

一种可工作于 CCM 模态的高效图腾柱无桥 PFC 变换器

章治国¹, 李世锋¹, 李鑫¹, 程鹏铭¹, 罗全明²

- (1. 重庆市能源互联网工程技术研究中心(重庆理工大学), 重庆市 巴南区 400054;
2. 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室(重庆大学), 重庆市 沙坪坝区 400044)

A High Efficiency Totem-pole Bridgeless PFC Converter in CCM Mode

ZHANG Zhiguo¹, LI Shifeng¹, LI Xin¹, CHENG Pengming¹, LUO Quanming²

- (1. Energy Internet Engineering Research Center of Chongqing City (Chongqing University of Technology), Ba'nán District, Chongqing 400054, China; 2. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology (Chongqing University), Shapingba District, Chongqing 400044, China)

ABSTRACT: A totem-pole bridgeless power factor correction (PFC) circuit topology with zero-voltage switching (ZVS) and zero-current switching (ZCS) for continuous conduction mode (CCM) was proposed. Based on the traditional totem-pole bridgeless PFC circuit, the auxiliary resonant branch was added to realize ZVS conduction of the main switches (MOSFETs). At the same time, the auxiliary resonant branch could effectively suppress the di/dt of the current flowing through the MOSFET body diodes, which made the MOSFETs turn off with ZCS. It greatly alleviated the reverse recovery problem of MOSFET body diodes. The auxiliary resonant branch operated in the discontinuous conduction mode. All the auxiliary switches of the converter turned on with ZCS, and all switches of the converter worked in soft switching state. The topology overcame the reverse recovery of MOSFET body diodes in traditional silicon-based totem-pole bridgeless PFC and the limitation that it only works in the discontinuous conduction mode (DCM) or boundary conduction mode (BCM). It widened the working range, and had higher efficiency and power density than the traditional totem-pole bridgeless PFC circuit. Finally, a prototype of AC/DC bridgeless PFC was constructed to verify the feasibility and effectiveness of the topology.

KEY WORDS: totem-pole bridgeless PFC converter; zero-voltage switching; zero-current switching; continuous conduction mode (CCM); auxiliary resonant branch

摘要: 提出一种具有零电压开通(zero-voltage switching, ZVS)和零电流关断(zero-current switching, ZCS)的可工作于 CCM 图腾柱式无桥功率因数校正(power factor correction, PFC)电路拓扑。该拓扑在传统图腾柱无桥 PFC 的基础上,

通过增加辅助谐振支路来实现功率开关管(MOSFET)的 ZVS 导通,同时辅助谐振支路亦可有效地抑制其体二极管电流的 di/dt ,实现 ZCS 关断,极大地缓解了 MOSFET 体二极管反向恢复问题;工作在电流断续模式下的辅助谐振支路,其开关管均能实现零电流开通,变换器的所有开关管均工作在软开关状态。该拓扑克服传统硅基图腾柱无桥 PFC 的 MOSFET 体二极管反向恢复问题,以及只能工作在电流断续导电模式或临界导电模式的限制,拓宽其工作范围,与传统图腾柱式无桥 PFC 电路相比,有更高的效率和功率密度。基于对所提出变换器的工作原理和稳态特性的分析,设计一台实验样机,实验结果验证了该拓扑方案的可行性和有效性。

关键词: 图腾柱无桥 PFC 变换器; 零电压开通; 零电流关断; 连续导电模式; 辅助谐振支路

0 引言

电力电子技术广泛应用于日常生活与工业应用中,在给人类带来便利的同时也给电网谐波治理造成了一定的困难,国际电工委员会(IEC)和美国电气和电子工程师协会(IEEE)都对电力电子装置接入电网制定了相应的谐波抑制标准,例如当功率大于 75W 的电源产品接入电网时要满足相应的功率因数等要求^[1-3]。随着科技和工业发展的需要,电力电子技术的应用越来越广泛,使得功率因数校正技术(power factor correction, PFC)在现代高品质整流系统中变得尤为重要。

在单相交流供电系统中通常采用两级式架构来实现电能变换,前级由 PFC 电路构成,将交流输

入电压转换成直流母线电压, 后级由 DC-DC 变换器构成, 给负载提供所需的、稳定的直流电压^[4-6]。为了提升电源系统的转换效率, 许多学者在这两方面进行了大量的研究工作, 其中在前级 PFC 电路中, 通常采用减少电流通路上半导体器件数目来减小导通损耗, 以达到提升效率的目的^[7-10]。因此, 在过去的数十年里, Boost 型无桥 PFC 变换器受到了学者的广泛关注^[11-12]。其中基本无桥 PFC 变换器因器件少、结构简单、易驱动等特点一度成为研究热点, 但由于输入电压浮地会产生较大的共模噪声, 导致电磁干扰问题严重^[13-14]。针对此问题, 带有钳位二极管的双 Boost 无桥 PFC 变换器被提出, 可以有效地克服共模噪声, 但较多的元器件数量以及较高成本限制了其进一步的应用。

图腾柱无桥 PFC (totem-pole bridgeless PFC, TPBL PFC) 变换器由于输入端在每半个工频周期由二极管钳位至输出, 较其他无桥拓扑拥有较低的共模噪声; 同时较少的元器件数目和较高的器件利用率使其极具工程应用价值。然而, 由于大多数硅基 MOSFET 其寄生体二极管较差的反向恢复特性, 使得 TPBL PFC 变换器只能工作在断续导电模式 (discontinue conduction mode, DCM) 或者临界导电模式 (boundary conduction mode, BCM)^[15-16], 近些年来, 随着新型器件的发展, 基于氮化镓 MOSFET 所构成的图腾柱式无桥 PFC, 由于没有反向恢复时间问题使得其可工作在连续导电模式 (continuous conduction mode, CCM) 而备受学术界及工程师们关注。但是目前氮化镓 MOSFET 构成的变换器多用于小功率场合, 大功率氮化镓器件不仅产品种类少、价格昂贵, 而且还存在性能退化以及可靠性较低等问题, 限制其进一步应用^[17-22]。

基于上述问题, 为了使得基于硅基 MOSFET 的图腾柱无桥 PFC 变换器能可靠地工作在 CCM 模式下, 许多学者也在拓扑优化方面做了大量工作。例如文献 [23] 提出一种利用零电压转换 (zero-voltage transition, ZVT) 技术, 通过增加谐振电感和辅助开关组成有源谐振支路实现主开关管的 ZVS 和二极管的 ZCS, 但由于谐振电感两端电压受到输入和输出电压的限制, 很难在全范围内实现 ZVS, 此外辅助电路损耗较大; 文献 [24] 通过增加一个无源 LC 谐振网络来实现图腾柱无桥变换器的软开关, 使其可工作在 CCM 模式下, 由于无源谐振支路在整个开关周期中均工作, 且串联在功率

回路中, 使得导通损耗较大, 变换器效率提升不明显; 文献 [25] 提出一种并联交错的软开关拓扑, 通过辅助电感和移相控制来实现全输入电压范围和负载范围的 ZVS, 然而辅助电感的峰值电流较大, 并且在开关周期中存在时间较长, 轻载时导通损耗较大; 文献 [26] 在文献 [25] 基础上, 利用耦合电感的漏感降低开关损耗, 但在轻载条件下很难实现 ZVS。

在上述设计思路的启发下, 本文提出一种可工作于 CCM 的图腾柱无桥 PFC 变换器解决方案。该方案在传统图腾柱无桥 PFC 拓扑基础上仅需增加少量器件, 通过利用电感与开关管输出电容的谐振实现主开关管 ZVS 开通; 电感的谐振电流限制了体二极管的 di/dt , 减缓体二极管的反向恢复问题并实现 ZCS 关断; 克服传统图腾柱无桥 PFC 电路只能工作在 DCM 或 BCM 的限制, 提高变换效率与功率密度。下面将首先对该变换器的电路拓扑和其工作原理展开介绍, 然后对其性能进行详细地分析, 最后设计实验样机进行实验验证, 并对实验结果进行分析得出相应结论。

