

具有功率因数校正功能的谐振无桥 AC/DC 变换器

朱利洋¹, 孙敏²

(1. 丽水学院 工学院, 浙江 丽水 323000; 2. 浙江肯得
机电股份有限公司, 浙江 台州 318057)

摘要: 基于 Boost 的变换器因为构造简单而被用于各种非独立升压设备之中, 比如功率因数校正器(PFC)。在开关频率比较高的情况下, 该逆变器的功率密度可适当提高以减小元件尺寸。为了减少其损耗, 提出了一种谐振无桥 PFC 变换器, 可为所有半导体提供软开关功能。该结构可为开关提供零电压开关功能, 为二极管提供零电流开关功能。在提出的结构中, 即便电感很小, 输入电流也是具备固有的正弦低 THD。因此, 在不需电流控制回路情况下, 它可以保持较高的输入功率因数, 进而降低了控制电路的复杂性。实验结果表明, 跟采用相同元件的传统交错并联 Boost 变换器相比较, 所提的变换器具有接近单位功率因数特性, 并且满负载时效率提高了近 2%。

关键词: 交直流变换器; 无桥; 高频; 功率因数校正; 软开关

中图分类号: TM28 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqed21806

Resonant Bridgeless AC/DC Converter with PFC Capability

ZHU Liyang¹, SUN Min²

(1. Engineering College, Lishui University, Lishui 323000, Zhejiang, China; 2. Zhejiang
Kende Mechanical & Electrical Co., Ltd., Taizhou 318057, Zhejiang, China)

Abstract: Boost-based converters are used in a variety of non-isolated step-up applications, such as power factor correctors (PFC), because of their simplicity. The power density of these converters can be increased in higher switching frequencies so as to reduce the size of the magnetic elements. In order to reduce the switching losses, a resonant bridgeless PFC converter was proposed to provide soft-switching for all of the semiconductors, zero voltage switching (ZVS) for the switches and zero current switching (ZCS) for the diodes. In the proposed structure, the input current was inherently sinusoidal with low THD, even with small inductances. Therefore, a high input power factor was achieved without requiring a current control loop in the circuit, so as to reduce the complexity of the control circuit. Experimental results show nearunity power factor, as well as 2% efficiency improvement at full load when compared to a conventional interleaved Boost converter with the same components.

Key words: AC/DC converter; bridgeless; high frequency; power factor correction (PFC); soft-switching

Boost 变换器是继二极管桥式整流器之后传统的非隔离 PFC 结构。它由于拓扑结构简单而被广泛应用^[1-2]。然而, 它也有一些缺点, 主要包括传导损耗高、控制复杂度高和开关损耗高^[3]。

目前阶段常规的解决方案中, 反激变换器在功率非常低的应用中占据主导地位^[4-5]。为解决传统 Boost 变换器存在的上述问题, 在以往研究中提出的技术手段主要可分成三大类: 1) 通过采用软开关技术来降低开关损耗^[6-7]; 2) 通过采用诸如单级、无桥、并联 PFC 和交错结构等技术手段

来降低传导损耗^[8-10]。交错 PFC 作为目前较新的解决方案, 在必须满足严格外形要求的硬件应用中非常受欢迎, 例如在液晶电视、超薄笔记本适配器、OLED 照明面板和平板屏幕中^[11-13]。最近, 部分研究还提出了采用超平面变换器为这些应用提供电源的解决方案^[14]。该方法容易实现、使用了更多但更小的组件并且具有更好的热分布。为进一步降低导通损耗, 还可以通过进一步去掉传统 PFC 变换器的输入整流器, 由此产生无桥交错 PFC 变换器, 以减少电流通路中的半导体元件

基金项目: 缙云县创新综合体产业服务提升项目(HZCA-2019034)

作者简介: 朱利洋(1981—), 男, 硕士, 实验师, Email: x7654126@163.com

数目;3)结合方法1)和方法2)同时提供软开关功能以及降低传导损耗功能^[15]。文献[16]中对隔离谐振变换器进行了相关研究。由于变压器损耗,隔离谐振变换器的效率要比非隔离变压器低。文献[17]提出一种基于谐振SEPIC变换器的谐振无桥PFC变换器。这些变换器采用无桥结构且易于控制。然而,SEPIC结构仍存在着一些问题,如器件应力较大、软开关能力有限、结构中电容体积较大等。文献[18]提出通过使用额外开关来提供软开关的功能。文献[19]介绍一种无桥谐振Buck-PFC变换器。该变换器给半导体器件提供软开关条件,具有功率因数校正的能力。文献[20]中也提出具有PFC能力的Buck变换器的类似概念。然而,在输入电压的过零点处,当输出电压大于输入电压时,输入电流在很长的一段时间内为零。因此,在输出电压比较高的情况下,需要较大的滤波元件用来补偿较低的功率因数。

