, 已经引入了使用辅助电路的各种 PSFB 转换器^[4-12]。PSFB 转换器通过利用额外的无源或有源辅助电路来扩展 ZVS 范围或减小环流。然而, 附加电路导致了复杂的电路配置、控制策略和额外的功率损失^[13]。此外, 一些 PSFB 转换器仍需要额外的缓冲器来防止整流二极管产生严重的电压尖峰问题。文献[14-15]引入了串联谐振转换器的 PSFB 转换器, 即 PSFB 串联谐振转换器。它具有诸如所有初级侧开关和整流二极管的软开关技术, 消除环流与减小整流二极管的电压应力以及简单的电路结构等诸多优点。然而, 当上述所有的 PSFB 转换器均需要保证较宽的工作范围时, 在正常输入范围下, 仍以较小的相移值工作。过小的相移值会由于高峰值电流而导致高传导损耗, 从而降低了转换效率。为了在正常输入范围内实现高效率并覆盖宽输入范围, 提出了不同的技术。文献[16-17]中的转换器通过使用附加开关器件来改变变压器的匝数比。该方法虽效率高且输入范围宽, 但电路较为复杂, 降低了变压器的利用率。

有源钳位电路通常用于吸收存储在变压器漏感中的浪涌能量。此外, 电路提供了一种软开关技术^[18-19]。一些研究已经引入了结合有源钳位电路和倍压器或多路复用整流器的 DC / DC 转换器^[20-21],

电路配置允许实现像升压转换器类似的升压功能。整流二极管的电压应力也被夹钳在输出电压中, 而无需额外的缓冲电路。

本文提出了一种高效率的混合型全桥 DC/DC 转换器, 该转换器由 PSFB 串联谐振转换器和带有倍压电路的有源钳位升压转换器组合而成。其采用混合控制方案, 电路结构简单。本文所提出的转换器有两种工作模式, 在正常输入范围(320~350 V)内, 所提出的转换器作为 PSFB 串联谐振转换器工作, 通过在所有初级侧开关和整流二极管上应用软开关技术并通过减少传导损耗来产生高效率。当输入电压低于正常输入范围时, 转换器作为有源钳位升压转换器工作。在该种模式下, 所提出的转换器通过使用初级侧的有源钳位电路和次级侧的倍压整流器来提供升压功能。由于混合操作, 所提出的转换器在正常输入范围下以比常规 PSFB 转换器更大的相移值工作。因此, 所提出的转换器具有以下优点。

- 1) 在正常输入范围内, 所提出的转换器可以优化功率转换效率。
- 2) 当输入低于正常输入范围时, 所提出的转换器执行升压功能, 从而提高了操作范围。
- 3) 没有复杂的电路结构, 转换器在正常输入范围内具有高效率, 并扩大了工作范围。

1 转换器工作原理

图 1 显示了本文所提出的转换器的电路图。在电力变压器 T 的初级侧, 转换器具有带有一个阻塞二极管 D_B 和一个钳位电容器 C_c 的全桥电路。在次级侧为一个倍压整流器。本文所提出的转换器的操作可分为两种工作模式: (1) PSFB 串联谐振转换器模式; (2) 有源钳位升压转换器模式。

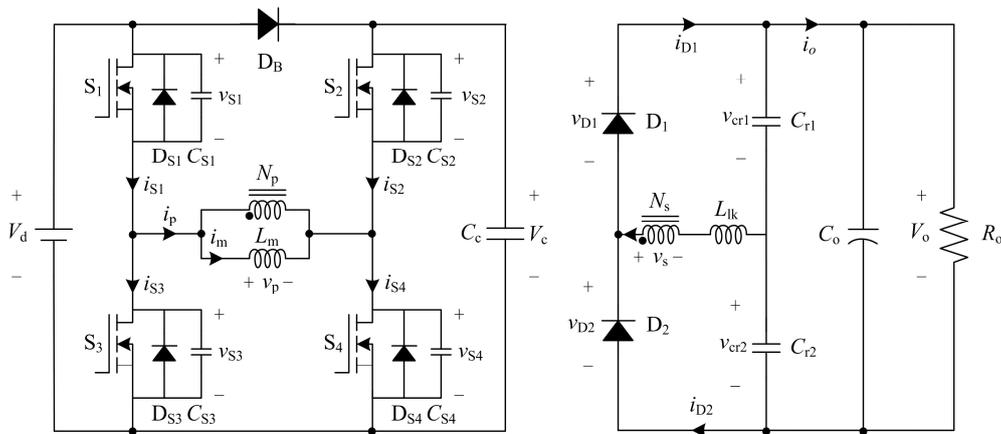


图 1 本文所提出的混合型全桥 DC/DC 转换器

Fig. 1 Hybrid-type full-bridge DC/DC converter proposed in this paper

为了分析所提出转换器的稳态操作模式, 作出了若干假设:

- 1) 除了二极管和输出电容, 所有开关 S_1 、 S_2 、 S_3 和 S_4 均被认为是理想的开关;
- 2) 钳位电容 C_c 和输出电容 C_o 足够大, 所以钳位电容电压 V_c 和输出电压 V_o 均没有纹波电压;
- 3) 变压器 T 是由初级绕组匝数为 N_p , 次级绕组匝数为 N_s 的理想变压器, 励磁电感 L_m 以及漏感 L_{lk} 组成的;
- 4) 谐振电容器 C_{r1} 和 C_{r2} 的电容是相同的。因此, $C_{r1} = C_{r2}$ 。