1 电路拓扑与工作原理

1.1 拓扑结构分析

本文提出的可工作于 CCM 的图腾柱无桥 PFC 变换器是由传统的 TPBL PFC 变换器和有源辅助谐振腔组成。其中传统 TPBL PFC 变换器是主功率拓扑, 在工频正半周期由升压电感 L , 主开关管 S_2 , 体二极管 D_{S1} 以及二极管 D_2 构成; 在工频负半周期由升压电感 L , 主开关管 S_1 , 体二极管 D_{S2} 以及二极管 D_1 构成, 其中 D_1 和 D_2 工作在工频。谐振电感 L_r , 辅助开关管 S_3 、 S_4 、 S_5 和 S_6 与主开关管的输出电容 C_{oss} 构成有源辅助谐振腔。 C_o 为输出滤波电容, R_{LD} 为等效负载电阻。该变换器的本质是传统 TPBL PFC 变换器和有源谐振腔在输入电压正负半周期分别工作。其变换器拓扑图如图 1 所示。

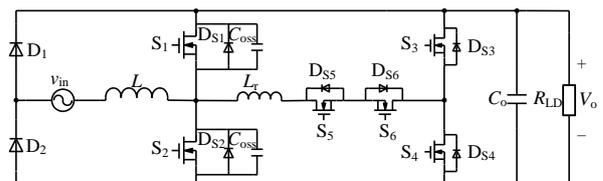


图 1 可工作于 CCM 模式图腾柱无桥 PFC

Fig. 1 Totem-pole bridgeless PFC for CCM mode

1.2 工作模式分析

为简化分析, 将开关管与二极管视为理想器

件，忽略器件本身的开通时间、导通压降等问题。由于 L 足够大在一个开关周期内可以视为一个恒流源 I_{in} ，同理 C_o 可视为一个恒压源 V_o 。由于主开关管 S_1 和 S_2 在输入电压 v_{in} 的正、负半周期交替工作，工作过程完全对称，因此本文仅对输入正半周的 1 个开关周期做模态分析。变换器关键波形如图 2 所示，具体工作模态分析如图 3 所示。

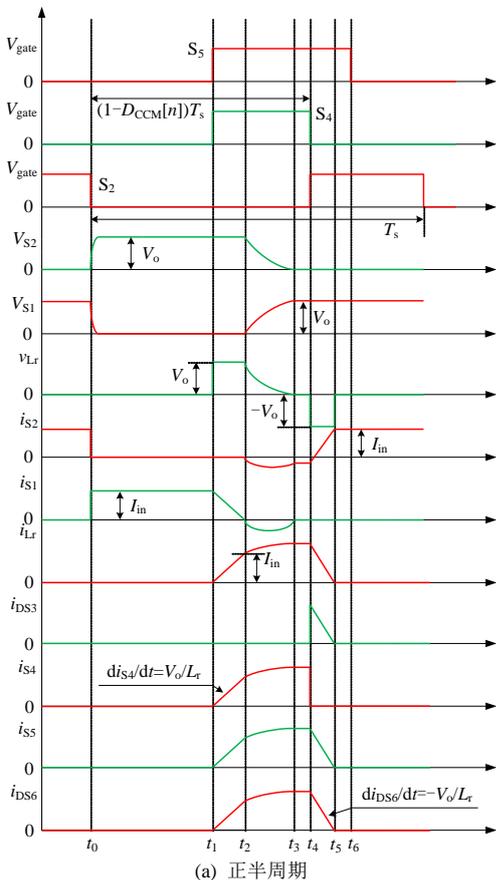
1) 开关模态 1($[t_0, t_1]$): 如图 3(a)所示。在 t_0 时刻, S_2 关断。在此时段内, 由于 S_2 关断, 储存在 L 中的能量通过 D_{S1} 释放到输出侧, 此过程与传统 TPBL PFC 变换器的续流过程完全相同。其中, 由于 S_4 、 S_5 关断, 有源辅助谐振腔未参与工作, 谐振电感两端电压为零, 谐振电感电流 $i_{Lr}(t)$ 在此时段内无变化, 保持为零。

2) 开关模态 2($[t_1, t_2]$): 如图 3(b)所示。在 t_1 时刻, S_4 、 S_5 导通。在此时段内, 忽略电流通路上的电阻和二极管管压降, 谐振电感两端承受的电压为输出电压 V_o , $i_{Lr}(t)$ 线性增加。有方程:

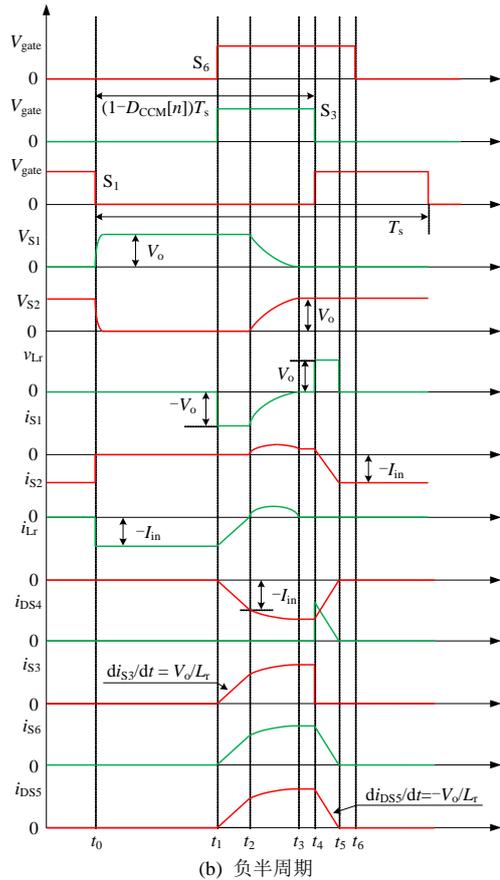
$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} - V_o = 0 \quad (1)$$

约束条件为: $i_{Lr}(t_1)=0, i_{Lr}(t_2)=I_{in}$ 。

由于谐振电流是从零开始增加的, 且电流的变化速率受到谐振电感 L_r 的限制, 因此 S_4 、 S_5 实现零



(a) 正半周期



(b) 负半周期

图 2 一个开关周期内的关键波形

Fig. 2 Key waveform in one switching cycle

电流开通, D_{S6} 自然开通。在 t_2 时刻, 谐振电流线性增加到与升压电感电流 I_{in} 相等, D_{S1} 电流线性下降为零, 可控的 di/dt 消除了反向恢复的影响, 因此实现了 D_{S1} 的零电流关断。此时段的持续时间 T_1 为

$$T_1 = t_2 - t_1 = \frac{I_{in} L_r}{V_o} \quad (2)$$

3) 开关模态 3($[t_2, t_3]$): 如图 3(c)所示。由于在 t_2 时刻 D_{S1} 电流降为零, 而 S_2 尚未开通, v_{S1} 仍为零, D_{S1} 反向恢复损耗接近为零。在此时段内, S_1 和 S_2 的输出电容 C_{oss} 开始充电放电, 并与谐振电感发生串联谐振, 谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\sqrt{2\pi}\sqrt{L_r C_{oss}}} \quad (3)$$

在此开关模态下, 谐振电感的端电压逐渐减小, 电流持续上升, 到 t_3 时刻, 其两端电压降为零, 谐振电流 $i_{Lr}(t)$ 达到此开关周期内的最大值, 此时谐振结束。有方程:

$$\begin{cases} L_r \frac{di_{Lr}}{dt} - V_{S2} = 0 \\ i_{C_{oss}} = C_{oss} \frac{dV_{S2}}{dt} \\ I_{in} + 2i_{C_{oss}} = i_{Lr} \end{cases} \quad (4)$$