本文所提谐振无桥 Boost-PFC 变换器具有简单的无桥对称结构、高功率因数能力、为所有半导体提供软开关的谐振特性、低纹波的连续输入电流以及简单的调制和控制电路能力。并且其输入电流是连续的,能够在两个输入电感之间平均分配。MOSFET 关断时提供零电压开关(zero voltage switching, ZVS),二极管关断时提供零电流开关(zero current switching, ZCS)。此外,所研究的PFC变换器具有功率因数校正能力。

1 谐振式无桥 PFC 变换器

所提无桥 PFC 变换器结构如图 1 所示。它具有将输入交流电压转换为输出直流电压的谐振特性,而且能获得正弦连续输入电流。本节研究了所提出的变换器在不同线路周期间隔和开关周期中的行为,还给出该变换器的等效电路以及不同间隔下的电压和电流波形。图 2 为正半周期和负半周期所对应等效电路图。

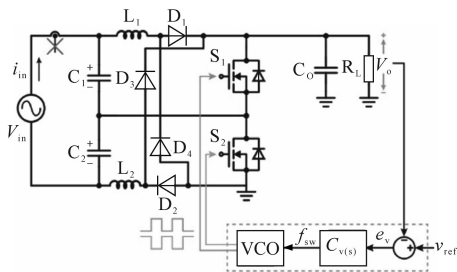


图1 谐振无桥交流直流PFC升压变换器

Fig.1 Resonant bridgeless AC/DC PFC Boost converter

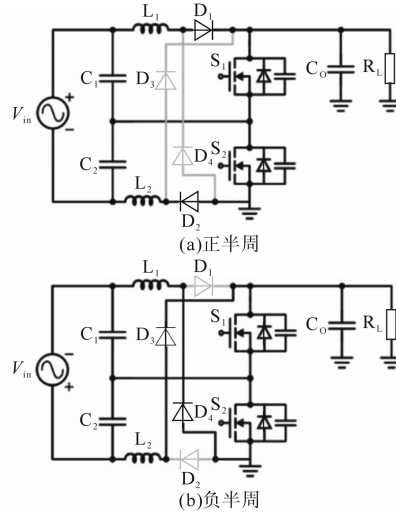


图2 所提变换器的等效电路

Fig.2 The equivalent circuit of the proposed converter

为简化分析,假设除 MOSFET 之外,所有电路元件都是理想的,输入电容 C_1 和 C_2 与电感 L_1 和 L_2 数值相等。每个输入电容和电感可以在方程中分别用 C 和 L 表示。图 2a 为正半周变换器等效电路,图 2b 为负半周变换器等效电路。此外,图 3 为开关周期中的等效有源电路图。

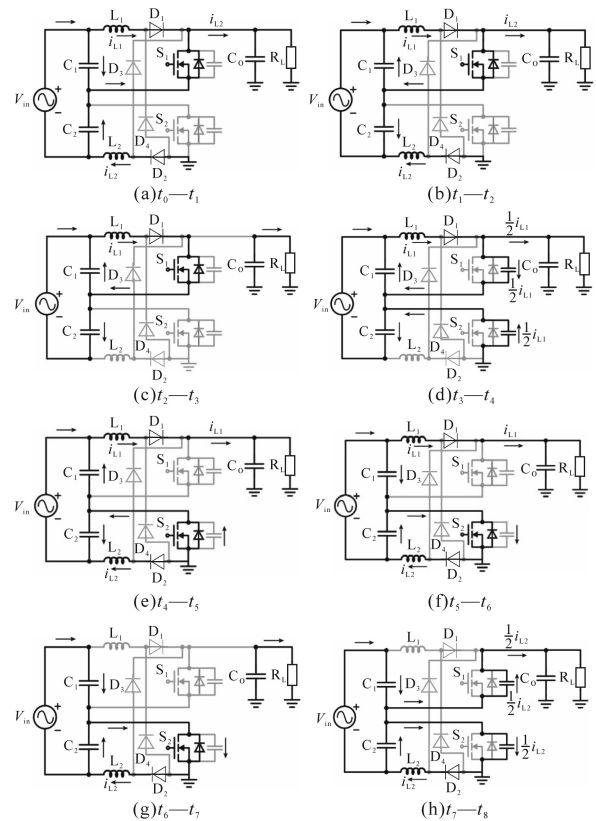


图3 开关周期中的等效有源电路图

Fig.3 Equivalent active circuit diagram in switching cycle

模式 I $[t_0 < t < t_1]$: 在开关的本体二极管开始导通时,该模式便开始运行,如图 3a 所示。由于 S_1

的 本 体 二 极 管 导 通, S_1 可 在 ZVS 条 件 下 导 通。 在 此 种 模 式 下, S_1 的 电 流 i_{S1} 为 负, 并 呈 现 上 升 趋 势。 当 i_{S1} 返 回 零 (在 t_1 时 刻) 时, 该 模 式 结 束。 此 时, 输 入 电 容 器 的 电 流 变 成 零, 由 于 在 此 之 前 C_1 的 电 流 i_{C1} 为 正, 因 此 在 开 关 周 期 中, C_1 的 电 压 v_{C1} 处 在 峰 值, C_2 的 电 压 v_{C2} 的 电 压 处 在 最 低 值。