1.1 PSFB 串联谐振转换器模式

在正常输入电压范围内, 本文所提出的转换器通过相移控制来运行。在该模式下, V_c 与输入电压 V_d 相同, D_B 导通。所有开关均以恒定的占空比 0.5 和短的死区时间驱动。图 2 和图 3 分别显示了操作波形与等效电路, 详细模式分析以四种模式给出。

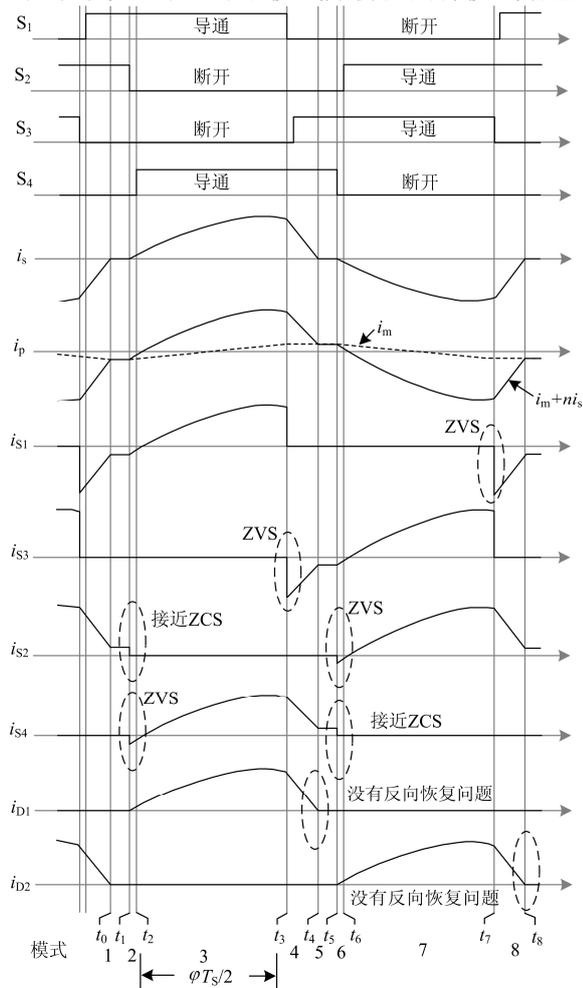


图 2 PSFB 串联谐振转换器模式下各参数波形图
Fig. 2 Waveforms of parameter in the PSFB series-resonant converter mode

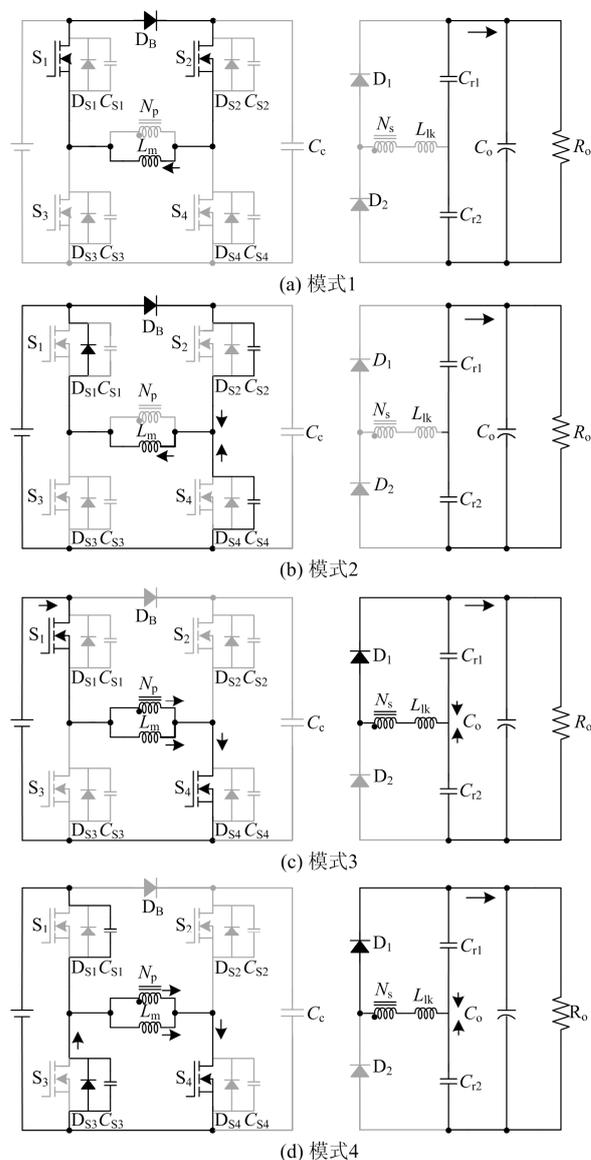


图 3 半个周期内 PSFB 串联谐振转换器模式的等效电路
Fig. 3 Equivalent circuits during half period in the PSFB series-resonant converter mode

模式 1 $[t_0, t_1]$: 在 t_0 之前, 开关 S_1 和 S_2 处于导通状态, 次级侧电流 i_s 为零。初级侧电流 i_p 流经 D_B , S_1 , S_2 和 L_m 。在此模式中, 变压器 T 的初级侧电压 v_p 和次级侧电压 v_s 为零。因此, 磁化电流 i_m 是恒定的且满足:

$$i_m(t) = i_p(t) = i_m(t_0) \quad (1)$$

模式 2 $[t_1, t_2]$: 在 t_1 时, S_2 断开。由于流经 S_2 的电流 i_p 较小, 因此 S_2 以接近零电流关闭。在该种模式下, i_p 对 C_{S2} 进行充电, 并对 C_{S4} 进行放电。