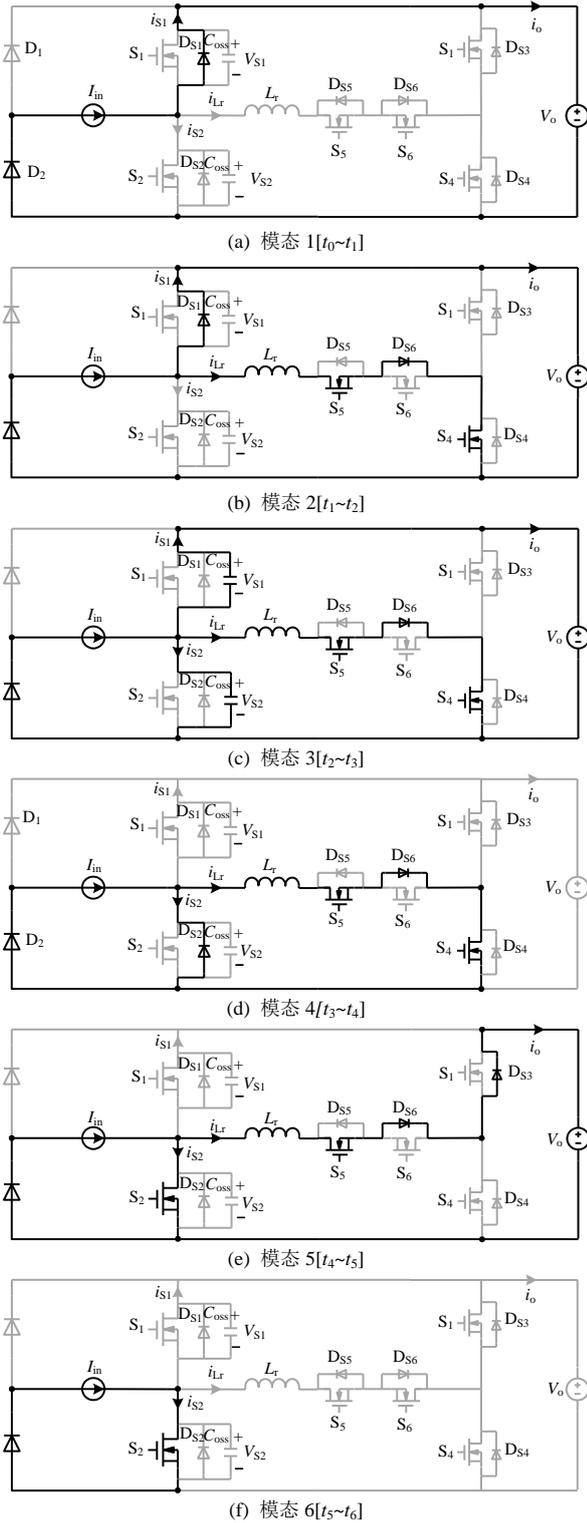


图3 变换器模式分析

Fig. 3 Operating modes of the proposed converter

约束条件为: $V_{S2}(t_2)=V_o$; $V_{S2}(t_3)=0$ 。

其中, 在 t_3 时刻谐振电流达到最大值:

$$i_{Lr}(t_3) = \sqrt{2C_{oss}V_o^2/L_r + I_{in}^2} \quad (5)$$

谐振时间 T_2 如式(6)所示:

$$T_2 = t_3 - t_2 = \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{L_r C_{oss}} \quad (6)$$

4) 开关模式 4($[t_3, t_4]$): 如图 3(d)所示。在 t_3 时刻谐振结束, 此时 D_{S2} 导通, 谐振电感电流续流, 忽略电流通路径上的电阻和二极管管压降, 谐振电感两端电压为零, 谐振电感电流 $i_{Lr}(t)$ 在此时段内无变化, 保持为最大值, S_2 达到了零电压开通条件。在此时间段内触发栅极导通 S_2 即实现了 ZVS。另外, S_4 、 S_5 与 S_2 之间的栅极触发信号有一定的时间差 T_d , 如式(7)所示:

$$T_d = T_1 + T_2 = \frac{I_{in}L_r}{V_o} + \frac{\pi}{\sqrt{2}} \sqrt{L_r C_{oss}} \quad (7)$$

5) 开关模式 5($[t_4, t_5]$): 如图 3(e)所示。在 t_4 时刻 S_4 关断, 存储在谐振电感中的能量通过 S_5 的沟道, S_6 和 S_3 的体二极管泄放到输出侧, 忽略电流通路径上的电阻和二极管管压降, 谐振电感两端承受反向的输出电压 $-V_o$, 谐振电流线性下降, 因此有方程:

$$L_r \frac{di_{Lr}}{dt} + V_o = 0 \quad (8)$$

约束条件为: $i_{Lr}(t_4)=i_{Lr}(t_3)$, $i_{Lr}(t_5)=0$ 。谐振电流降到零所需要的时间 T_3 如式(9)所示:

$$T_3 = t_5 - t_4 = \frac{i_{Lr}(t_3)L_r}{V_o} \quad (9)$$

理想情况下, 谐振电感电流 i_{Lr} 下降到零后不再发生变化, 一直持续到下一个开关周期, S_3 、 S_6 的体二极管自然关断。但是由于受到体二极管结电容和反向恢复的影响, 体二极管 D_{S3} 和 D_{S6} 仍具有导电性, 谐振电流在经过反向之后截止。

6) 开关模式 6($[t_5, t_6]$): 如图 3(f)所示。在 t_5 时刻谐振电流降为零, 延迟少许时间后在 t_6 时刻关闭 S_5 的驱动信号, 此时 S_5 实现 ZCS。

至此, 变换器将进入到下一个开关周期过程中, 一个开关周期内的所有开关模式分析完毕。

2 电路讨论与控制

2.1 软开关约束条件

从变换器的模式分析可知, 通过主开关管 S_1 、 S_2 与辅助开关管 $S_3 \sim S_6$ 的交错导通, 可实现 S_1 、 S_2 的 ZVS 和其体二极管 D_{S1} 、 D_{S2} 的 ZCS。仅以正半周期为例, 在 D_{S1} 续流时, 谐振电感限制了其电流下降率, S_2 导通之前其电流下降为零, 实现了 S_1 的 ZCS; 而在 S_2 开通时, 须要将其输出电容 C_{oss} 上储存的电荷全部释放, 即 $v_{S2}=0$, 才能实现 ZVS。

在体二极管 D_{S1} 续流阶段, 首先预导通辅助开

关管 S_4 、 S_5 ，当谐振电流 i_{Lr} 上升至与升压电感电流 I_{in} 相等时，谐振电感开始与 S_1 、 S_2 的输出电容 C_{oss} 发生串联谐振，在将 C_{oss} 上的电荷释放到零后，开通 S_2 即实现了 ZVS。为可靠实现软开关，需保证 D_{S1} 的续流时间至少大于 T_d ，由此得出可工作于 CCM 的图腾柱 PFC 变换器实现软开关的其中一个约束条件：

$$(1 - D_{CCM})T_s \geq T_d = \frac{I_{in}L_r}{V_o} + \frac{\pi}{\sqrt{2}}\sqrt{L_rC_{oss}} \quad (10)$$

式中： D_{CCM} 是变换器工作在 CCM 模式下的占空比； T_s 是变换器的一个开关周期。

在 S_2 实现了 ZVS 后，谐振电感电流需要泄放至输出侧，因此， S_2 的导通时间要比谐振电感电流的泄放时间长，以保证谐振电感储存的能量全部释放完毕。由此得出该变换器实现软开关的另一个约束条件：

$$D_{CCM}T_s \geq T_3 = \frac{i_{Lr}(t_3)L_r}{V_o} \quad (11)$$

只有满足上述 2 个约束条件，才能实现输出电容 C_{oss} 能量的转移与释放，实现开关管的 ZCS 和 ZVS。另外，有源辅助谐振之路只在主开关管开通的瞬间工作，不会增加主电路功率器件的电压、电

