

doi: 10.11835/j.issn.1000-582X.2022.214

集成式 GaN 单开关管功率因数校正变换器

曹 通, 秦世清, 何映谊, 李 婷, 张秀梅, 杨国锋, 卞宝安

(江南大学理学院, 江苏无锡 214122)

摘要:传统的降压型功率因数校正(power factor correction, PFC)变换器由于存在高谐波电流的缺点, 较难满足 IEC61000-3-2 C 类限值, 其应用受到很大限制。文中设计并搭建了一种集成式功率因数校正变换器, 该变换器由一个降压 PFC 变换器和一个反激 PFC 变换器组成, 其中降压和反激 PFC 变换器采用输入并联和输出并联连接方式共用一个 GaN 开关管和控制电路, 降低变换器成本。集成式变换器在临界导通模式(critical conduction mode, CRM)恒定导通时间(constant on time, COT)控制下, 反激单元消除了降压输入电流死区的影响, 利用降压和反激 PFC 变换器的优势和 GaN 开关管的优异性能, 变换器可以在宽电压输入范围下实现高效率 and 低总谐波失真。文中介绍了电路结构和工作原理, 通过 PSIM(power simulation)仿真验证理论推导的正确性, 最后搭建了满载效率为 94.1% 的 120 W 样机, 验证了该方案的可行性。

关键词:功率因数校正变换器; 氮化镓; 集成式; 低总谐波失真

中图分类号: TM461

文献标志码: A

文章编号: 1000-582X(2024)07-063-11

Integrated GaN single-switch power factor correction converter

CAO Tong, QIN Shiqing, HE Yingyi, LI Ting, ZHANG Xiumei, YANG Guofeng, BIAN Baoan

(School of Science, Jiangnan University, Wuxi, Jiangsu 214122, P. R. China)

Abstract: Conventional buck power factor correction(PFC) converters suffer from the drawback of high harmonic current, making it challenging to comply with the IEC61000-3-2 Class C limits and limiting their applications. This paper presents and analyzes a single-switch integrated buck PFC converter. The converter is composed of a buck and flyback PFC converter in an input-parallel-output-parallel connection structure. Only one GaN switch and its control circuit are used, reducing the converter's cost. With critical conduction mode constant-on-time control, the effect of the dead zone of the buck input current is eliminated by the flyback unit. Taking advantages of the buck and flyback PFC converters and the excellent performance of the GaN switch, the converter achieves high efficiency and low total harmonic distortion over a wide voltage input range. This paper introduces the circuit structure and working principle. The theoretical derivations are validated using PSIM simulation software. Finally, a 120 W prototype with 94.1% peak efficiency is built to verify the analysis results.

Keywords: power factor correction converter; GaN; integrated; low total harmonic distortion

收稿日期: 2022-06-22 网络出版日期: 2022-09-26

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(61974056); 江苏省重点研发计划-社会发展资助项目(BE2020756)。

Supported by National Natural Science Foundation of China (61974056), and Key R & D Plan of Jiangsu Province-Social Development Project (BE2020756).

作者简介: 曹通(1997—), 男, 硕士研究生, 主要从事开关电源设计及功率因数校正技术研究, (E-mail) 6201201004@stu.jiangnan.edu.cn。

通信作者: 卞宝安, 男, 教授, (E-mail) baoanbian@jiangnan.edu.cn。

近年来,电力电子装置已经广泛地应用于能源、工业和交通等相关领域。为了减小电力电子装置对电网的谐波污染,一些国家和学术团队颁布并实施了一系列的电流谐波标准,如IEC555-2、IEEE519和IEC61000-3-2等。为了满足这些谐波标准,必须使用功率因数校正(power factor correction, PFC)技术来限制变换器的输入电流畸变与谐波以达到标准限值要求^[1-6]。随着第三代半导体材料的快速发展,以GaN为代表的第三代宽禁带半导体功率器件较传统Si基功率器件具有高击穿电场、高热导率、高迁移率、高饱和电子速度、高电子密度和可承受大功率等特点,可使变换器具有更高频率、更高转换效率和更高功率密度等特点^[7-8]。因此,基于GaN功率器件的PFC变换器受到越来越多的关注与研究^[9-10],其相关技术也被广泛应用于移动端设备电源适配器、快速充电器及LED照明驱动电源^[11-12]。目前全球GaN功率器件市场由Infineon、GaN Systems、Transphorm和Navitas等公司主导,产品主要由TSMC、Episil、X-FAB代工。国内新兴公司中,英诺赛科、芯冠、三安光电和海特高新等公司具有量产GaN功率器件的能力。国产GaN功率器件拥有相同甚至优于进口GaN芯片的性能指标,且采购方便、成本较低,国内越来越多的研发人员优先选用国产GaN功率器件,避免未来出现被西方国家“卡脖子”的现象。

在通用电压(90~265 V)输入的变换器应用中,传统的降压型PFC变换器存在输入电流死区影响导致功率因数过低,对电网产生谐波污染,难以满足如IEC555-2、IEEE519和IEC61000-3-2等电流谐波标准。目前,研究人员已经进行了许多研究来改善降压型PFC变换器的性能。Wu等^[13]提出了一种针对临界导通模式(critical conduction mode, CRM)降压型PFC变换器的可变频导通时间控制方法,旨在降低输入谐波电流,提高功率因数。然而,输入电流的死区仍无法消除,不能在低电压输入下获得高功率因数。Xie等^[14]设计一个降压和反激拓扑的集成式变换器,根据输入电压是低于还是高于输出电压来运行,以消除输入电流的死区。然而,该变换器需要多个开关管,增加了控制器的复杂性。Zhang等^[15]使用降压拓扑来实现无桥降压PFC功能,但该变换器需要多个开关管和复杂的控制。上述研究所提出的变换器受到电路拓扑、开关管数量和开关管性能的限制,均不能获得高功率因数和高能量转换效率。

为了解决以上问题,笔者设计并搭建了一种基于GaN单开关管的降压-反激集成式PFC变换器。该变换器由降压和反激PFC变换器组成,仅使用一个GaN开关管^[9],利用降压和反激PFC变换器的优势和第三代宽禁带半导体器件的优异性能^[10],可以在通用电压输入范围下实现高效率 and 低总谐波失真。