模式 3 $[t_2, t_3]$: 在 t_2 , S_4 两端的电压为零。同时, i_p 流过二极管 D_{S4} 。因此, 当 D_{S4} 导通时, S_4 以零电

压导通。在这种模式下, v_s 等于 nV_d 。其中, 变压器的匝数比 n 由 N_s/N_p 给出, 次级侧电流开始流过 D_1 。该模式的状态方程如下:

$$L_{lk} \frac{di_s(t)}{dt} = nV_d - v_{cr1}(t) \quad (2)$$

$$i_s(t) = C_{r1} \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} - C_{r2} \frac{dv_{cr2}(t)}{dt} \quad (3)$$

式中, v_{cr1} 和 v_{cr2} 分别是 C_{r1} 与 C_{r2} 两端的电压。由于 V_o 是恒定的, 因此次级侧电流可通过下式计算:

$$i_s(t) = C_{r1} \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} - C_{r2} \frac{d(V_o - v_{cr2}(t))}{dt} = C_r \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} \quad (4)$$

式中, 等效谐振电容 C_r 为 $C_{r1} + C_{r2}$ 。通过式(2)和式(4)可得次级侧电流为

$$i_s(t) = \frac{nV_d - v_{cr1}(t_2)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_2) \quad (5)$$

角频率 ω_r 和特性阻抗 Z_r 由式(6)给出:

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C_r}}, \quad Z_r = \sqrt{\frac{L_{lk}}{C_r}} \quad (6)$$

同时, 励磁电流 i_m 线性增加如下:

$$i_m(t) = i_m(t_2) + \frac{V_d}{L_m}(t - t_2) \quad (7)$$

在这种模式下, 电源从输入传输到输出。

模式 4 [t_3, t_4]: 当 S_1 关闭时, 此模式开始。初级侧电流 i_p 对 C_{S1} 充电并对 C_{S3} 放电。当 S_3 两端的电压变为零时, i_p 流过二极管 D_{S3} 。因此, 在 D_{S3} 导通时, S_3 以零电压导通。当 v_p 为零时, D_1 仍导通, $-v_{cr1}$ 应用于 L_{lk} 。因此, 次级侧电流迅速变为零。由于在 D_1 反向偏置之前次级侧电流接近于零, 故反向恢复问题的损失较小, 可忽略不计。由于下半个切换周期的操作与模式 1-4 相似, 本文在此不对模式 5-8 做过多分析。

1.2 有源钳位升压转换器模式

当输入电压降低到正常输入范围的某一最小值时, 相移值 φ 增加到其最大值 1。若输入电压低于正常输入范围的最小值, 转换器由双重非对称脉宽调制(PWM)控制。开关(S_1, S_4)和(S_2, S_3)被视为开关对, 且在短的死区时间内互补地工作。占空比 D 在 0.5 以上是基于(S_1, S_4)开关对的。在这种情况下, 钳位电容器电压 V_c 高于 V_d 。此时, 阻塞二极管 D_B 被反向偏置, 所提出的转换器作为有源钳位升压转换器工作。图 4 和图 5 分别显示了主动钳位升压转换器模式下的工作波形及等效电路。

模式 1 [t_0, t_1]: 在 t_0 时, S_1 和 S_4 导通。由于 V_d 施加于 L_m , 所以磁化电流 i_m 线性增加, 表示为

$$i_m(t) = i_m(t_0) + \frac{V_d}{L_m}(t - t_0) \quad (8)$$

D_1 导通, 次级侧电流开始由 L_{lk} 、 C_{r1} 和 C_{r2} 谐振。在该种模式下, 状态方程为

$$L_{lk} \frac{di_s(t)}{dt} = nV_d - v_{cr1}(t) \quad (9)$$

$$i_s(t) = C_{r1} \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} - C_{r2} \frac{dv_{cr2}(t)}{dt} = C_r \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} \quad (10)$$

由式(9)和式(10)可以得到次级侧电流为

$$i_s(t) = i_s(t_3) \cos \omega_r(t - t_3) - \frac{nV_c - v_{cr2}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (11)$$