流应力，并且产生的额外损耗也非常小。当不满足上述 2 个约束条件时，有源辅助谐振之路停止工作，变换器按照传统图腾柱无桥 PFC 的工作方式运行。因此，软开关的约束条件不会对变换器产生其他影响。

2.2 控制策略

所提出的变换器工作在 CCM 模式，采用平均电流控制方式来减小由跟踪误差产生的电流畸变，控制框图如图 4 所示。与传统的有桥 PFC 变换器有所不同，可工作于 CCM 的图腾柱无桥 PFC 变换器增加了输入电压极性检测环节，用来检测输入电压的正负半周期。

在本文中，采用 TI 公司的高性能微控制器进行整个系统的环路及时序控制，具体型号为 TMS320F28335；采用 TI 公司的高速驱动器驱动开关管，具体型号分别为 UCC27712、UCC27710 和 UCC27424；采用 LEM 公司的霍尔电流传感器进行电流采样，具体型号为 CASR 6-NP。控制器包含内外 2 个控制环路，其中外环是输出电压控制环路，用来控制调节变换器的平均输出电压；另一个内环是输入电流控制环路，用来调节输入电流的相位，以使得输入电流跟随输入电压，两者相位差为零，

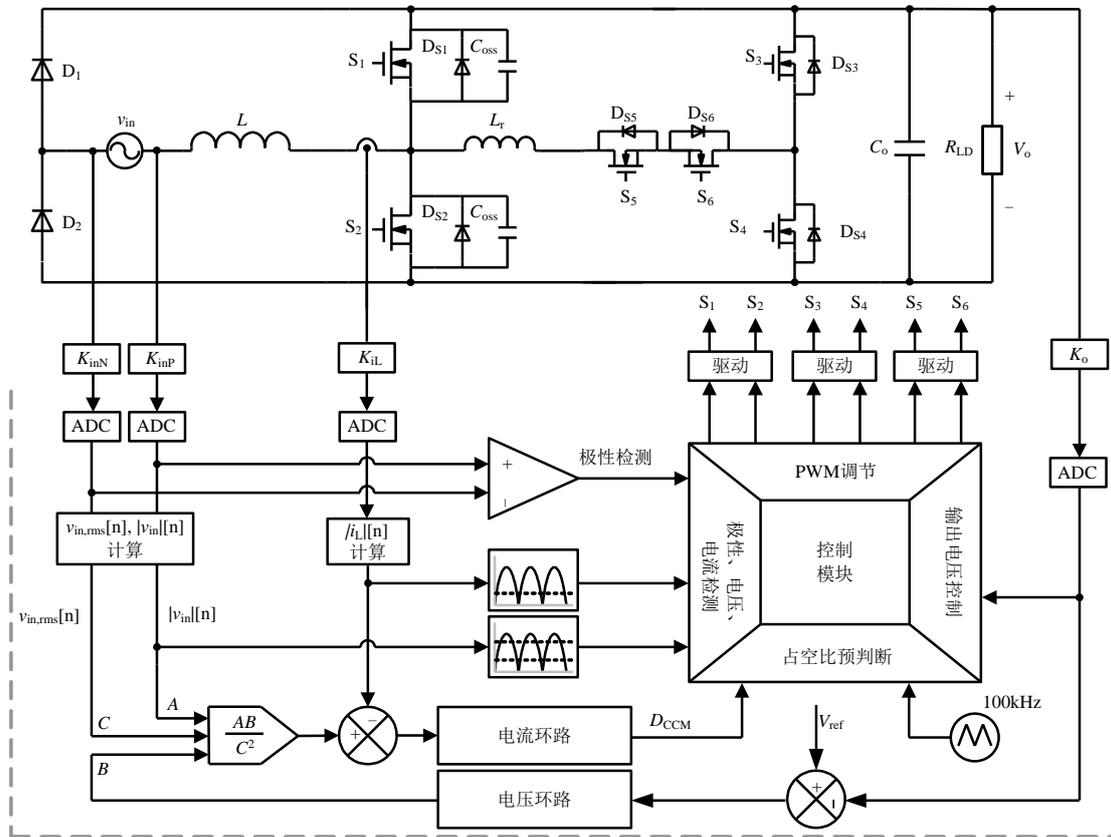


图 4 变换器控制框图

Fig. 4 Converter control block diagram

来达到功率因数校正的目的。

为简化控制,主开关管 S_1 、 S_2 使用相同的驱动信号,辅助开关管 S_3 、 S_4 使用相同的驱动信号, S_5 、 S_6 使用相同的驱动信号。 v_c 为三角载波,利用三角载波与占空比 D_{CCM} 作比较分别产生主开关管 S_1 、 S_2 的驱动以及辅助开关管 S_3 、 S_4 、 S_5 和 S_6 的驱动。开关管的时序图如图 5 所示,现仅以正半周为例,其控制策略如下:当 $1 > v_{c_up} > D_{CCM}$ 和 $1 > v_{c_down} > D_{CCM} + T_d/T_s$ 时,开关管 S_1 、 S_2 、 S_3 、 S_4 、 S_5 和 S_6 均保持关断,变换器工作在开关模式 1;当 $D_{CCM} + T_d/T_s > v_{c_down} > D_{CCM}$ 时,辅助开关管 S_4 、 S_5 开通,变换器进入开关模式 2,谐振电流线性增加,当谐振电流 $i_{Lr}(t) = I_{in}$ 时,模式 2 结束,变换器进入开关模式 3。此时谐振电感和开关管输出电容 C_{oss} 开始串联谐振,谐振结束后变换器进入开关模式 4,主开关管 S_2 达到 ZVS 开通的条件,此时段的持续时间为 T_d ;当 $D_{CCM} > v_{c_down} > D_{CCM} - T_3/T_s$ 时,变换器进入开关模式 5,辅助开关管 S_4 关断,谐振电流释放至输出侧,主开关管 S_2 开通实现 ZVS。谐振电流释放到零,辅助开关管 S_5 关断,开关模式 6 结束,此时段的持续时间为 T_3 。

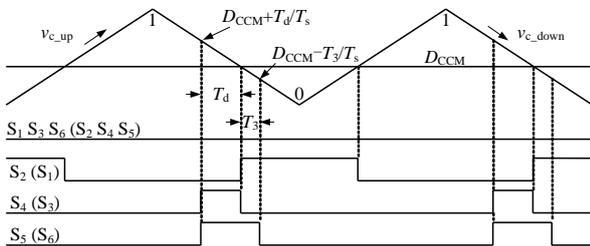


图 5 正(负)半周辅助开关管时序图

Fig. 5 Implementation of auxiliary switch in positive(negative) half cycle

由上述分析可知,首先需要对输入电压进行极性检测和采样,判断正负周期和过零点,再通过数字电压环路和电流环路产生所需要的占空比 D_{CCM} ,根据极性的判断驱动相应的主功率开关管;辅助开关的驱动则需要先对占空比的大小进行判断,进入相应的软开关范围后,提前开通 T_d 时间完成串联谐振,在 S_2 实现零电压开通后,延迟 T_3 时间关闭辅助开关即可。此外,对输出电压 V_o 进行监测,当输出电压超过设定值时,将停止 PWM 输出,实现对电路保护。

3 参数设计及软开关范围

3.1 变换器参数设计

TPBL PFC 变换器升压电感 L 的电流纹波量取

最大基波峰值电流的 20%,当变换器工作在最低输入电压情况下,峰值时的占空比 D_{PLL} 为

$$D_{PLL} = \frac{V_o - \sqrt{2}V_{in_min}}{V_o} \quad (12)$$

式中 V_{in_min} 为输入电压的最小有效值。

则最大的基波峰值电流 I_{in_pk} 为

$$I_{in_pk} = \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in_min}} \quad (13)$$

则功率电感的纹波电流 ΔI_L 为

$$\Delta I_L = \frac{0.2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in_min}} \quad (14)$$