1 集成式PFC变换器工作原理

1.1 电路结构

为了提高降压型PFC变换器的输入谐波电流,通过单个开关管将其集成到无输入电流死区的PFC变换器中。通过这种方法,降压型PFC变换器和另一个PFC变换器可以由相同的导通时间控制。因此,降压输入电流死区的影响可以通过另一个PFC变换器单元来消除,两者采用输入并联和输出并联的连接结构,如图1(a)所示。反激PFC变换器具有低输入谐波电流的特性,更适合与降压型PFC变换器集成,以提高功率因数。利用这种方法,可以获得降压-反激集成式PFC变换器,如图1(b)所示。图中, i 为电流, R_L 为负载, C 为输出电容, L 为电感,AC为交流电源, i_{in} 为输入电流。

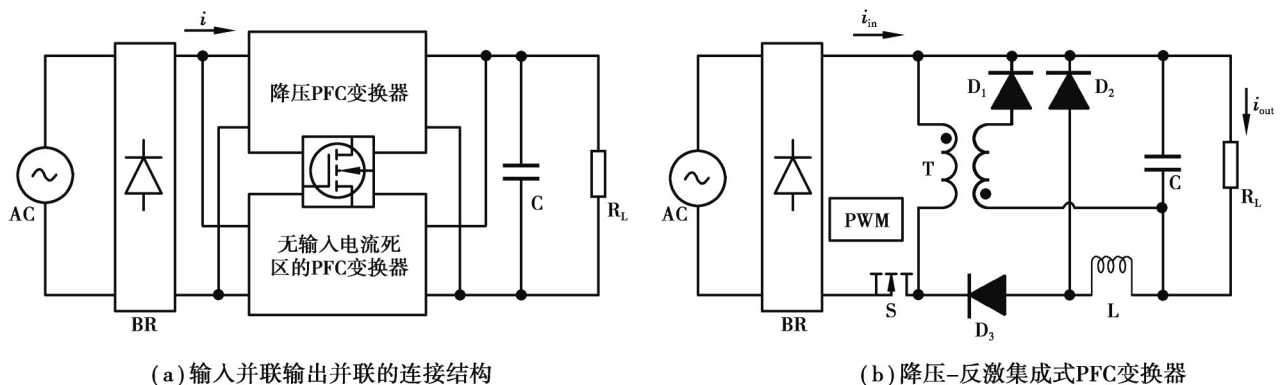


图1 集成式变换器电路拓扑

Fig. 1 Circuit topology of the integrated converter

图 2 显示了所设计的单开关管降压-反激集成式 PFC 变换器拓扑及其控制环路,该变换器由整流桥 BR、输入滤波器(由 L 、 C_1 和 C_2 组成)、RCD 吸收电路(由 R_a 、 C_a 和 D_a 组成)、有源开关管 S、反激变压器 T、降压电感 L_o 、二极管 D_1 、 D_2 、 D_3 、输出电容器 C 和输出负载 R_L 组成。图中, i_L 为电感电流,PI 为补偿电压, R_c 为采样电阻。将恒定导通时间(constant on time, COT)控制策略应用于所设计的 PFC 变换器,用于控制输出电压 v_o 或输出电流 i_o 。电压比较器 COMP 将光耦输出电压 V_o 与锯齿信号进行比较,以产生复位信号 V_{re} ,其中 V_o 是经过 PI 补偿的电压 V_{rs} 和参考电压 V_{ref} 之间的补偿误差电压。因此,输出电压 v_o 或输出电流 i_o 可以调节到 V_{ref}/k_1 或 I_{ref}/k_2 ,其中 k_1 和 k_2 是 v_o 和 i_o 的采样比。当开关 S 断开时,锯齿波发生器将被重置为零,当 RS 触发器的置位端处于高电平时,锯齿波发生器将被再次置位。RS 触发器置位端的输入信号是反激电感电流的零电流检测(zero current detection, ZCD)信号。当反激变压器电感电流降至零时,辅助绕组中 ZCD 的电压将变为负值,然后传递给控制器。因此,所提出的变换器的反激电感电流工作在 CRM 模式。

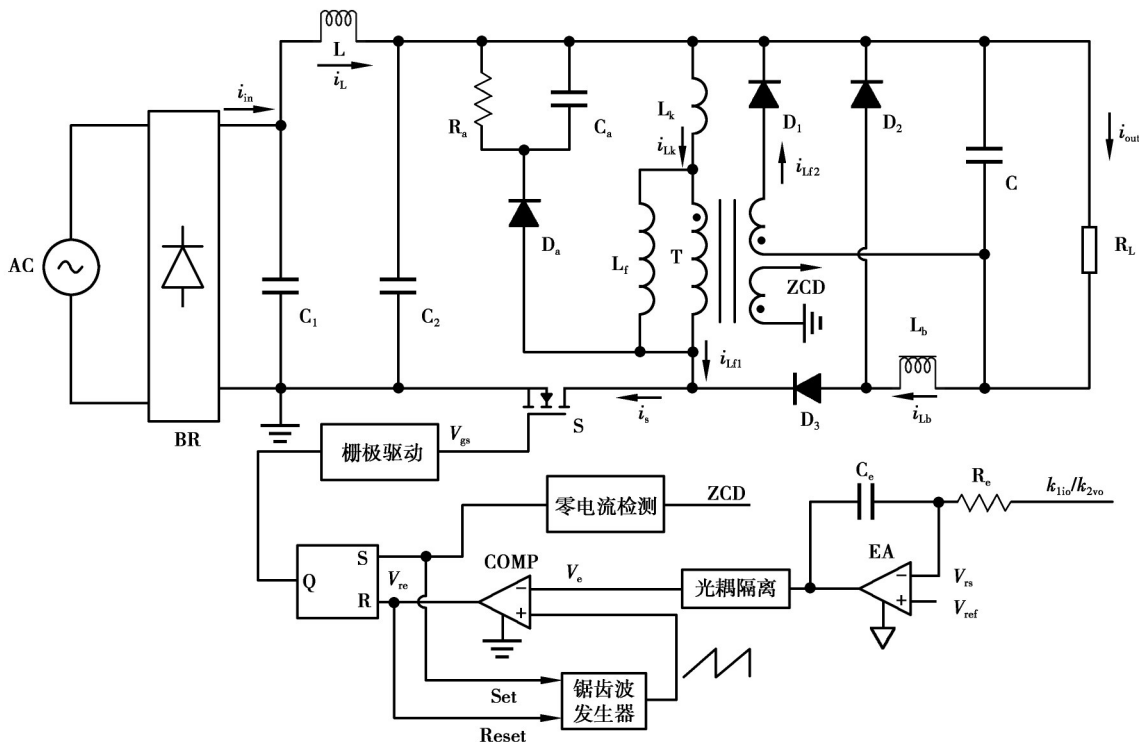


图 2 集成式 PFC 变换器拓扑及其控制环路

Fig. 2 Topology and control loop of integrated PFC converter

1.2 原理分析

为了简化所提出的 PFC 变换器的分析,原理分析基于以下假设。

- 1) 所有元器件均为理想元件。
- 2) 输出电容 C 足够大,变换器在稳定输出时,忽略输出电压纹波,将输出电压 v_o 视为恒定值。
- 3) 变换器开关管工作频率 f_s 远大于工频电频率 f_L 。
- 4) 输入电压为全波整流正弦波,即 $|v_m(t)| = V_p |\sin(\omega t)|$,其中 V_p 为输入电压幅值, $\omega = 2\pi f_L$ 为输入电压的角频率。