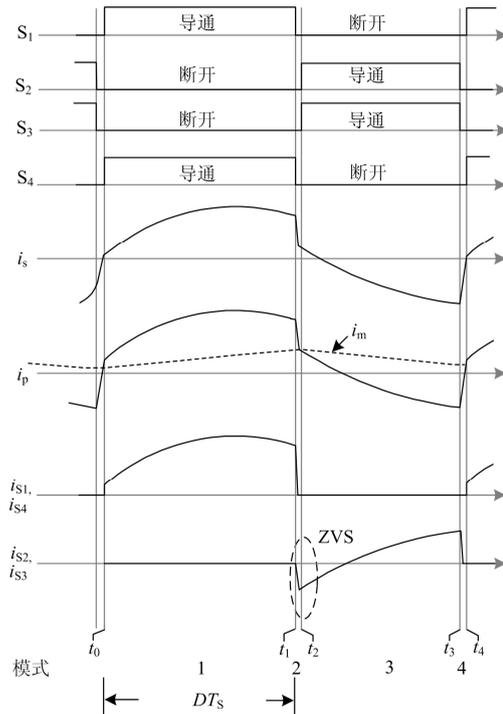


图 4 有源钳位升压转换器模式下各参数波形

Fig. 4 Waveforms of parameter in the active-clamp step-up converter mode

在这种模式下, 电源从输入传输到输出。

模式 2 [t_1, t_2]: 在 t_1 时, S_1 和 S_4 断开。初级侧电流 i_p 在较短的时间内对开关的输出电容进行充放电。

模式 3 [t_2, t_3]: 当 S_2 和 S_3 两端的电压为零时, 此模式开始。同时, i_p 流经 D_{S2} 和 D_{S3} 。因此, S_2 和 S_3 以零电压导通。由于负电压 $-V_c$ 被施加到 L_m , 所以磁化电流 i_m 线性减小为

$$i_m(t) = i_m(t_3) - \frac{V_c}{L_m}(t - t_3) \quad (12)$$

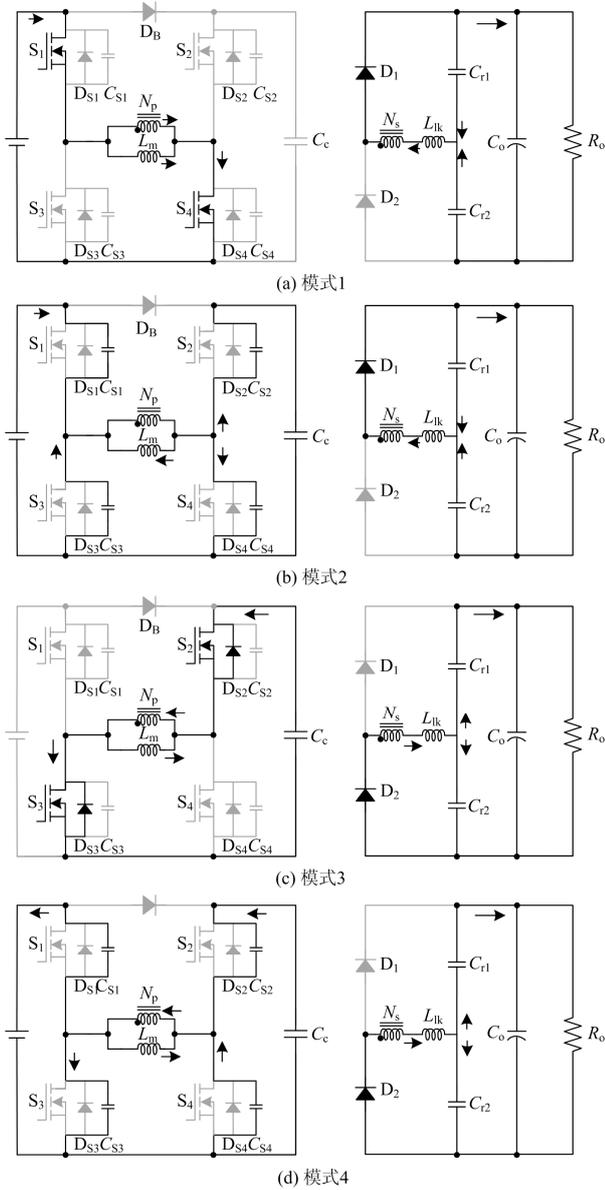


图5 开关周期内有源钳位升压转换器模式等效电路

Fig. 5 Equivalent circuit during a switching period in the active-clamp step-up converter mode

在这种模式下, 次级侧电流 i_s 开始二次谐振, 状态方程如下:

$$L_{lk} \frac{di_s(t)}{dt} = v_{cr2}(t) - nV_c \quad (13)$$

$$i_s(t) = C_{r1} \frac{dv_{cr1}(t)}{dt} - C_{r2} \frac{dv_{cr2}(t)}{dt} = -C_r \frac{dv_{cr2}(t)}{dt} \quad (14)$$

通过式(13)和式(14), 次级侧电流由式(15)给出。

$$i_s(t) = i_s(t_3) \cos \omega_r(t - t_3) - \frac{nV_c - v_{cr2}(t_3)}{Z_r} \sin \omega_r(t - t_3) \quad (15)$$

模式 4 $[t_3, t_4]$: 在 t_3 时, S_2 和 S_3 被断开。初级

侧电流 i_p 在较短的时间内对 C_{S2} 、 C_{S3} 进行充电, 并对 C_{S1} 、 C_{S4} 进行放电。

2 转换器分析

在 PSFB 串联谐振转换器模式中, 由于模式 4 的持续时间相对较短, 因而可被忽略。在模式 3 期间, 由式(5)所计算的次级侧电流 i_s 流过 D_1 , 电流与当前 C_{r1} 充电电流和 C_{r2} 放电电流之和相同。如图 3 所示, 在半个开关周期 $T_s/2$ 期间, 在 C_{r1} 充电的同时, C_{r2} 的放电与负载电流 i_o 一致。因此, 流过 D_1 电流的平均值与 $T_s/2$ 期间的负载电流的两倍相同。由于对称操作, 流过 D_2 电流的平均值也是下半个开关周期期间负载电流的两倍。 v_{cr1} 和 v_{cr2} 的平均值均是 $V_o/2$ 。式(5)中的 $v_{cr1}(t_2)$ 由 C_{r1} 的纹波电压 Δv_{cr1} 得到:

$$v_{cr1}(t_2) = \frac{V_o}{2} - \frac{\Delta v_{cr1}}{2} = \frac{V_o}{2} - \frac{1}{2C_{r1}} \int i_{cr1}(\tau) d\tau = \frac{V_o}{2} \left(1 - \frac{T_s}{2C_{r1}R_o} \right) = \frac{V_o}{2} \left(1 - \frac{\pi Q}{2F} \right) \quad (16)$$