模 式 II [$t_1 < t < t_2$]: 如 图 3b 所 示, 流 过 D_1 和 S_1 的 电 流 仍 是 给 电 感 L_1 充 电。 同 时, L_2 通 过 D_2 和 S_1 提 供 负 载。 然 而, 在 t_1 以 后, L_1 和 L_2 的 净 电 流 i_{L1} 和 i_{L2} 正 从 漏 极 流 向 S_1 源 极。 在 这 期 间, i_{L1} 增 加, 同 时 i_{L2} 减 少。 在 t_2 时 刻, i_{L2} 接 近 零, 这 将 使 二 极 管 D_2 在 ZCS 条 件 下 关 闭, 从 而 阻 止 了 电 感 向 输 出 电 容 供 电。 在 这 种 模 式 下, 为 简 化 方 程, 输 入 电 容 器 电 压 (v_{C1} 和 v_{C2}) 可 视 为 下 式 中 的 常 数:

$$\begin{aligned} v_{C1}(t) &\approx v_{C1}(t_1) = v_{Cmax} \\ v_{C2}(t) &\approx v_{in} - v_{Cmax} \end{aligned} \quad (1)$$

式 中: v_{Cmax} 为 开 关 周 期 中 输 入 电 容 的 最 大 电 压。 如 前 所 述, 考 虑 到 在 这 间 隔 期 间 通 过 输 入 电 容 器 的 电 压 是 恒 定 的, 那 就 意 味 着 电 感 L_1 和 L_2 的 电 压 分 别 具 有 等 于 v_{Cmax} 和 $v_{in} - v_{Cmax} - v_o$ 的 恒 定 电 压。 电 感 电 流 的 相 关 计 算 公 式 如 下 所 示:

$$i_{L1}(t) = \frac{v_{Cmax}}{L_1} (t - t_0) \quad (2)$$

$$i_{L2}(t) = i_{Lmax} - \frac{v_{out} - v_{in} + v_{Cmax}}{L_2} (t - t_0) \quad (3)$$

式 中: v_{out} , v_{in} 分 别 为 开 关 的 输 出 及 输 入 电 压。

模 式 III [$t_2 < t < t_3$]: 如 图 3c 所 示, 一 旦 二 极 管 D_2 关 闭, 该 间 隔 开 始 运 行。 在 这 段 时 间 内, i_{L1} 通 过 S_1 和 D_1 递 增, i_{L2} 为 零。 同 时, v_{C1} 因 为 i_{C1} 的 负 值 而 降 低。 另 一 方 面, 因 为 i_{C2} 是 阳 性 的, v_{C2} 正 在 增 加。 通 过 控 制 器 用 以 关 闭 开 关 S_1 结 束 该 间 隔。 因 为 在 该 模 式 下, L_1 与 C_1 与 C_2 的 并 联 组 合 发 生 了 共 振, 所 以 v_{C1} 与 i_{L1} 可 以 用 下 式 中 的 正 弦 方 程 表 示:

$$\begin{cases} v_{C1}(t) = v_{Cmax} \cos[\omega_{res}(t - t_2)] \\ i_{L1} = \frac{v_{Cmax}}{Z_r} \sin[\omega_{res}(t - t_2)] \end{cases} \quad (4)$$

其 中 $\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{2LC}}$ $Z_r = \sqrt{\frac{L}{2C}}$

式 中: ω_{res} 为 谐 振 角 频 率, 为 输 入 电 容 器 (C_1 和 C_2) 与 每 个 电 感 器 (L_1 或 L_2) 并 联 组 合 之 间 的 谐 振 结 果; Z_r 为 谐 振 元 件 的 阻 抗。