降压型 PFC 变换器仅在 $|v_m|$ 高于输出电压 v_o 时工作。当所提出的变换器工作在稳态时,可能存在 2 种不同的工作条件: $T_2(0 < \omega t \leq \pi - \theta)$; $T_1(0 < \omega t < \theta)$ 和 $T_3(\pi - \theta < \omega t \leq \pi)$, m 为比值,有

$$\begin{cases} \theta = \sin^{-1} m, \\ m = \frac{v_o}{V_p}. \end{cases} \quad (1)$$

1.2.1 $T_2(\theta \leq \omega t \leq \pi - \theta)$ 工作条件

在 T_2 工作条件, 变换器有6个工作模式, 其等效电路图如图3所示。

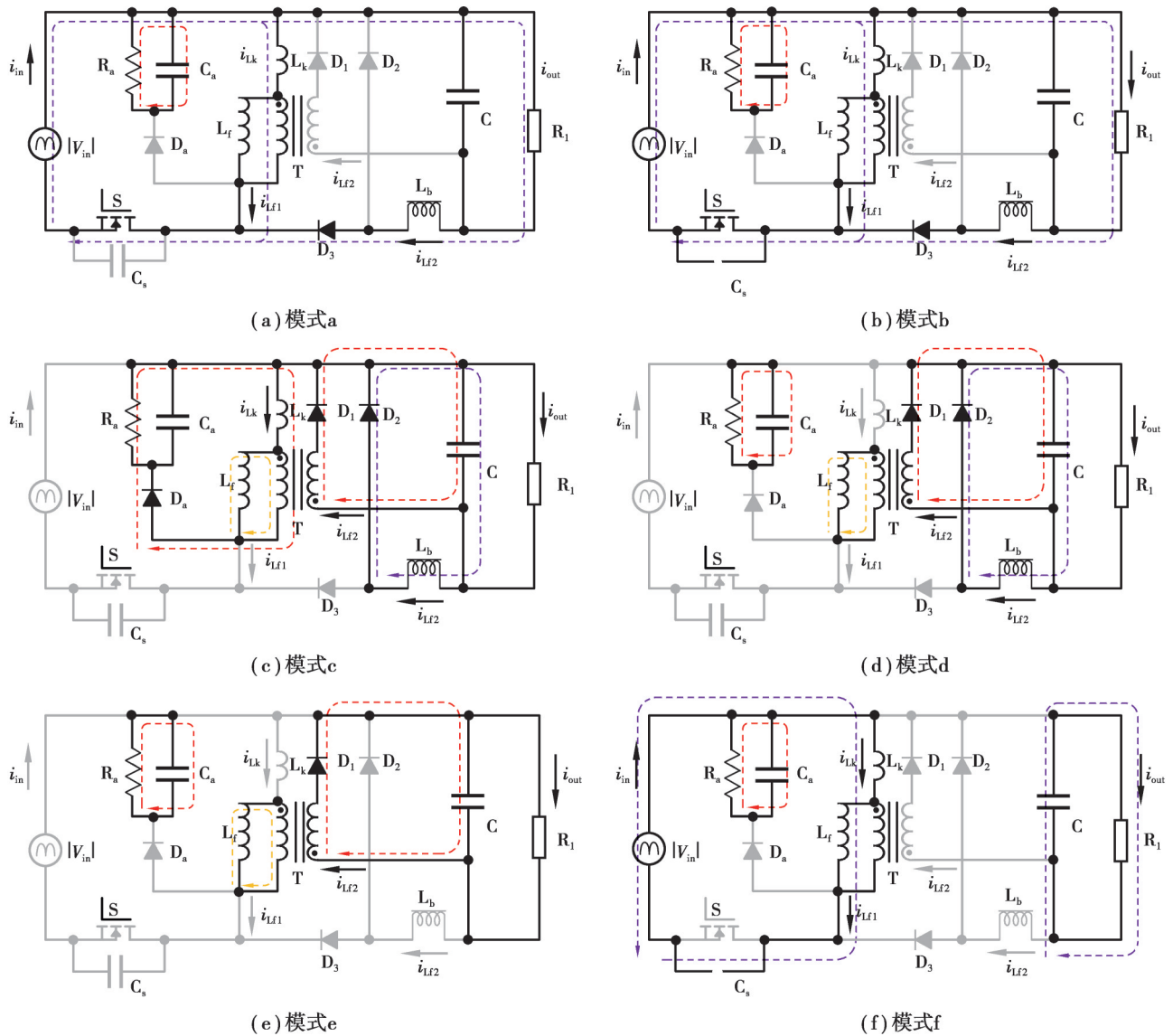


图3 集成式变换器工作条件 T_2 下的等效电路图

Fig. 3 Equivalent circuit of integrated converter under operating condition T_2

模式 a $[t_0, t_1)$: 在 t_0 时刻, 开关管 S 导通, 二极管 D_1 和 D_2 反向截止, 二极管 D_3 导通, 输入电压源为电感 L_r 、 L_k 和 L_b 充电。因此反激变压器初级绕组电流 $i_{Lr1}(t)$ 、漏感电流 $i_{Lk}(t)$ 和降压电感电流 $i_{Lb}(t)$ 可表示为

$$\begin{cases} i_{Lr1}(t) = i_{Lk}(t) = \frac{|v_{in}|}{L_r + L_k} (t - t_0), \\ i_{Lb}(t) = \frac{|v_{in}| - v_0}{L_b} (t - t_0). \end{cases} \quad (2)$$