式中, 频率比 F 和品质因数 Q 由式(17)给出。

$$F = \frac{f_s}{f_r}, \quad Q = \frac{4\omega_r L_{lk}}{R_o} = \frac{4}{\omega_r C_r R_o} \quad (17)$$

由于在 $T_s/2$ 期间流过 D_1 电流的平均值与 $2i_o$ 相同, 且在下半个开关周期期间为零。所以, 在 T_s 期间流过 D_1 电流的平均值等于 i_o 。因此, 负载电流 i_o 为

$$i_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{1}{T_s} \left[\int_{t_2}^{t_2 + \varphi T_s/2} \frac{nV_d - v_{cr1}(t_2)}{Z_r} \sin \omega_r(\tau - t_2) d\tau \right] = F \left[\frac{nV_d - v_{cr1}(t_2)}{2\pi Z_r} \left(1 - \cos \frac{\pi \varphi}{F} \right) \right] \quad (18)$$

从式(16)和式(18)可知, PSFB 串联谐振转换器模式的电压增益为

$$\frac{V_o}{R_o} = \frac{2n}{F \left(1 - \cos \frac{\pi \varphi}{F} \right) + \left(1 - \frac{\pi Q}{2F} \right)} \quad (19)$$

图 6 显示了 PSFB 串联谐振转换器模式下的归一化电压增益。

在有源钳位升压转换器模式下, $D > 0.5$ 时平均电压 V_c 为

$$V_c = \frac{D}{1-D} V_d \quad (20)$$

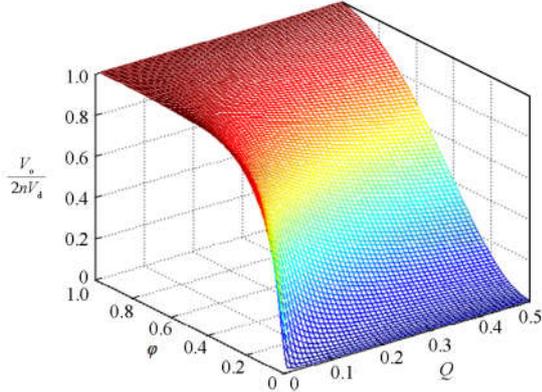


图 6 $F = 1.05$ 时 PSFB 串联谐振转换器模式下的
标准化电压增益

Fig. 6 Normalized voltage gain at $F=1.05$ in the PSFB
series-resonant converter mode

由磁化电感 L_m 的伏秒平衡定律可推导出以下
等式:

$$nV_d DT_s = \frac{n^2 L_m}{n^2 L_m + L_{lk}} V_{cr2} (1-D) T_s \quad (21)$$

$$\frac{n^2 L_m}{n^2 L_m + L_{lk}} V_{cr1} DT_s = nV_c (1-D) T_s \quad (22)$$

其中, V_{cr1} 和 V_{cr2} 分别是 C_{cr1} 与 C_{cr2} 两端电压的平均
值。 V_{cr1} 和 V_{cr2} 之和为 V_o , 从式(21)和式(22)可得到
平均值 V_{cr1} 和 V_{cr2}

$$V_{cr1} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} V_d = (1-D) V_o \quad (23)$$

$$V_{cr2} = \frac{n^2 L_m + L_{lk}}{n L_m} \cdot \frac{D}{1-D} V_d = D V_o \quad (24)$$

假定 L_{lk} 远小于 L_m , 则有源钳位升压转换器模
式下的电压增益为

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{n}{1-D} \quad (25)$$

电压增益变成隔离升压转换器的电压增益, 这
意味着本文所提出的转换器在有源钳位升压转换器
模式下执行升压功能。

在 PSFB 串联谐振转换器中, 滞后桥臂开关 S_1
和 S_3 可轻易地通过反射的次级侧电流而在零电压
下导通。然而, 当滞后桥臂开关 S_2 和 S_4 的状态改
变时, 次级侧电流为零。因此, 只有存储在 L_m 中的
能量涉及滞后桥臂开关的 ZVS 条件, 其为

$$\frac{1}{2} L_m \left(\frac{\Delta i_m}{2} \right)^2 = \frac{1}{2} L_m \left(\frac{\phi V_d}{4 L_m f_s} \right)^2 > \frac{4}{3} C_m V_d^2 \quad (26)$$

其中, C_m 是 MOSFET 开关的输出电容。从式(26)
可以得到磁化电感 L_m 为

$$L_m < \frac{3\phi_{\min}^2}{128 C_m f_s^2} \quad (27)$$

其中: ϕ_{\min} 是 ϕ 的最小值。滞后桥臂开关的 ZCS(零
电流开关)状态与频率比有关。随着 F 增加, ZCS
范围减小。因此, 为了保证所有初级侧开关的 ZVS
和滞后桥臂开关的 ZCS, 应使 F 略大于 1。在有源
钳位升压转换器模式下, S_2 和 S_3 可以从非对称
PWM 操作实现 ZVS 导通。