式中: P_o 为变换器的额定功率; η 为满载时的效率。

则功率电感 L 的电感量为

$$L = \frac{\sqrt{2}V_{in_min} D_{PLL}}{\Delta I_L f_s} \quad (15)$$

式中 f_s 为变换器的开关频率。

如果功率电感的纹波电流很大,变换器的开关损耗将会减小,然而,较大的纹波电流会有大的电流有效值,因此磁芯损耗和导通损耗又会增加。在本文所提出的变换器中,开关损耗以通过增加谐振电路来减小,因此功率电感可以设计成具有较小的纹波电流,以减小变换器的磁芯损耗和导通损耗。

由式(5)可得开关管寄生电容 C_{oss} 、谐振电感 L_r 和谐振电流应力的关系曲线,如图 6 所示。可以看出: 1) 当 L_r 一定时,随着 C_{oss} 的增大,谐振电感电流应力逐渐增大; 2) 当 C_{oss} 一定时,随着 L_r 的增大,谐振电感电流应力逐渐减小。此外谐振电感必须足够大来减小开关和体二极管的 di/dt ,但是过大的电感量会导致磁芯损耗和导通损耗的增加,所以谐振电感要根据以上情况进行折中考虑。

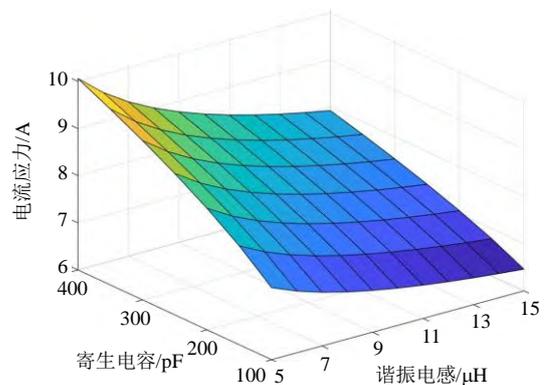


图 6 电流应力关系图

Fig. 6 Current stress diagram

本文提出的变换器选取谐振时间为 3 倍的反向恢复时间 t_{rr} ，因此谐振电感量 L_r 可通过式(16)计算得到：

$$L_r = \frac{18t_{rr}^2}{C_{oss} \cdot \pi^2} \quad (16)$$

由工作模态分析可知，主功率开关管 S_1 、 S_2 的峰值电流 I_{peak} 为

$$I_{peak} = \frac{\Delta I_L}{2} + \frac{\sqrt{2}P_o}{\eta V_{in_min}} \quad (17)$$

开关管 S_1 、 S_2 的有效值电流 I_{rms} 为

$$I_{rms} = \frac{P_o}{V_{in_min}\eta} \sqrt{1 - \frac{8\sqrt{2}V_{in_min}}{3\pi V_o}} \quad (18)$$

续流体二极管的平均电流 I_D 为

$$I_D = \frac{P_o}{2V_o} \quad (19)$$

TPBL PFC 变换器设定参数如下：额定输入电压为 150~220V，输出电压为 380V，额定输出功率为 1kW，开关频率为 100kHz。主电路各功率器件的设计主要考虑理论上的最低输入电压($V_{in_min}=150V$)，满负载输出时的情况，设定在最小电压输入时，整机效率为 $\eta=0.9$ 。

通过上述公式可求得，变换器在宽电压输入宽负载输出范围内电感电流基波峰值为 $I_{in_pk}=10.4A$ ，最大纹波电流为 $\Delta I_L=2A$ ，此时包含谐波电流的最大电感电流峰值为 $I_{in_max_pk}=12.4A$ 。在宽电压输入宽负载输出范围内，所有开关管 $S_1\sim S_6$ 和二极管 D_1 、 D_2 的最大电压均为 $V_o=380V$ ，主开关管 S_1 、 S_2 的电流峰值为 $I_{peak}=12.4A$ ，有效值电流为 $I_{rms}=3.6A$ ，续流体二极管的平均电流为 $I_D=1.3A$ ，流过辅助开关管 $S_3\sim S_6$ 的电流峰值 I_{aux_pk} 为

$$I_{aux_pk} = \sqrt{\frac{2C_{oss} V_o^2}{L_r} + I_{in}^2} \quad (20)$$

在最低输入电压时，主开关管 S_1 、 S_2 的最小占空比为 $D_{PLL}=0.44$ ，升压电感 L 的最小感值为： $L=0.47mH$ ，保留一定的工程设计裕量，本文选取 $0.5mH$ 。谐振电感 L_r 选取 $10\mu H$ ，输出电容 C_o 选择 $800\sim 1000\mu F$ ，450V 的电解电容。

3.2 软开关实现范围

由于工作在 CCM 模式下，TPBL PFC 变换器变化的占空比与其输入电压、输出电压有关，变化的占空比如式(21)所示：

$$D_{CCM}(\omega t) = 1 - \frac{v_{in}(\omega t)}{V_o} = 1 - \frac{\sqrt{2}V_{in} \sin(\omega t)}{V_o} \quad (21)$$

通过变换器模态分析可知，软开关的实现条件又受到了占空比的约束，因此根据约束条件式(10)、(11)及(21)可得到变换器占空比的工作上限为

$$D_{up}(\omega t) = 1 - \frac{1}{T_s} \left[\frac{\sqrt{2}L_r P_o}{V_{in} V_o \eta} \sin(\omega t) + \frac{\pi \sqrt{L_r C_{oss}}}{\sqrt{2}} \right] \quad (22)$$

占空比的工作下限为

$$D_{low}(\omega t) = \frac{L_r}{T_s V_o} \sqrt{\left[\frac{\sqrt{2}P_o}{V_{in}\eta} \sin(\omega t) \right]^2 + \frac{2C_{oss} V_o^2}{L_r}} \quad (23)$$

从式(22)和(23)可以看出，占空比的工作上限、下限决定了变换器软开关范围的宽度，在输入电压最低且满载的时候，占空比工作上限最低、工作下限最高、软开关范围最窄，变换器所处的工作状态也最为恶劣。因此在该条件下求得的占空比上限、下限也满足其他条件下变换器软开关实现对占空比的要求。图 7 为不同输入电压条件下变换器软开关范围，可以看出，软开关区域基本覆盖整个占空比区域，实现全输入范围的软开关功能。曲线条件： $P_o=1kW$ ， $V_o=380V$ ， $T_s=10\mu s$ ， $L_r=10\mu H$ ， $\eta=0.9$ ， $C_{oss}=200pF$ 。

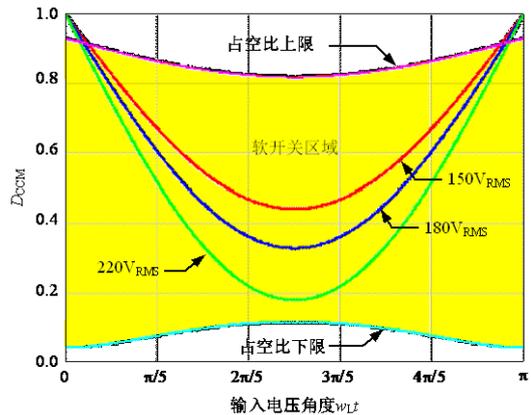


图 7 变换器软开关实现范围

Fig. 7 Scope of converter soft switching

当输入电压 V_{in} 在过零点附近时，变换器的占空比非常大接近于 1，超过了占空比上限，升压电感电流通过体二极管续流时间非常的短，谐振电路没有足够的时间去完成串联谐振，不能满足式(10)。但由于在过零点附近时，输入电流也非常小，变换器工作在 DCM 模态，体二极管实现自然零关断；在输入电压 V_{in} 的峰值时，如果峰值过高，则变换器的占空比非常小，接近于 0，低于占空比下限，谐振电路在串联谐振过后没有充足的时间去泄放谐振电流，不能满足式(11)，导致电路会有较大的