RCD 吸收电路中, C_a 由 R_a 放电。当开关管 S 关闭时, 该模式结束, $i_{Lr1}(t)$ 、 $i_{Lk}(t)$ 和 $i_{Lb}(t)$ 的最大值为

$$\begin{cases} i_{Lr1-p}(t) = i_{Lk-p}(t) = \frac{|v_{in}|}{L_r + L_k} t_{on}, \\ i_{Lb-p}(t) = \frac{|v_{in}| - v_0}{L_b} t_{on}. \end{cases} \quad (3)$$

式中: t_{on} 为开关管的导通时间; τ_i 为持续时间。

模式 b $[t_1, t_2)$: 在 $t_1 \sim t_2$ 时刻, 当开关管 S 在 t_1 时刻关闭, S 的寄生电容 C_s 开始充电, 由于 GaN 开关管的寄生电容非常小, 充电时间 τ_2 很短, 因此, 在此时间段, i_{Lr1} 、 i_{Lk} 和 i_{Lb} 可视为不变。

模式 c $[t_2, t_3)$: 在 t_2 时刻, C_s 充电到输入电压与反射电压之和 ($v_{in} + nv_o$) 时, 该模式开始, 二极管 D_3 反向截止, 续流二极管 D_1 和 D_2 导通, 变压器次级绕组电流 $i_{Lr2}(t)$ 和降压电感电流 $i_{Lb}(t)$ 可表示为

$$\begin{cases} i_{Lr2}(t) = ni_{Lr1-p}(t) - \frac{n^2 v_o}{L_r} (t - t_1), \\ i_{Lb}(t) = i_{Lb-p}(t) - \frac{v_o}{L_b} (t - t_1). \end{cases} \quad (4)$$

式中: n 为反激变压器的匝数比; 变压器的漏感 L_k 电流被 RCD 吸收电路回收, 由于 L_k 很小, 该模式的持续时间 τ_3 很短。

模式 d $[t_3, t_4)$: 在 t_3 时刻, $i_{Lr2}(t)$ 、 $i_{Lb}(t)$ 与模式 c 时间段相同的斜率下降, 直至当 $i_{Lb}(t)$ 降为零, D_2 关闭, 该模式结束。模式 c 与模式 d 的持续时间为

$$\tau_3(t) + \tau_4(t) = \frac{|v_{in}| - v_o}{v_o} t_{on0} \quad (5)$$

模式 e $[t_4, t_5)$: 在 t_4 时刻, S、 D_2 和 D_3 关闭, D_1 保持导通, $i_{Lr2}(t)$ 以与模式 d 时间段相同的斜率下降, 直至 t_5 时刻 $i_{Lr2}(t)$ 降为零时, 二极管 D_1 截止, 该模式结束。此模式的持续时间为

$$\tau_5(t) = \frac{|v_{in}|}{nv_o} t_{on} - \tau_3(t) - \tau_4(t) \quad (6)$$

模式 f $[t_5, t_6)$: 在 t_5 时刻, S、 D_1 、 D_2 和 D_3 关闭, C_s 与 L_r 谐振, 当 v_{Cs} 降至 v_{in} 时, ZCD 辅助绕组电压变负, 开关管 S 导通, 该模式结束, 在 t_6 时刻完成周期切换。由于 C_s 很小, 该模式持续时间 τ_6 很短。

由式 (5) 和式 (6), 集成变换器的开关周期 $T_s(t)$ 和占空比 $D(t)$ 可以表示为:

$$\begin{cases} T_s(t) = \tau_1 + \tau_2(t) + \tau_3(t) + \tau_4(t) + \tau_5(t) + \tau_6(t) = \left(1 + \frac{|\sin(\omega t)|}{nm} \right) t_{on}, \\ D(t) = \frac{t_{on}}{T_s(t)} = \frac{nm}{nm + |\sin(\omega t)|}. \end{cases} \quad (7)$$

式中, τ_1 、 τ_2 、 τ_3 、 τ_4 、 τ_5 、 τ_6 为各个模式的持续时间。

综上, 集成式变换器的理论关键波形如图 4 所示, 图中, V_{Ca} 为电容 C_s 的两端电压, V_c 为输出电容 C 的两端电压, V_{gs} 为栅极驱动电压。

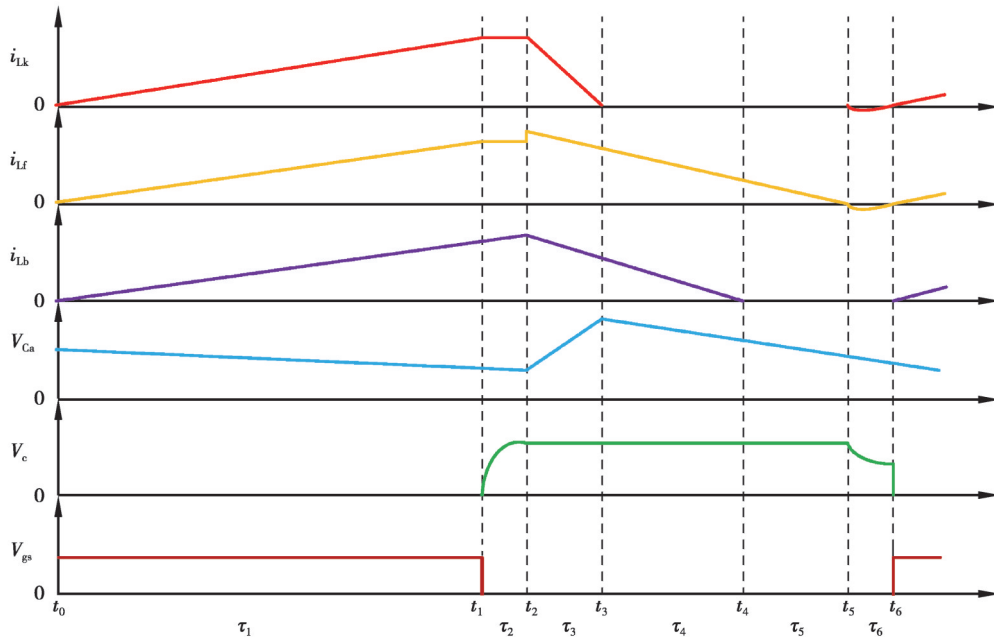


图 4 集成式变换器的理论关键波形

Fig. 4 Theoretical key waveforms of the integrated converter

1.2.2 $T_1(0 \leq \omega t < \theta)$ 和 $T_3(\pi - \theta < \omega t \leq \pi)$ 工作条件