如图 2 所示, 在 PSFB 串联谐振转换器模式中,
 L_{lk} 作为输出电感器, 所有存储在 L_{lk} 中的能量均传
递给负载, 直到次级侧电流为零。然后, 在初级侧
只有小的磁化电流流过。在有源钳位升压转换器中,
本文所提出的转换器通过双非对称 PWM 控制方案
来操作。在 PWM 方案中, 没有环流^[22]。因此, 本
文所提出的转换器消除了整个操作范围内的循环电
流所导致的传导损耗。

3 实验测试

为了评估本文所提出的转换器的可行性, 构建
并测试了 1 kW 的原理样机。转换器工作范围为
250~350 V, 输出电压为 200 V, 正常输入范围为
320~350 V。

3.1 原理样机的实现

为了获得开关的 ZVS 导通, 开关频率 f_s 应高于
谐振频率 f_r 。根据文献[15]中证明的设计规则, 频率
比率 $F(f_s/f_r)$ 选择略大于 1。质量因子 Q 由式(17)计
算。若 Q 太小, 转换器在正常输入范围内以小的 ϕ
运行, 因此选取 L_{lk} 为 8.3 μ H。在正常输入范围内,
匝数比 n 由式(19)和图 6 确定。所有的开关应力均
由 PSFB 串联谐振转换器模式中的输入电压决定。
另一方面, 在有源钳位升压转换器模式中, 开关 S_1
和 S_2 的电压应力与输入电压相同, S_3 和 S_4 的电压
应力由式(20)确定。在两种操作模式中, 整流二极
管的电压应力均被夹钳在输出电压 V_o 。转换器的实
验参数如表 1 所示。原理样机通过一个 DSP 芯片
dsPIC33EP512GM604(Microchip)实现, 该芯片提供
相移和非对称 PWM 控制。

3.2 实验结果

图 7 显示了不同工作模式的门信号和输出电压
的实验波形。 v_{gs_S1} 和 v_{gs_S2} 分别是 S_1 和 S_2 的门信号。
当输入电压为 350 V 时, 本文所提出的转换器通过
恒定占空比 0.5 的相移控制来操作, 如图 7(a)所示。
另一方面, 当输入电压为 250 V 时, 所提出的转换
器通过占空比为 0.61 的非对称 PWM 控制来操作,
如图 7(b)所示。在这两种操作模式下, 转换器调节

表 1 转换器参数

参数	符号	数值
输入电压	V_d	250~350 V
输出电压	V_o	200 V
开关频率	f_s	50 kHz
初级绕组匝数	N_p	24 匝
次级绕组匝数	N_s	8 匝
磁化电感	L_m	695 μ H
漏感	L_{lk}	8.3 μ H
钳位电容	C_c	11 μ F
谐振电容	C_{r1}, C_{r2}	680 nF
输出电容	C_o	680 μ F
开关	S_1, S_2, S_3, S_4	STW26NM60
阻塞二极管	D_B	FFAF40U60DN
输出二极管	D_1, D_2	FFPF15U40S

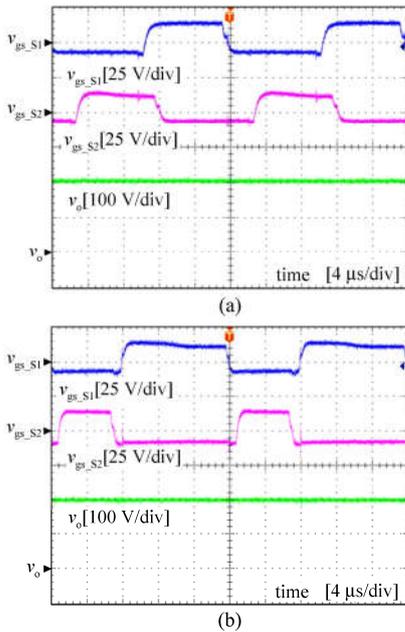


图 7 不同工作模式的门信号和输出电压的实验波形
Fig. 7 Experimental waveform of different operating modes of the gate signal and output voltage

v_o 。图 8(a)和 8(b)分别显示了当 $V_d=350$ V 时满载条件下 S_1 和 S_2 的栅极信号与电流的波形。当开关打开时, 电流流过每个开关的二极管。显然, 所有的开关均是通过零电压开启的。此外, 如图 8(b)所示, 作为理论分析, S_2 以接近零的电流关断。图 9 显示了(常规 PSFB 串联谐振转换器如图 9(a)和所提出的转换器如图 9(b)), 在正常输入范围内的全负载条件下的初级侧电压 v_p 与电流 i_p 的波形。在传统的 PSFB 串联谐振转换器中, 为了保证指定的工作范围, 匝数比 $n(0.417)$ 比所提出的转换器要求更高。当输入电压 V_d 为 350 V 时, 传统的转换器以小 $\phi(0.5)$ 工作。另一方面, 本文所提出的转换器以更大的 $\phi(0.75)$