此 外, 式 (4) 还 可 用 于 发 现 i_{Lmax} 与 v_{Cmax} 之 间 的 关 系, 如 下 式:

$$i_{L1}(t_3) = i_{Lmax} = \frac{v_{Cmax}}{Z_r} \quad (5)$$

模 式 IV [$t_3 < t < t_4$]: 如 图 3d 所 示, 启 动 该 模 式 时, S_1 的 门 信 号 会 被 关 闭, 这 导 致 两 个 开 关 都 会 被 关 闭。 同 时, L_2 中 的 电 流 为 零, i_{L1} 在 开 关 周 期 或 i_{Lmax} 中 达 到 最 大 值。 因 为 电 感 器 的 电 流 不 能 突 然 变 化, 所 以 i_{L1} 不 能 瞬 时 间 达 到 零, 而 且 它 能 够 闭 合 其 路 径 的 唯 一 方 法 就 是 流 过 MOSFET 中 的 漏 源 电 容。 也 就 是 说, 其 有 助 于 对 S_1 的 漏 源 电 容 进 行 充 电 和 对 S_2 的 电 容 进 行 放 电。 如 果 选 择 开 关 的 并 联 电 容 比 较 大, 则 在 开 关 接 通 前 放 电 该 电 容 需 要 更 多 时 间 和 能 量, 有 可 能 在 接 通 的 时 候 出 现 ZVS 条 件。 然 而, 由 于 放 电 电 容 的 电 流 是 每 个 电 感 器 的 最 大 电 流 (i_{Lmax}), 即 使 是 在 轻 负 载 条 件 下 也 可 实 现 导 通 时 的 ZVS。 在 该 间 隔 结 束 的 时 候, 通 过 S_2 的 漏 源 电 容 的 电 压 会 达 到 零, 并 且 从 该 时 刻 起, 电 感 电 流 i_{L1} 将 会 流 过 开 关 S_2 的 反 并 联 二 极 管。 在 这 期 间, S_2 可 以 通 过 放 电 并 联 电 容 器 或 者 ZVS 接 通。

由 于 电 路 的 对 称 性, 后 四 种 工 作 模 式 (图 3e~ 图 3h) 和 前 四 个 间 隔 (图 3a~ 图 3d) 相 似, 不 再 赘 述。

2 性能分析

2.1 开关周期中逆变器分析

假 定 所 有 变 换 器 特 性 在 一 个 开 关 周 期 内 都 是 恒 定 的。 首 先 分 析 输 入 电 容 上 的 电 压。 v_{C1} 和 v_{C2} 的 总 和 等 于 输 入 电 压, 当 输 入 电 压 在 线 路 频 率 周 期 当 中 变 化 时, 此 输 入 电 压 被 视 为 恒 定 值:

$$v_{C1} + v_{C2} = v_{in}(t) \rightarrow i_{C1} = -i_{C2} \quad (6)$$

通 过 考 虑 输 入 电 容 器 C_1 正 节 点 和 C_2 负 节 点 的 KCL, 可 得 到 下 两 式:

$$\begin{cases} i_{C1} = \frac{i_{L2} - i_{L1}}{2} \\ i_{C2} = \frac{i_{L1} - i_{L2}}{2} \end{cases} \quad (7)$$

$$i_{in} = \frac{i_{L1} + i_{L2}}{2} \quad (8)$$

如 式 (8) 所 示, 输 入 电 流 为 两 个 电 感 器 电 流 的 平 均 值。

因 为 模 式 IV 的 持 续 时 间 比 已 经 讨 论 的 其 他 模 式 间 隔 短, 所 以 可 以 假 定 电 路 的 电 流 和 电 压 保 持 恒 定 利 用 式 (3), 电 感 器 最 大 电 流 可 按 下 式 计 算:

$$i_{Lmax} \approx \frac{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)}{L_2} (t_2 - t_0) \quad (9)$$

式中: V_{out} 为对开关输出电压的需求电压。

此外, t_2 时的 i_{L1} 由下式得出:

$$i_{L1}(t_2) = \frac{v_{Cmax}(t)}{L_1} (t_2 - t_0) \quad (10)$$

通过下式计算得到开关周期中输出电流的平均值:

$$\langle i_o \rangle_{f_{sw}} = \frac{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)}{L_2} \frac{(t_2 - t_0)^2}{T_{sw}} \quad (11)$$

式中: f_{sw} 为MOSFET的开关频率; T_{sw} 为开关周期。这是从 t_0 到 t_2 的第一和第二间隔期间完成的。

i_{in} 考虑式(8)和式(9)的连续性行为,并且其最大值 i_{in_max} 在 t_0 时刻是电感电流最大值 i_{Lmax} 的一半, i_{in_max} 可表示如下:

$$i_{in_max} = \frac{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)}{2L} (t_2 - t_0) \quad (12)$$

$$i_{in_min} = \frac{v_{Cmax}(t)}{2L} (t_2 - t_0) \quad (13)$$

根据式(12)和式(13),可在下两式中计算出单个开关周期内输入电流的平均值和纹波:

$$\langle i_{in} \rangle_{f_{sw}} = \frac{V_{out} - v_{in}(t) + 2v_{Cmax}(t)}{4L} (t_2 - t_0) \quad (14)$$

$$\Delta i_{in}(t) = \frac{V_{out} - v_{in}(t)}{2L} (t_2 - t_0) \quad (15)$$

根据式(5)、式(9), $(t_2 - t_0)$ 可以根据 V_{out} , $v_{in}(t)$ 和 $v_{Cmax}(t)$ 之间的关系计算,如下所示:

$$(t_2 - t_0) = 2LC \frac{v_{Cmax}(t)\omega_{res}}{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)} \quad (16)$$