在 T_1 和 T_3 工作条件下,集成式变换器和工作在 CRM 模式下的反激 PFC 变换器相同,其具体工作原理不在文中分析。

2 系统参数分析

由于变压器漏感 L_k 很小,在分析时忽略其对变换器的影响,以下所有分析计算均基于 90~265 V 通用电压输入,80 Vdc/1.5 A/120 W 输出。

2.1 输入电流分析

根据电路工作原理,一个开关周期内,变换器的平均输入电流 i_{in-avg} 可以表示为

$$i_{in-avg}(t) = \begin{cases} \frac{nmV_P t_{on} \sin \omega t}{2L_t(nm + \sin \omega t)}, & \omega t \in [0, \theta) \cup (\pi - \theta, \pi]; \\ \frac{nmV_P t_{on}}{2L_t(nm + \sin \omega t)} \left(\sin \omega t + \frac{\sin \omega t - m}{\mu} \right), & \omega t \in [\theta, \pi - \theta]。 \end{cases} \quad (8)$$

式中, $\mu = L_b / L_t$, 为降压电感与反激变压器初级绕组电感之比,由式(8)可得输入功率为

$$P_{in} = \frac{2}{T_L} \int_0^{T_L/2} v_{in}(t) i_{in-avg}(t) dt = \frac{nmV_P^2 t_{on} (\mu\alpha + \beta)}{2\pi L_b}, \quad (9)$$

式中

$$\begin{cases} \alpha = \int_0^\pi \frac{\sin^2 \omega t}{nm + \sin \omega t} d\omega t, \\ \beta = \int_0^{\pi-\theta} \frac{\sin^2 \omega t - m \sin \omega t}{nm + \sin \omega t} d\omega t。 \end{cases} \quad (10)$$

由式(9),一个开关周期的导通时间可以表示为

$$t_{on} = \frac{2\pi L_b i_o}{nV_P(\mu\alpha + \beta)}。 \quad (11)$$

将式(11)代入式(8)可得变换器单个开关周期的平均输入电流

$$i_{in-avg}(t) = \begin{cases} \frac{\pi\mu m i_o \sin \omega t}{(\mu\alpha + \beta)(nm + \sin \omega t)}, & \omega t \in [0, \theta) \cup (\pi - \theta, \pi]; \\ \frac{\pi m i_o (\mu \sin \omega t + \sin \omega t - m)}{(\mu\alpha + \beta)(nm + \sin \omega t)}, & \omega t \in [\theta, \pi - \theta]。 \end{cases} \quad (12)$$

根据式(12),对 $v_o=80$ V, $i_o=1.5$ A 和 $v_{in}=220$ V 的条件下不同 μ 的输入电流,以及 $v_o=80$ V, $i_o=1.5$ A 和 $\mu=0.3$ 的条件下不同 v_{in} 的输入电流作归一化处理,见图5所示。由图可知输入电流波形的失真随着 μ 和 v_{in} 的减小而增加。

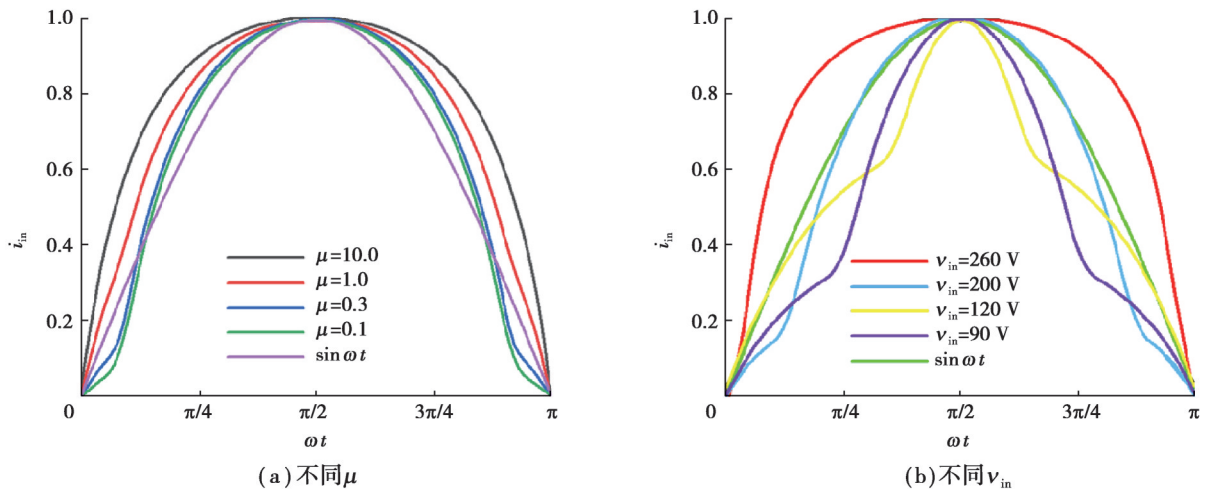


图5 不同 μ 和 v_{in} 下的输入电流

Fig. 5 Input current with different μ and v_{in}

2.2 输入电流分析

集成式变换器的输出功率由降压 PFC 变换器和反激 PFC 变换器提供。不考虑电路损耗,在半个工频周期内,各 PFC 变换器的平均输出功率等于输入功率,即:

$$\begin{cases} p_{o,f} = p_{in,f} = \int_0^{\pi} \frac{V_{in}^2 t_{on}^2}{2T_s L_f} d\omega t = \frac{\alpha n m V_P^2 t_{on}}{2\pi L_f}, \\ p_{o,b} = p_{in,b} = \int_0^{\pi-\theta} \frac{V_{in}(V_{in} - V_o) t_{on}^2}{2T_s L_b} d\omega t = \frac{\beta n m V_P^2 t_{on}}{2\mu\pi L_f}. \end{cases} \quad (13)$$

式中: $p_{o,f}$ 、 $p_{in,f}$ 分别为反激 PFC 变换器的输出功率和输入功率; $p_{o,b}$ 、 $p_{in,b}$ 分别为降压 PFC 变换器的输出功率和输入功率。

由式(13)可得,反激 PFC 变换器的输出功率在集成式变换器的总输出功率的占比

$$\eta_f = \frac{p_{o,f}}{p_{o,f} + p_{o,b}} = \frac{\mu\alpha}{\mu\alpha + \beta} \quad (14)$$