运行。由图 9 可知, 本文所提出的转换器中电流应力较低。此外, 本文所提出的转换器消除了循环电流。图 10 显示了瞬态状态下输入和输出电压的波形。当输入电压 V_d 从 350 V 降低到 250 V 时, 本文所提出的转换器在无任何滞后的情况下调节输出电压。图 11 显示了当 $V_d=350$ V 时, 传统串联谐振转换器和所提出的转换器的测量效率。这表明, 本文所提出的转换器在所有负载条件下具有更高的效率。图 12 显示了当输入电压 V_d 从 250 V 增加至 350 V 时, 满载状态下的输出电压 V_o 的变化。如图 12 所示, 在传统转换器所设定的操作范围内, V_o 减小。在本文所提出的转换器中, 虽输入电压低于指定的操作范围, 但 V_o 保持为 200 V。图 13 显示了所提出的转换器的分析和实验电压增益比较图。当相移值 ϕ 用占空比 D 表示时, $\phi/2$ 可表示为 D 。测得的电压增益与式(19)和式(25)中的理论分析相近。如图 13 所示, 所提出的转换器具有降压与升压功能。

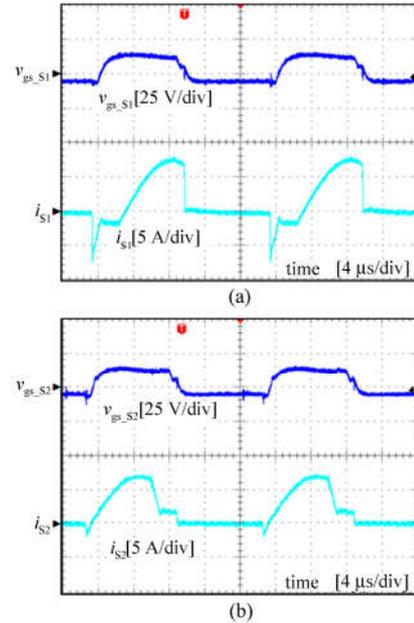
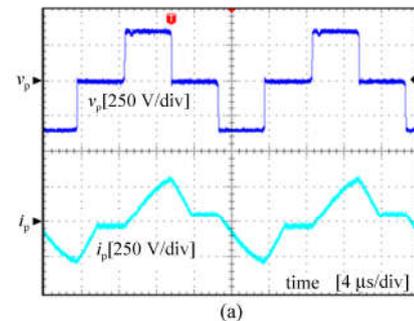


图 8 PSFB 串联谐振转换器模式下软开关的实验波形
Fig. 8 Experimental waveforms for soft switching in the PSFB series resonant converter mode



(a)

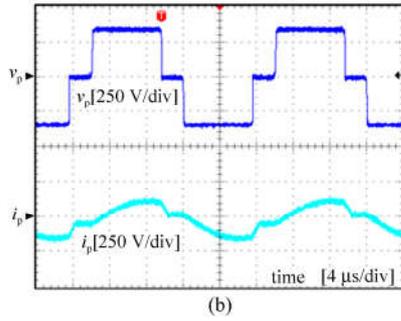


图 9 当 $V_d=350$ V 时, 电流应力的实验波形
 Fig. 9 Experimental waveforms for the current stress when $V_d=350$ V

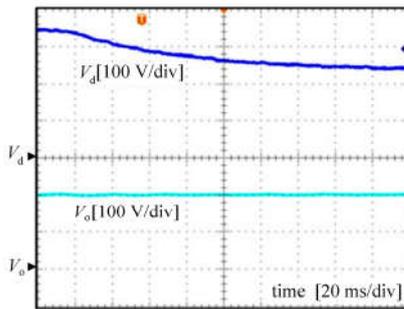


图 10 输入电压 V_d 和输出电压 V_o 在过渡状态下的实验波形
 Fig. 10 Experimental waveforms for the input voltage V_d and output voltage V_o in the transition-state

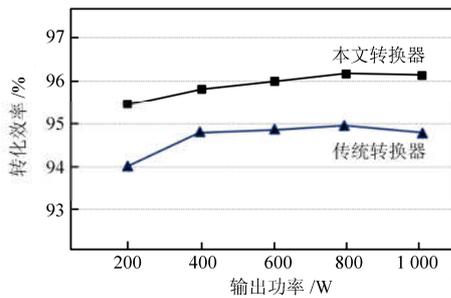


图 11 根据输出功率测量正常输入范围内的效率
 Fig. 11 Measured efficiencies under the normal input range according to the output power

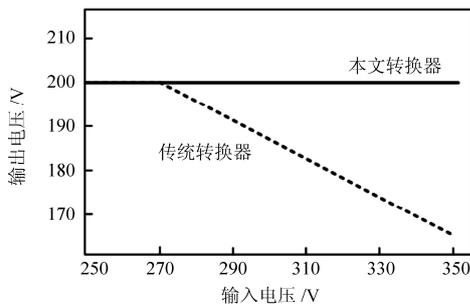


图 12 在指定的操作范围内输出电压的变化
 Fig. 12 Variation of output voltage in the below designated operation range

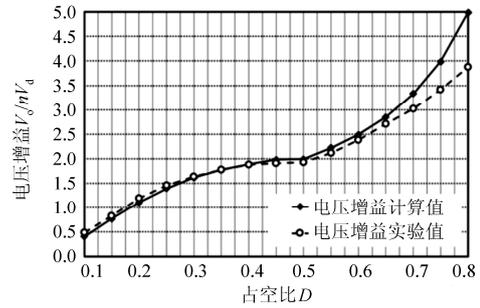


图 13 分析和实验电压增益之间的比较
 Fig. 13 Comparison between analytical and experimental voltage gain