式中: ω_{res} 为谐振角频率。

消去式(11)、式(14)中的变量 $(t_2 - t_0)$,得到下方程:

$$\langle i_o \rangle_{f_{sw}} = \frac{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)}{LT_{sw}} \left[\frac{2LCv_{Cmax}(t)\omega_{res}}{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)} \right]^2 \quad (17)$$

$$\langle i_{in} \rangle_{f_{sw}} = \frac{V_{out} - v_{in}(t) + 2v_{Cmax}(t)}{4L} \left[\frac{2LCv_{Cmax}(t)\omega_{res}}{V_{out} - v_{in}(t) + v_{Cmax}(t)} \right] \quad (18)$$

由式(17)、式(18)可得出开关周期内的输出和输入电流平均值。需要说明的是,开关周期当中的 $v_{Cmax}(t)$ 不同于峰值电压 $v_{CmaxPeak}$ 的最大绝对值。

2.2 运行周期中变换器的分析

假定输入电压为纯正弦波形,输入电流将会通过简单的恒频调制跟随输入电压。这也就意味着,只需简单的频率控制,变换器的功率因数就会很高。根据前面所描述,在线路周期内开关

频率和负载恒定的情况之下, $v_{Cmax}(t)/v_{in}(t)$ 保持恒定。使用这个特性,式(18)可以简化如下式:

$$i_{in}(t) = v_{in}(t) \cdot \frac{C \cdot V_{CmaxPeak} \omega_{res}}{2v_{inPeak}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\frac{V_{out}}{v_{Cmax}(t)} + 1 - \frac{V_{inPeak}}{V_{CmaxPeak}}} \right) \quad (19)$$

式中: v_{inPeak} 为开关的输入电压峰值; V_{inPeak} 为输入交流电压峰值。

假如式(19)中出现的第二个分量在一个线频周期中的大部分时间可以忽略,就可以相对精确地假设输入电流非常的接近正弦波形。比值 $V_{out}/v_{Cmax}(t)$ 随交流输入电压变化,电路设计应使可变 $v_{Cmax}(t)$ 小于 V_{out} 。因此,如果电路设计是为了使 $V_{out}/v_{CmaxPeak}$ 尽可能的低,它可以导致 $V_{out}/v_{Cmax}(t)$ 是一个小值,因此与 $(1 - V_{inPeak}/v_{CmaxPeak})$ 相比就可以忽略不计。因此, $i_{in}(t)$ 就可以接近正弦函数。为使分析简单化,将变量标准化。在标准化过程中,电压、阻抗、频率和电流有相应参考值,定义如下:

$$v_{ref} = V_{inRMS} \quad (20)$$

式中: V_{inRMS} 为输入电压有效值。

$$Z_{ref} = Z_r = \sqrt{\frac{L}{2C}} \quad (21)$$

式中: Z_r 为谐振元件阻抗。

$$f_{ref} = f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{2LC}} \quad (22)$$

式中: f_{res} 为谐振频率。

$$i_{ref} = \frac{v_{ref}}{Z_{ref}} = \frac{V_{inRMS}}{Z_r} \quad (23)$$

使用式(20)~式(23)中的定义,所提电路中变量可以转化为如下:

$$F_n = \frac{f_{sw}}{f_{ref}} = \frac{f_{sw}}{f_{res}} \quad (24)$$

$$Q = \frac{Z_r}{R_{out}} = \frac{\sqrt{L}}{R_{out}} \quad (25)$$

$$m_v = \frac{V_{out}}{v_{ref}} = \frac{V_{out}}{V_{inRMS}} \quad (26)$$

$$v_{Cmaxn} = \frac{V_{CmaxPeak}}{v_{ref}} = \frac{V_{CmaxPeak}}{V_{inRMS}} \quad (27)$$

式中: F_n 为归一化开关频率; Q 为输出导纳或品质因数的标准化值; R_{out} 为输出电阻; m_v 为变换器增益,即输出电压与输入电压RMS值的比值; v_{Cmaxn} 为输入电容器最大电压的标准化值。

使用式(24)~式(27)中的定义后,后文方程式将变得更加简单。

利用式(24)~式(27),式(17)、式(18)中的定义可得到下式:

$$64F_n^2 Q \times m_v^3 - 12\sqrt{2} \pi^2 F_n Q \eta \times m_v^2 + (\pi^4 Q \eta^2 - 4\pi F_n \eta^2) \times m_v + \sqrt{2} F_n \eta^2 \pi^2 = 0 \quad (28)$$