降压 PFC 变换器的输出功率在集成式变换器的总输出功率的占比

$$\eta_b = 1 - \eta_f = \frac{\beta}{\mu\alpha + \beta} \quad (15)$$

根据式(14)和式(15),图 6 显示了不同 μ 的输出功率分布曲线。降压 PFC 变换器的输出功率比随输入电压的增加而增加,随着 μ 的增加而减小;反激式 PFC 变换器的输出功率比则以相反的方式变化。为了使集成变换器的效率尽可能提高,降压 PFC 单元应提供更大的功率。

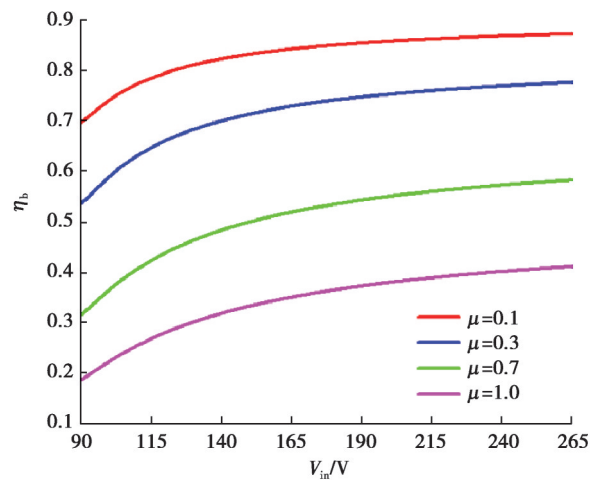


图 6 不同 μ 的输出功率分布曲线

Fig. 6 Output power distribution curves with different μ

2.3 功率因数分析

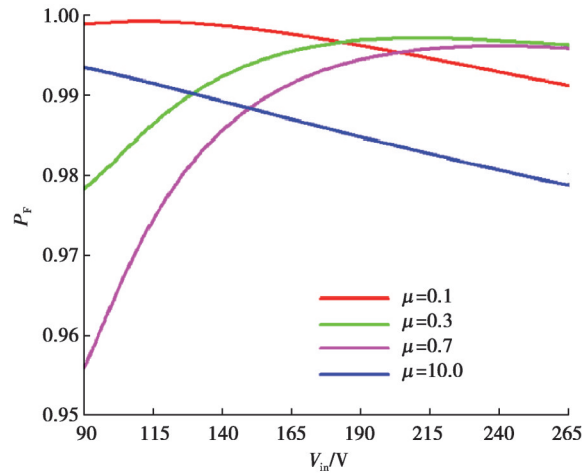
由式(12),集成式 PFC 变换器的功率因数 P_F 可表示为:

$$P_F = \frac{p_{in}}{\frac{V_P}{\sqrt{2}} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_{in}^2 d\omega t}} = \frac{\sqrt{2}(\mu\alpha + \beta)}{\sqrt{\pi}(2\lambda_1 + \lambda_2)} \quad (16)$$

式中,

$$\begin{cases} \lambda_1 = \int_0^{\pi} \frac{\mu^2 \sin^2 \omega t}{(nm + \sin \omega t)^2} d\omega t, \\ \lambda_2 = \int_0^{\pi-\theta} \left(\frac{\mu \sin \omega t + \sin \omega t - m}{nm + \sin \omega t} \right)^2 d\omega t. \end{cases} \quad (17)$$

根据式(16),图 7 为集成式变换器 90~265 V 输入下不同 μ 的 P_F 。由图可以看出,当 $\mu < 0.3$ 时, P_F 随着 v_{in} 的增加而增加;当 $\mu > 1$ 时, P_F 随着 v_{in} 的增加而降低。这是由 μ 对变换器的 2 个单元功率分配影响引起的。随着 μ 的增加,降压变换器的功率占比增加;随着 μ 的减小,反激变换器的功率占比增加。

图7 集成式变换器 90~265 V 输入下不同 μ 的 P_F Fig. 7 P_F with different μ at 90~265 V input of integrated converter

3 仿真与实验

3.1 电路仿真

为验证理论推导的正确性及集成式变换器拓扑的可行性,采用PSIM电力电子仿真软件对变换器电路进行系统级仿真。图8为用PSIM搭建的仿真模型,模型控制回路采用双环峰值电流控制,仿真时间0.1 s,仿真步长1 μ s。图中,PWM为驱动信号,PI为补偿器,ZCD为零电流检测。

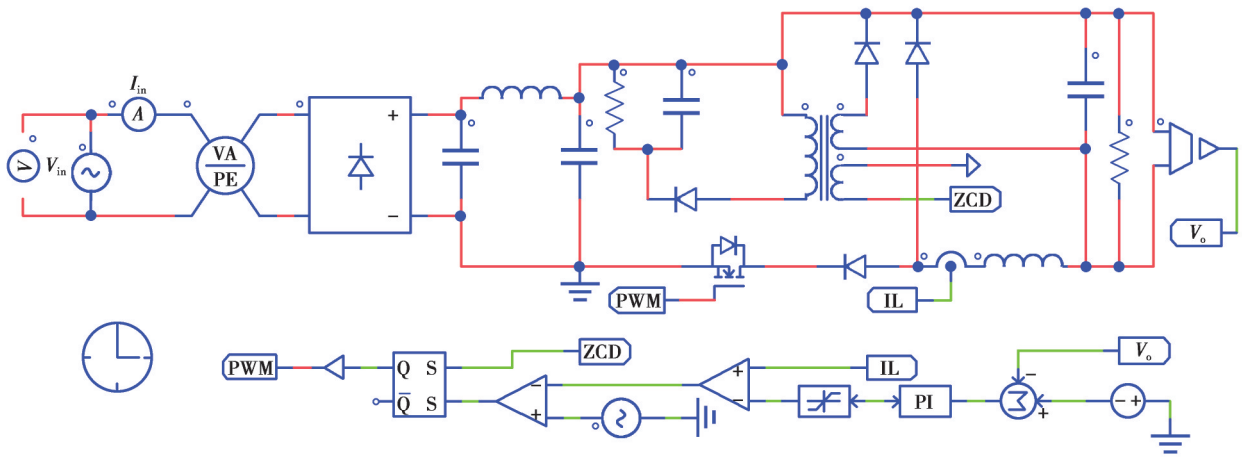


图8 PSIM 搭建的仿真模型

Fig. 8 Simulation model built by PSIM

3.1.1 开关频率设定

为了确保降压电感电流工作在DCM模式,降压电感电流 i_{Lb} 在 i_{Lr2} 变为零之前达到零,即

$$\tau_3(t) + \tau_4(t) \leq \frac{|v_{in}|}{nv_0} t_{on0} \quad (18)$$

将式(5)代入式(18)得

$$n \leq \frac{1}{1-m}, \quad (19)$$

即在输入电压为90~265 V、输出电压为80 V的条件下, n 应小于1.27。

将式(11)代入式(7),可得集成式PFC变换器开关频率为

$$f_s = \frac{1}{T_s} = \frac{n^2 v_o (\mu\alpha + \beta)}{2\pi L_b i_o (nm + |\sin(\omega t)|)} \quad (20)$$