环流影响变换器效率。分析可知，该变换器能够在较宽的输入电压范围和负载输出范围内，达到各开关器件软开关的设计要求。

4 实验验证

为验证所提出变换器设计方案的可行性、理论分析的正确性和控制策略的有效性，搭建1台实验原理样机，该样机额定功率1kW，如图8所示，其主要电路参数如表1所示。

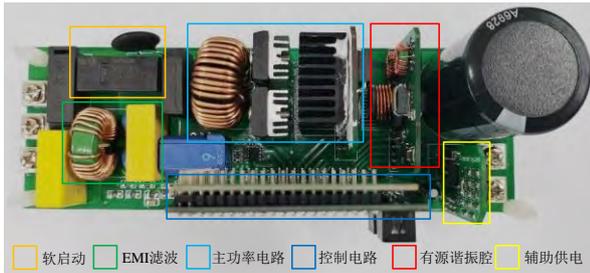


图8 原理样机图片

Fig. 8 A photo of experimental prototype

表1 TPBL PFC 变换器电路参数

Table 1 Circuit parameters of the proposed converter

变量(符号)	参数
输入电压有效值 v_{in}/V	150~220
输出电压 V_o/V	380
输出功率 P_o/W	1000
电网频率 f/Hz	50
开关频率 f_s/kHz	100
主开关管 $S_1、S_2$	SIHB33N60E-GE3
辅助开关管 $S_3\sim S_6$	FDD8N50NZ
二极管 $D_1、D_2$	APT40DQ60BG
升压电感 $L/\mu H$	500
谐振电感 $L_r/\mu H$	10
开关管输出电容 C_{oss}/pF	200
输出滤波电容 $C_o/\mu F$	1000

图9为额定负载时输入电压 v_{in} 、输出电压 V_o 、升压电感电流 i_L 与谐振电感电流 i_{Lr} 的实验波形。由图9可见，输入电压 v_{in} 有效值约为220V， i_L 很好地跟随了输入电压 v_{in} 的波形，且两者相位相同，因此达到功率因数校正目的，同时得到稳定的直流输出电压。

图10为变换器在交流正、负半周期内若干个开关周期内主开关 $S_1、S_2$ 漏源极电压 $v_{S1}、v_{S2}$ 和其栅极驱动电压 $v_{g1}、v_{g2}$ 、升压电感电流 i_L 与谐振电感电流 i_{Lr} 的实验波形。由图10可见，本文所提出的变换器没有电压、电流尖峰，减小了开关器件应力。此外，谐振电感电流 i_{Lr} 仅仅出现在主开关管导通前的较窄时间段，该谐振电流对输入电流的影响

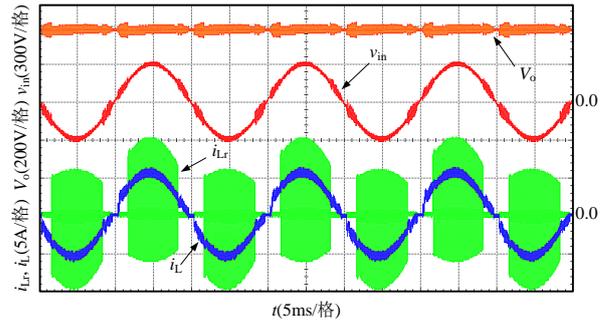
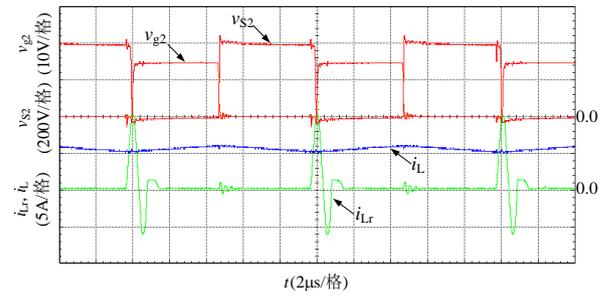
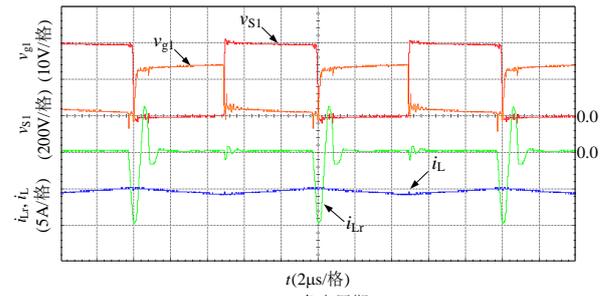


图9 额定电压和满载时 $v_{in}、V_o、i_L、i_{Lr}$ 波形
Fig. 9 Waveforms of the voltage $v_{in}、V_o$ and the current $i_L、i_{Lr}$ at rated voltage and full load



(a) 正半周期



(b) 负半周期

图10 主开关管电压、驱动和 $i_L、i_{Lr}$ 波形

Fig. 10 Waveforms of the voltages and gate voltages of the main switches and the current $i_L、i_{Lr}$

较小，不会产生较大附加损耗。

图11为变换器在交流正、负半周期内主开关管 $S_1、S_2$ 的ZVS实验波形，虚线部分为开关管两端电压 $v_{S1}、v_{S2}$ 与驱动电压 $v_{g1}、v_{g2}$ 的交叠区。其中图11(a)为输入正半周期工况下主开关 S_2 工作波形，可以看出，在开通 S_2 之前，其两端电压 v_{S2} 先下降到零，随后体二极管 D_{S2} 导通，此时开通 S_2 即实现了ZVS；其中图11(b)为输入正半周期工况下主开关 S_1 工作波形，可以看出，在开通 S_1 之前，其两端电压 v_{S1} 先下降到零，随后体二极管 D_{S1} 导通，此时开通 S_1 即实现了ZVS。

图12为变换器在交流正、负半周期内主开关管 $S_1、S_2$ 的ZCS实验波形。其中图12(a)为输入正半周期工况下主开关 S_2 工作波形，谐振电路在 t_{x1} 时刻开始工作， $i_L\sim i_{Lr}$ 为开关管 S_1 的电流，此电流线性下降，在 t_{x2} 时刻下降为零，而此时主开关管