式中: η 为变换器效率。

式(28)可以采用不同的 F_n 和 Q 值进行数值求解。

根据式(24)~式(27)中的定义,以及式(17)和式(18),可以得到不同 F_n 时表示 v_{Cmaxn} 值的计算公式如下:

$$v_{Cmaxn} = \frac{2Qm_v [16F_n m_v^2 - (2\sqrt{2} \eta \pi^2 + 4\sqrt{2} F_n \pi) m_v + \pi^3 \eta]}{-8F_n Q \pi m_v^2 + (4\sqrt{2} F_n \eta + \pi^3 Q \sqrt{2} \eta) m_v - 2F_n \eta \pi} \quad (29)$$

为使分析和设计更具有可读性,将式(20)~式(23)中定义的变量进行规范化。 i_{ref} 为电压基准($v_{ref}=V_{inRMS}$)与阻抗基准($Z_r=Z_t$)之比。因而,基于式(5),电感的最大电流归一化值将等于电容器的最大电压:

$$i_{Lmaxn} = \frac{I_{LmaxPeak}}{i_{ref}} = \frac{V_{CmaxPeak}}{Z_r} / \frac{V_{inRMS}}{Z_{ref}} = \frac{V_{CmaxPeak}}{V_{inRMS}} = v_{Cmaxn} \quad (30)$$

依据式(30), i_{Lmaxn} 的最大值等于 v_{Cmaxn} 的最大值。利用式(29)计算 v_{Cmaxn} 或 i_{Lmaxn} 。电感电流的平均值可通过取式(8)的平均值来计算。因为电感 L_1 和 L_2 电流的平均值相等,所以它们的平均值可以用 i_{Laveg} 表示,其计算如下:

$$\langle i_{in} \rangle_{@f_{sw}} = \frac{\langle i_{L1} \rangle_{@f_{sw}} + \langle i_{L2} \rangle_{@f_{sw}}}{2} \quad (31)$$

$$\langle i_{Laveg} \rangle_{@f_{sw}} = \langle i_{in} \rangle_{@f_{sw}} \quad (32)$$

式中: $@f_{sw}$ 为相应参数对应的开关频率。

因此,开关频率中的电感电流平均值等于输入电流,输入电流可以认为是正弦的。此外,半导体电压与输出电压相等。

3 算例分析

在额定输出功率为400 W的实验装置进行测试。实验设计原型如图4所示。

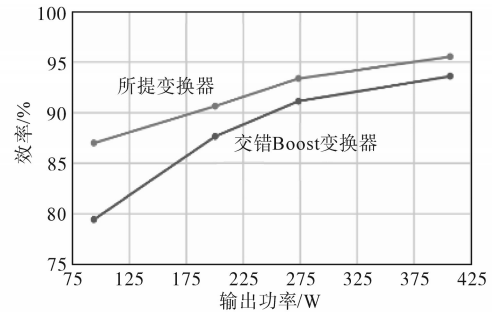
为分析所提变换器性能,将设计的变换器跟具有相同元件及输入输出规格的交错Boost变换器进行性能比较。如果传统交错Boost变换器当中的电感具有不连续电流,那么输入电流本质上可以近似



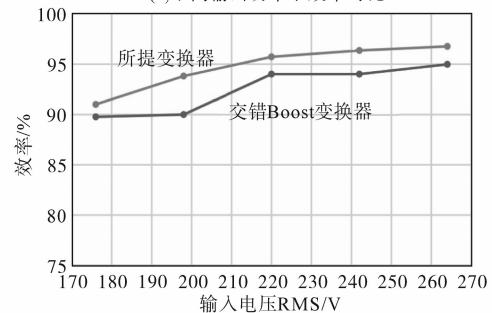
图4 基于所提结构的原型设计图
Fig.4 The picture of the designed prototype based on the proposed structure

正弦,而无需任何的电流回路。如果输入电压峰值和输出电压之间差值越大,电流就越近似正弦。因此,这种传统的电路具有许多与所提变换器相近的特性,包括与所提出的结构相比仅具有两个以上二极管的相似数量的元件,以及具有DCM电感电流固有的PFC能力。但是,交错并联DCM升压的唯一问题是输入电流的纹波比所提出变换器中的连续输入电流的纹波更高,在轻、中载时完全不连续。这就迫使设计人员在传统变换器中需要使用大的无源元件作为滤波器。因此,所提变换器的整体体积要比传统的DCM交错升压小。此外,所提变换器可为二极管提供零电流开关,为开关管提供零电压开关,而传统的DCM-Boost变换器就不行。换言之,传统DCM-Boost变换器在打开开关前不能对二极管和开关的寄生电容放电。这导致了MOSFET的并联电容器在导通时会放电到开关中,限制了传统Boost变换器在高频段的性能。