式(20)表明开关频率在半个工频周期内是可变的,变换器在满载条件下,最小开关频率出现在峰值 ($|\sin(\omega t)|=1$)时,即

$$f_{s-\min} = \frac{n^2 v_o (\mu\alpha + \beta)}{2\pi L_b i_o (nm + 1)} \quad (21)$$

由式(21)可以看出当 μ 、 n 和 v_{in} 是唯一的可变参数时, μ 、 n 和 v_{in} 都可以影响 $f_{s-\min}$, $f_{s-\min}$ 将分别随着 μ 、 n 和 v_{in} 的增加而增加。但是,在最小输入电压下, $f_{s-\min}$ 也应高于 20 kHz,以避免音频噪声影响。通常高开关频率会导致电源开关的高开关损耗,但是集成变换器所采用的 GaN 开关管具有较低的开关损耗,即使在高频工作状态也能使变换器拥有较高的转换效率,在 PSIM 仿真中可将开关频率设定在 120 kHz 以上,以满足变换器在不同输出电压下的工作条件。

3.1.2 高频变压器和降压电感设定

综合图 5~7,当 μ 设置为 0.3 时,集成式变换器拥有较低的输入电流失真,较好的功率分配和较高的 P_F 值, n 取 1.27,在仿真中设置高频变压器的 L_t 为 750 μH ,匝数比为 31:25,降压电感 L_b 为 150 μH 。

将以上参数输入仿真模型运行仿真,仿真结果如图 9 所示,可以观察到输入电流与输入电压呈同相,该集成式变换器可实现 PFC 功能。

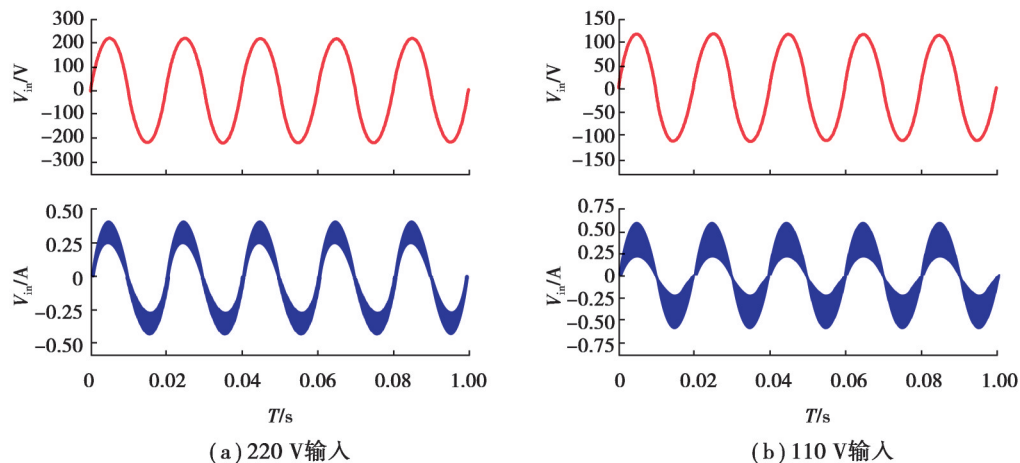


图 9 PSIM 仿真输入电压与输入电流波形图

Fig. 9 Input voltage and input current waveforms by PSIM simulation

3.2 实验验证

为了验证图 2 所示的集成式 PFC 变换器及其控制电路,设计并搭建了一台输入电压为 90~265 V、输出功率为 120 W 的实验样机,图 10 为样机电路图。变换器的关键参数为输入交流电压 90~265 V/50 Hz,输出电压 80 V,最大输出电流 1.5 A, D_1 、 D_2 、 D_3 续流二极管型号为 ES5J,高频变压器采用 PQ2620 骨架和 PC95 磁芯,降压电感采用 RM8 磁芯。GaN 开关管采用国产大连芯冠科技公司生产的 GaN 功率器件,型号为 XG65T125PS1B。

集成式变换器在不同输入电压下的稳态输入电流和电压波形如图 11 所示。可以观察到输入电流与输入电压呈同相,尤其是在输入电压低于输出电压的区间,输入电流也能在一定程度上跟随输入电压,实现了功率因数校正功能。

为了与传统的降压型 PFC 变换器对比,分别搭建了 2 台降压电感为 150 μH ,工作在 CRM 模式下的 Si 基和 GaN 基降压型 PFC 变换器实验样机,其余电路参数均与集成式变换器保持一致。

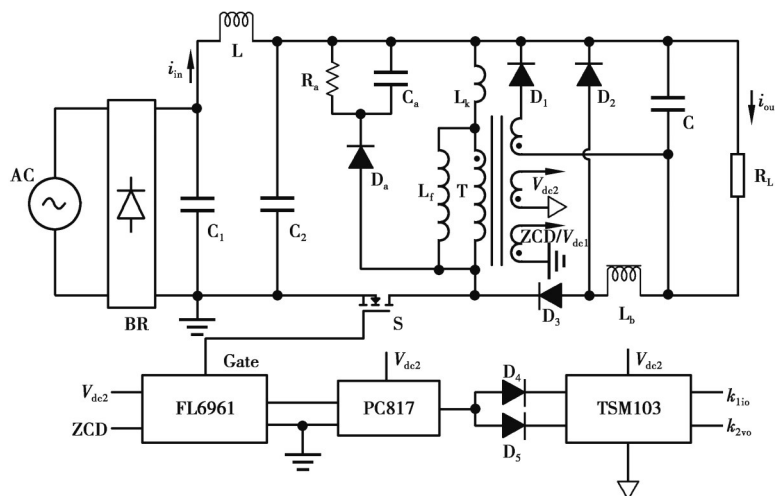
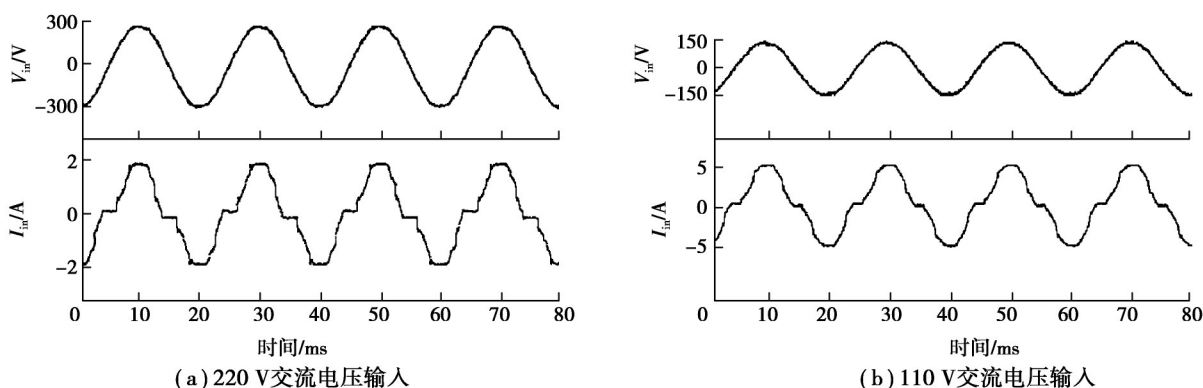