4 结论

本文提出了一种高效率的新型混合型全桥 DC/DC 转换器, 并对其进行了理论分析验证。该转换器由移相全桥(PSFB)串联谐振转换器和带有倍压电路的有源钳位升压转换器组合而成, 并通过采用简单电路结构的混合控制方案, 使其具有降压及升压功能, 确保覆盖宽输入范围。在正常输入范围内, 本文所提出的转换器通过向所有开关和整流二极管提供软开关技术并降低电流应力而实现了高效率。当输入电压低于正常输入范围时, 转换器通过使用有源钳位电路和倍压器来提供升压功能, 从而扩大了工作范围。为了确保所提出的转换器的有效性, 本文建立并测试了 1 kW 原理样机。测试结果表明, 在正常输入范围内, 满载条件下本文所提出的转换器的转换效率达到 96% 以上, 输入范围为 250~350 V。因此, 该转换器具有效率高, 输入范围宽等诸多优点。

参考文献

- [1] LIN B R, CHEN J S. Hybrid ZVS converter with a wide ZVS range and a low circulating current[J]. Journal of Power Electronics, 2015, 15(3): 652-659.
- [2] LEE I O, MOON G W. Phase-shifted PWM converter with a wide ZVS range and reduced circulating current[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 908-919.
- [3] LIU D, WANG Y, DENG F, et al. Zero-voltage switching full-bridge T-type isolated DC/DC converter with wide input voltage range and balanced switch currents[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33: 1-1.
- [4] JEONG G Y, KWON S H, PARK G Y. Simple high efficiency full-bridge DC-DC converter using a series resonant capacitor[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2016, 11(1): 100-108.

- [5] LEE I O, MOON G W. Soft-switching DC/DC converter with a full ZVS range and reduced output filter for high-voltage applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 112-122.
- [6] 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 of three-level DC/DC conversion technology[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(11): 73-80.
- [7] RAHMAN M H, XU L, YAO L. Protection of large partitioned MTDC networks using DC-DC converters and circuit breakers[J]. Protection & Control of Modern Power Systems, 2016, 1(1): 170-178. DOI: 10.1186/s41601-016-0030-0.
- [8] 侯川川, 仇志丽, 刘建华. 双有源桥轻载下的软开关研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(8): 23-29.
HOU Chuanchuan, CHOU Zhili, LIU Jianhua. Research on soft switching of dual active bridge with light load[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(8): 23-29.
- [9] 辛德锋, 安昱, 郜亚秋, 等. 适用于 ISOS 拓扑的高压 DC/DC 变换器研究[J]. 电力系统保护与控制, 2017, 45(13): 64-70.
XIN Defeng, AN Yu, GAO Yaqiu, et al. Study on high voltage DC/DC converter based on ISOS topology[J]. Power System Protection and Control, 2017, 45(13): 64-70.
- [10] JEONG G Y, KWON S H, PARK G Y. Simple high efficiency full-bridge DC-DC converter using a series resonant capacitor[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2016, 11(1): 100-108.
- [11] PAHLEVANINEZHAD M, DAS P, DROBNIK J, et al. A novel ZVZCS full-bridge DC/DC converter used for electric vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(6): 2752-2769.
- [12] DUDRIK J, BODOR M, PASTOR M. Soft-switching full-bridge PWM DC-DC converter with controlled output rectifier and secondary energy recovery turn-off snubber[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(8): 4116-4125.
- [13] GU B, LAI J S, KEES N, et al. Hybrid-switching full-bridge DC-DC converter with minimal voltage stress of bridge rectifier, reduced circulating losses, and filter requirement for electric vehicle battery chargers[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 28(3): 1132-1144.
- [14] LEE W J, KIM C E, MOON G W, et al. A new phase-shifted full-bridge converter with voltage-doubler-type rectifier for high-efficiency PDP sustaining power module[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2450-2458.
- [15] KIM E H, KWON B H. Zero-voltage- and zero-current-switching full-bridge converter with secondary resonance[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(3): 1017-1025.
- [16] YANG B, XU P, LEE F C. Range winding for wide input range front end DC/DC converter[C] // Applied Power Electronics Conference and Exposition, March 4-8, 2001, Anaheim, USA: 476-479.
- [17] WANG X, TIAN F, BATARSEH I. High efficiency parallel post regulator for wide range input DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(2): 852-858.
- [18] LIN J, WANG C, LIN C, et al. An active-clamping zero-voltage-switching flyback converter with integrated transformer[J]. International Journal of Circuit Theory & Applications, 2015, 43(10): 1351-1366.
- [19] LI Q M, LEE F C. Design consideration of the active-clamp forward converter with current mode control during large-signal transient[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(4): 958-965.
- [20] CHOI W Y. High-efficiency DC-DC converter with fast dynamic response for low-voltage photovoltaic sources[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(2): 706-716.
- [21] SPIAZZI G, MATTAVELLI P, COSTABEBER A. High step-up ratio flyback converter with active clamp and voltage multiplier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3205-3214.
- [22] DO H L. ZVS Full-bridge based DC-DC converter with linear voltage gain according to duty cycle[J]. Journal of Electrical Engineering, 2013, 64(5): 331-333.

收稿日期: 2018-04-11; 修回日期: 2018-05-30

作者简介:

马春英(1965—), 女, 本科, 工程师, 讲师, 研究方向为电工技术和信号电源; E-mail: 1403141176@qq.com

李学武(1972—), 男, 硕士, 教授, 研究方向为轨道牵引供电及其自动化。

(编辑 姜新丽)