图5为所提变换器与交错Boost变换器的效率对比图。



(a)不同输出功率下效率对比



(b)不同输出电压下效率对比

图5 效率对比

Fig.5 Efficiency comparison

交错 Boost 具备与所提变换器标称频率(230 kHz)相等的恒定开关频率的相同组件。这将有助于保持交错 Boost 的高效率。尽管在较轻负载中,交错 Boost 变换器开关频率与所提变换器相比相当的低,但效率并不高,如图 5a 所示。图 5a 展示出与具有相同组件的传统交错 Boost 变换器相比较。在额定输入电压作用下,从轻负载到满负载的条件下,所提变换器效率始终高于交错 Boost 变换器效率,其中,轻负载时所提变换器效率提高约 8%,在满负载下效率提高约 2%。在图 5b 中,将所提变换器在不同输入电压下的效率跟传统 DCM Boost 变换器的效率作了比较,所提变换器效率依然是始终高于交错 Boost 变换器效率。

此外,传统的交错 Boost 变换器跟 70 μH 电感和 230 kHz 开关频率一起工作时,它的每个电感电流在整个工作条件下总是不连续的。即使满载时也会发生这种情况。所以说,即使没有电流环,电流不连续的低电感交错并联 Boost 变换器也是可以具有高功率因数的。交错 Boost 变换器的输入电流为两个电感电流之和。在规定工作条件下,传统变换器输入电流仅在很小一部分线路周期内为连续的。然而,由于结构当中不使用滤波元件,即使在额定负载条件下,输入电流在大多数线路周期内也为不连续。这将会降低功率因数并显著的增加 THD。

图 6 为所提变换器与传统交错 Boost 变换器在满负载时输入电压、电流和输出电压对比。

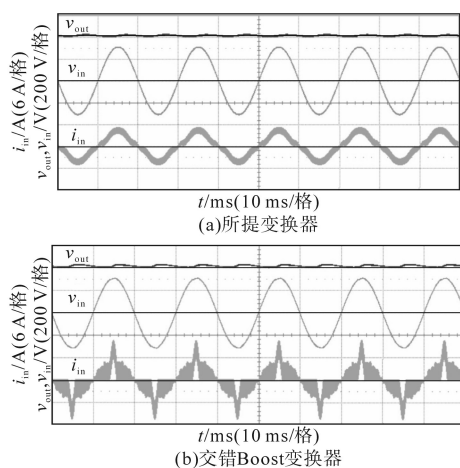


图6 满负载输入电压、电流和输出电压对比

Fig.6 Comparison of input voltage, current and output voltage at full load

图 6a 为满负载时,所提出的变换器的输入电流、输入电压及输出电压波形图。图 6b 为满负载时,交错 Boost 变换器的输入电流、输入电压及输

出电压波形图。两个变换器均为满负荷运行,为更好地观察变换器的工作情况,这些波形的测量无需采用任何滤波器元件。这就意味着所提的变换器的输入特性就类似于 CCM 变换器,即使是使用小电感,该变换器的功率因数测量值也是接近于 1。同时这也表明了,在实现相同功能的情况下,所提出的变换器所需输入滤波器的尺寸将会小于传统的交错 Boost 变换器。

图 7 为所提变换器与交错 Boost 变换器的功率因数和总谐波失真(THD)对比图。可见,所提出变换器的功率因数是大于在不同负载水平下具有相同组件的传统变换器功率因数的。由图 6 可知,交错 Boost 的输入电流在大部分的线路周期中是不连续的。然而,在相同工作条件下,输入电流在相同电感下是连续的。伴随着输出功率的减小,交错 Boost 的输入电流变得更加不连续,导致 PF 减小或是 THD 的增大。该特性在图 7a、图 7b 中是以不同的输出功率电平来体现的。探究上述现象的原因,主要是所提出变换器的软开关技术是在硬开关电路的基础上,增加了小电容、电感等谐振器件,构成了辅助换流网络,在开关过程的前后引入了谐振过程,开关在其两端电压为零时导通;或是使流过开关的电流为零时关断,使得开关条件得以改善,降低传统硬开关的开关噪声和开关损耗,从而提高电路的效率。最终通过实现开关管的零电压开关和零电流开关,来降低开关管的开关损耗,进而提高变换器的功率密度和效率。