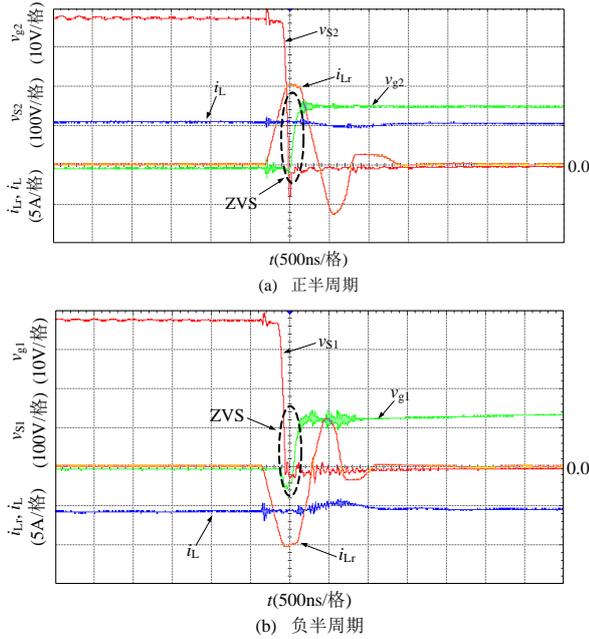


图 11 ZVS 开通波形

Fig. 11 Waveforms of ZVS turn-on transition

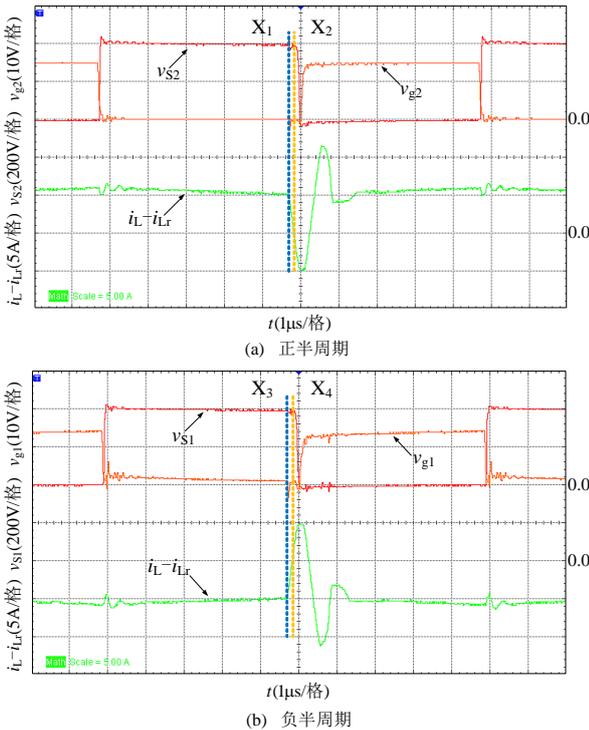


图 12 ZCS 关断波形

Fig. 12 Waveforms of ZCS turn-off transition

S_2 并未导通。可控的电流消除了反向恢复的影响，实现了 S_1 的 ZCS。图 12(b) 为输入负半周期工况下实现 S_2 的 ZCS 波形，工作原理与图 12(a) 相同。

图 13 为所提出的变换器原理样机与传统 TPBL PFC 变换器的效率对比曲线。通过输入电压在 150~220V 之间变化，输出功率 1kW 的实验条件对比下，本文所提出的变换器取得了较理想的效率曲线，并且在输入电压为 220V 时达到效率峰值

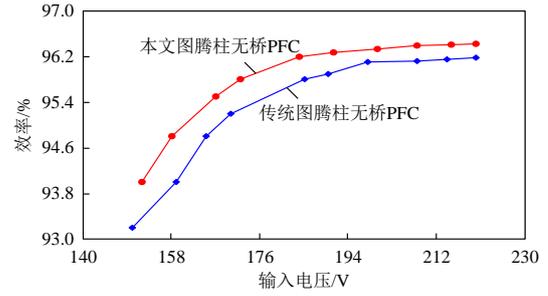


图 13 满载时效率随输入电压的变化曲线

Fig. 13 Measured power efficiencies with relation to the line at full load

96.3%。而且相较于传统的 TPBL PFC 变换器，效率提升达 1.7~2%，显示了该变换器有效降低了各开关管的开关损耗。

5 结论

本文提出一种可工作于 CCM 模态的高效图腾柱无桥 PFC 变换器，该变换器实现主开关管的 ZVS 开通和 ZCS 关断，解决其寄生体二极管反向恢复的问题，拓展硅基 MOSFET 的图腾柱无桥 PFC 的工作范围，提高变换器效率与功率密度。通过对该变换器工作模式的详细分析，得出变换器工作在软开关状态下的约束条件与范围，在此基础上，提出变换器的控制策略，进行有源辅助谐振之路的相关参数设计。最后设计 1 台额定输出 380V/1000W 的试验原理样机，实验结果证实了该设计方案的可行性和理论分析的正确性，通过对比分析，该变换器相较于传统 TPBL PFC 变换器效率能进一步提升。

参考文献

[1] 王金平, 胡凡宇, 侯良奎, 等. 一种单级无桥隔离型 PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7276-7283.
WANG Jinping, HU Fanyu, HOU Liangkui, et al. An isolated PFC converter with single-stage and bridgeless properties[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7276-7283 (in Chinese).

[2] 王楠, 许建平, 刘雪山. 单开关 Buck-Flyback 功率因数校正变换器[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(3): 679-687.
WANG Nan, XU Jianping, LIU Xueshan. A single-switch buck-flyback power factor correction converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(3): 679-687 (in Chinese).

[3] MA Hongbo, LAI J S, ZHENG Cong, et al. A high-efficiency quasi-single-stage bridgeless electrolytic capacitor-free high-power AC-DC driver for supplying

- multiple LED strings in parallel[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5825-5836.
- [4] 徐鑫雨, 吴红飞, 贾益行, 等. 基于三端口无桥 PFC 的两级式隔离型双输出 AC-DC 变换器[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(22): 7431-7439.
XU Xinyu, WU Hongfei, JIA Yixing, et al. A two-stage isolated dual-output AC-DC converter based on three-port bridgeless PFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(22): 7431-7439 (in Chinese).
- [5] 郭东鑫, 贾燕冰, 任春光, 等. 基于虚拟频率的隔离型双向 AC/DC 变换器最小电流应力控制策略[J]. 高电压技术, 2021, 47(8): 2914-2922.
GUO Dongxin, JIA Yanbing, REN Chunguang, et al. The minimum current stress control strategy of isolated bidirectional AC/DC converter based on virtual frequency[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(8): 2914-2922 (in Chinese).
- [6] 凡绍桂, 巩冰, 游江, 等. 低电压电流应力的有源钳位 ZVS 软开关技术[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4616-4628.
FAN Shaogui, GONG Bing, YOU Jiang, et al. Active Clamped ZVS Soft Switching Technology With Low Voltage and Current Stress[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(13): 4616-4628 (in Chinese).
- [7] 梅杨, 鲁乔初, 黄伟超. 双向隔离型 AC-DC 矩阵变换器的软开关复合调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(07): 2474-2484.
MEI Yang, LU Qiaochu, HUANG Weichao. Soft-switching composite modulation strategy of bidirectional isolated AC-DC matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(07): 2474-2484.
- [8] 刘斌, 李伦全, 叶昌, 等. 一种新型高效的多功能 Buck/Boost/Buckboost 型功率因数校正电路[J]. 电网技术, 2021, 45(03): 1142-1149.
LIU Bin, LI Lunquan, YE Chang, et al. A new and efficient multi-functional Buck / Boost / Buckboost power factor correction circuit[J]. Power System Technology, 2021, 45(03): 1142-1149.
- [9] LOW Q W, SIEK L. A single-stage dual-output Tri-Mode AC-DC regulator for inductively powered application[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2019, 66(9): 3620-3630.
- [10] ZHAO Bin, ZHANG Xin, HUANG Jingjing. AI algorithm-based two-stage optimal design methodology of high-efficiency CLLC resonant converters for the hybrid AC - DC microgrid applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(12): 9756-9767.
- [11] 殷刚, 许建平, 陈章勇. 一种高效率无桥双谐振功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2017, 32(8): 201-207.
YIN Gang, XU Jianping, CHEN Zhangyong. A high efficiency bridgeless dual resonant power factor correction converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(8): 201-207 (in Chinese).
- [12] 胡玮, 康勇, 周小宁, 等. 一种零电压转换双升压有源功率因数校正变换器[J]. 电工技术学报, 2014, 29(10): 113-121.
HU Wei, KANG Yong, ZHOU Xiaoning, et al. A zero-voltage transition dual boost power factor correction converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(10): 113-121 (in Chinese).
- [13] ZHAO Chenkai, WU Xinke. Accurate operating analysis of boundary mode totem-pole boost PFC converter considering the reverse recovery of mosfet[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10038-10043.
- [14] 王议锋, 徐殿国, 徐博, 等. 图腾柱式无桥零纹波交错并联 Boost 功率因数校正器[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 175-182.
WANG Yifeng, XU Dianguo, XU Bo, et al. An interleaved totem-pole bridgeless boost PFC rectifier with zero-ripple current filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9): 175-182 (in Chinese).
- [15] 陈强, 许建平, 陈章勇, 等. 高效率无桥 DCM Pseudo-Boost PFC 变换器研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(11): 53-54, 62.
CHEN Qiang, XU Jianping, CHEN Zhangyong, et al. Research on bridgeless DCM Pseudo-Boost PFC converter with high efficiency[J]. Power Electronics, 2012, 46(11): 53-54, 62 (in Chinese).
- [16] JEONG Y, KIM J K, MOON G W. A bridgeless dual boost rectifier with soft-switching capability and minimized additional conduction loss[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 68(3): 2226-2233.
- [17] SHI Kewei, SHOYAMA M, TOMIOKA S. A study of common mode noise current of bridgeless PFC circuit considering voltage change in Y-capacitors[C]//International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Tokyo, Japan: IEEE, 2014: 73-76.
- [18] SHI Kewei, SHOYAMA M, TOMIOKA S. Common mode noise reduction in totem-pole bridgeless PFC converter[C]//International Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China: IEEE, 2014: 705-709.
- [19] SU Bin, ZHANG Junming, LU Zhengyu. Totem-pole boost bridgeless PFC rectifier with simple zero-current detection and full-range ZVS operating at the boundary of DCM/CCM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(2): 427-435.

- [20] 易俊宏, 马红波, 孟庆伟. 高效率、高功率密度无桥PFC设计[J]. 电力电子技术, 2017, 51(12): 112-116.
YI Junhong, MA Hongbo, MENG Qingwei. Design of high efficiency and high power density bridgeless PFC converters[J]. Power Electronics, 2017, 51(12): 112-116 (in Chinese).
- [21] 王玮, 王宏兴. GaN 功率开关器件研究现状[J]. 半导体技术, 2020, 45(2): 99-109.
WANG Wei, WANG Hongxing. Research status of GaN power switching devices[J]. Semiconductor Technology, 2020, 45(2): 99-109 (in Chinese).
- [22] LIU Zhengyang, LEE F C, LI Qiang, et al. Design of GaN-based MHz totem-pole PFC rectifier[C]//IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Montreal: IEEE, 2015: 682-688.
- [23] YU Ziwei, XIA Yinglai, AYYANAR R. A simple ZVT auxiliary circuit for totem-pole bridgeless PFC rectifier[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(3): 2868-2878.
- [24] MUHAMMAD K S B, LU D D C. ZCS bridgeless boost PFC rectifier using only two active switches[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(5): 2795-2806.
- [25] PARK M H, BAEK J, JEONG Y, et al. An interleaved totem-pole bridgeless boost PFC converter with soft-switching capability adopting phase-shifting control[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(11): 10610-10618.
- [26] SU Bin, LU Zhengyu. An interleaved totem-pole boost

bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(6): 1406-1415.



章治国

在线出版日期: 2021-06-22。

收稿日期: 2020-10-30。

作者简介:

章治国(1977), 男, 工学博士, 教授, 主要研究方向为电力电子拓扑与控制、锂电池储能系统及均衡管理, zzg@cqut.edu.com;

李世锋(1994), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子拓扑及其控制技术, 15823181840@163.com;

李鑫(1996), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为高效电能变换技术, li_xin_2021@qq.com;

程鹏铭(1984), 男, 副教授, 主要研究方向为高频 DC-DC 变换器, 包络跟踪变换器以及电源管理芯片, cpm@cqut.edu.cn;

罗全明(1976), 男, 博士, 教授, 主要研究方向为半导体照明驱动电源及系统、光伏直流微网系统、电动汽车与电网互动系统, lqm394@126.com。

(编辑 刘雪莹, 李新洁)

A High Efficiency Totem-pole Bridgeless PFC Converter in CCM Mode

ZHANG Zhiguo¹, LI Shifeng¹, LI Xin¹, CHENG Pengming¹, LUO Quanming²

(1. Energy Internet Engineering Research Center of Chongqing City (Chongqing University of Technology), China; 2. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology (Chongqing University), China)

KEY WORDS: totem-pole bridgeless PFC converter; zero-voltage switching; zero-current switching; continuous conduction mode (CCM); auxiliary resonant branch

With the wide application of power electronic technology in industry, power factor correction (PFC) has become particularly important in modern high-quality rectifier systems. Compared with other bridgeless topologies, totem-pole bridgeless PFC has lower common-mode noise and higher device utilization, which makes it very valuable for engineering application. However, most silicon-based MOSFET have poor body diode reverse recovery performance, which makes the totem-pole bridgeless PFC converter only work in DCM or BCM mode. Although the development of new devices in recent years can solve this problem, there are still shortcomings. For example, the current GaN MOSFET converters are mostly used in low-power applications, and the high-power GaN devices have the problems of few products and high price, which limits its further application.

A totem-pole bridgeless power factor correction (PFC) circuit topology with zero-voltage switching (ZVS) and zero-current switching (ZCS) for CCM is proposed in this paper. The totem-pole bridgeless PFC for CCM mode and its control block diagram are shown in Fig. 1.

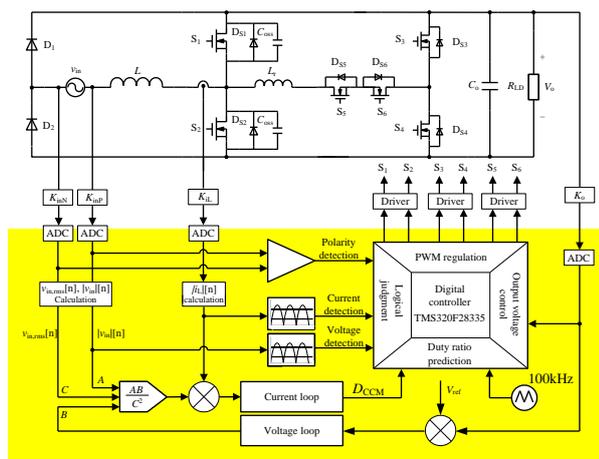


Fig. 1 Totem-pole bridgeless PFC for CCM mode and its control block diagram

The topology has the following characteristics:

1) Based on the traditional totem-pole bridgeless PFC circuit, the auxiliary resonant branch is added to realize ZVS conduction of the main switches

(MOSFETs);

2) The auxiliary resonant branch can effectively suppress the di/dt of the current flowing through the MOSFET body diodes, which makes the MOSFET turn off with ZCS;

3) The auxiliary resonant branch operates in the discontinuous conduction mode. All the auxiliary switches of the converter turn on with ZCS, and all switches of the converter work in soft switching state.

Finally, an experimental prototype with output power of 1000W is built to verify the feasibility and effectiveness of the topology. The experimental results show that ZVS and ZCS of the main switches are realized. The reverse recovery problem for MOSFET body diodes is greatly alleviated, the working range of totem-pole bridgeless PFC of silicon-based MOSFET is expanded. Based on the data measured in the experiment, the peak efficiency of the proposed converter is 96.3% when the input voltage is 220V. Compared with the traditional totem-pole bridgeless PFC converter, the efficiency is improved by 1.7~2%, which shows the switching losses of each switches in the converter are effectively reduced.

Fig. 2 shows the waveforms of v_{in} , V_o , boost inductor current i_L and resonant inductor current i_{Lr} with the input voltage equal to 220 V and full load. It can be seen from Fig. 2 that i_L follows the waveform of input voltage v_{in} well, and the two have the same phase, so the purpose of power factor correction is achieved.

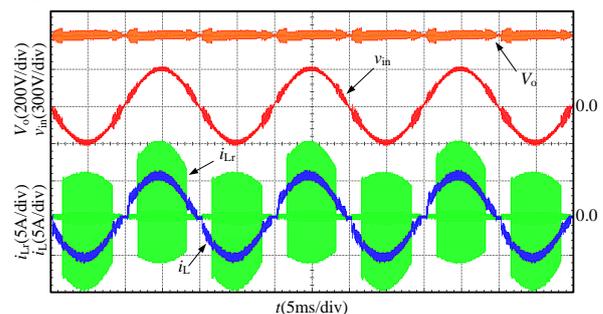


Fig. 2 Waveforms of the voltage v_{in} , V_o and the current i_L , i_{Lr} at rated voltage and full load