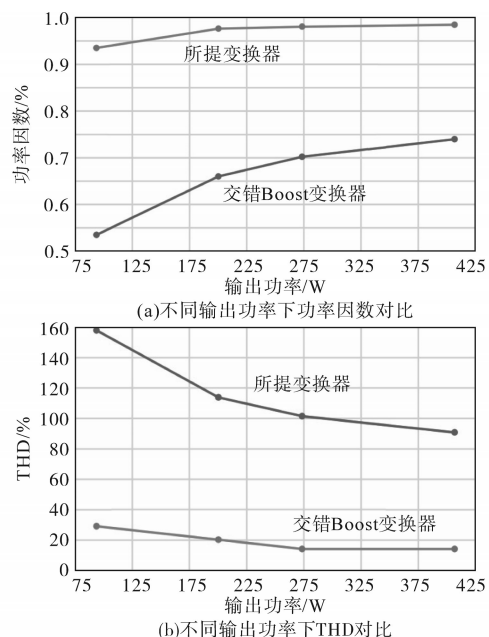


图7 功率因数以及总谐波失真对比

Fig.7 Comparison of power factor and total harmonic distortion

4 结论

本文提出了一种具有高功率因数特性和高频的谐振无桥 PFC 变换器,并完成了理论分析和实验研究。所提出的变换器能以较低的 THD 提供连续的输入电流,甚至能够以不连续电流提供较小的电感。此外,算例分析也表明所提出的变换器能够为结构中的所有半导体提供软开关功能,这将有助于提高整体效率。进一步研究表明,与具有相同元件的传统交错 Boost 变换器相比较,该变换器在满负载情况下的效率提高了 2%,在轻负载情况下的效率提高了 8% 以上,可见所提的变换器所具备的优越性及其在工程中的实用性。

参考文献

- [1] 周雪松,李康,马幼捷. DC-DC 变换器滑模变结构控制研究[J]. 电力系统及其自动化学报,2021,33(3):11-17.
- [2] 何大印,许建平,吕润泽,等. 电流源电荷泵串联谐振 PFC 变换器分析与设计[J]. 中国电机工程学报,2020,40(9):2996-3007.
- [3] Mahdavi M, Farzanehfar H. Zero-voltage transition bridgeless single-ended primary inductance converter power factor correction rectifier[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(4): 895-902.
- [4] 刘颜,董光冬,张方华. 反激变换器共模噪声的抑制[J]. 电工技术学报,2019,34(22):4795-4803.
- [5] Valipour H, Rezazadeh G, Zolghadri M. Flicker-free electrolytic capacitor-less universal input offline led driver with PFC[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(9): 6553-6561.
- [6] 易灵芝,朱和潇,龙谷宗,等. 基于耦合电感式缓冲电路全软开关 DC/DC 变换器[J]. 电力系统及其自动化学报,2020,32(10):83-89.
- [7] Bodur H, Yildirim S. A new ZVT snubber cell for PWM-PFC Boost converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(1): 300-309.
- [8] Mahdavi M, Farzanehfar H. Bridgeless sepic PFC rectifier with reduced components and conduction losses[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(9): 4153-4160.
- [9] Huang L, Chen F, Yao W, *et al.* Flexible mode bridgeless Boost PFC rectifier with high efficiency over a wide range of input voltage[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(5): 3513-3524.
- [10] Ma H, Li Y, Lai J, *et al.* An improved bridgeless sepic converter without circulating losses and input voltage sensing[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(3): 1447-1455.
- [11] 张晨雨,吴云峰,陈章勇,等. 高功率因数的电容串接式交错并联 Buck PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报,2019,39(17): 5205-5215, 5301.
- [12] Dong M, Zhong L. Power modeling and optimization for oled displays[J]. IEEE Transactions on Mobile Computing, 2012, 11(9): 1587-1599.
- [13] Leigh J, Johnson A, Renambot L, *et al.* Scalable resolution display walls[J]. Proceedings of the IEEE, 2013, 101(1): 115-129.
- [14] Marxgut C, Krisner F, Bortis D, *et al.* Ultraflat interleaved triangular current mode (TCM) single-phase PFC rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014, 29(2): 873-882.
- [15] Ramezani M, Madani SM. New zero-voltage-switching bridgeless P, using an improved auxiliary circuit[J]. IET Power Electronics, 2011, 4(6): 732-741.
- [16] 杨东江,段彬,丁文龙,等. 一种带辅助双向开关单元的宽输入电压范围 LLC 谐振变换器[J]. 电工技术学报,2020,35(4): 775-785.
- [17] Alam M, Eberle W, Gautam D, *et al.* A hybrid resonant pulse-width modulation bridgeless AC/DC power factor correction converter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(2): 1406-1415.
- [18] Alam M, Eberle W, Gauvam D, *et al.* A soft-switching bridgeless AC/DC power factor correction converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7716-7726.
- [19] 马建光. LLC 半桥谐振变换器及其应用研究[D]. 北京:北京交通大学,2019.
- [20] Emrani A, Amimi M, Farzaneh-Fard H. Soft single switch resonant Buck converter with inherent PFC feature[J]. IET Power Electronics, 2013, 6(3): 516-522.

收稿日期:2020-04-20

修改稿日期:2020-05-21