图10 样机电路图

Fig. 10 Prototype circuit



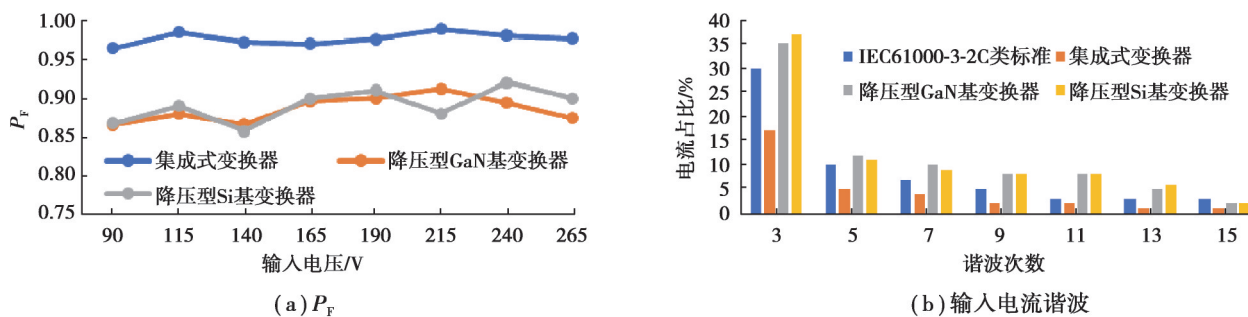
(a) 220 V交流电压输入

(b) 110 V交流电压输入

图11 不同输入电压下的稳态输入电流和电压波形

Fig. 11 Steady-state input current and voltage waveforms at different input voltages

图12为3种变换器的 P_F 值,输入电流谐波与转换效率对比,由图12(a)可以看出在90~265 V宽电压输入下,集成式PFC变换器的 P_F 值均达到0.95以上,高于传统单级降压型PFC变换器。图12(b)为3种变换器在220 V输入下,输入电流谐波占比与IEC61000-3-2C类标准对比,可以看出集成式PFC变换器各次谐波电流均低于IEC61000-3-2C类标准限值,符合标准要求,而传统单级降压型PFC均不符合标准。图12(c)为3种变换器在90~265 V宽电压输入下的能量转换效率,对比降压型GaN基和Si基PFC变换器可以看出,由于GaN功率器件具有宽禁带半导体低开关损耗等优势,降压型GaN基PFC变换器能量转换效率高于相同电路拓扑的Si基变换器,由于集成式PFC变换器对于降压型GaN基PFC变换器的元器件增多,导致其效率低于后者,但是得益于GaN功率器件优异的性能,其能量转换效率可与降压型Si基PFC变换器持平。



(a) P_F

(b) 输入电流谐波

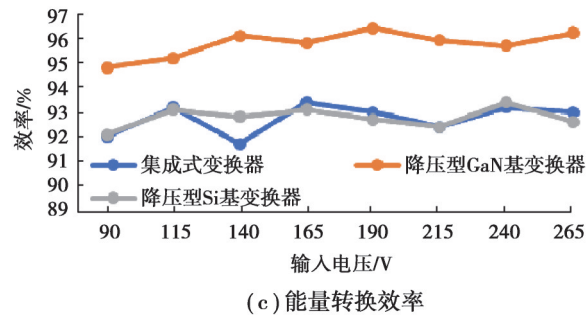


图12 3种变换器的性能指标对比

Fig. 12 Comparison of performance indicators of three converters

4 结束语

传统的单级降压型PFC变换器具有高次谐波电流的缺点。笔者设计并分析了一种降压-反激集成式GaN单开关管PFC变换器,详细分析了参数对功率因数,效率和输入谐波电流的影响。实验表明降压-反激集成式PFC变换器可消除降压型PFC变换器输入电流死区影响,在通用输入电压下具有低总谐波失真,能够达到IEC61000-3-2C类标准。此外,得益于采用的第三代宽禁带半导体GaN功率器件的优异性能,集成式PFC变换器可达到94.1%的较高能量转换效率。因此,所设计的变换器可以在通用输入应用中实现高效率 and 低总谐波失真性能。

参考文献

- [1] 郑学林. 新型单级PFC变换器及输出电压二次谐波消减控制策略[D]. 重庆: 重庆大学, 2020.
Zheng X L. New single-stage PFC converter and output voltage second harmonic reduction control strategy[D]. Chongqing: Chongqing University, 2018. (in Chinese)
- [2] Kim J, Choi H, Won C Y. New modulated carrier controlled PFC boost converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4772-4782.
- [3] Lin B R, Chiang H K, Wu R S. Analysis and implementation of a double buck-boost converter with power factor correction [J]. International Review of Electrical Engineering, 2010, 5(6): 2586-2592.
- [4] Costa M A D, Alonso J M, Miranda J C, et al. A single-stage high-power-factor electronic ballast based on integrated buck flyback converter to supply metal halide lamps[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1112-1122.
- [5] Tse C K, Chow M H L, Cheung M K H. A family of PFC voltage regulator configurations with reduced redundant power processing[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2001, 16(6): 794-802.
- [6] 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.
- [7] 蔡蔚, 孙东阳, 周铭浩, 等. 第三代宽禁带功率半导体及应用发展现状[J]. 科技导报, 2021, 39(14): 42-55.
Cai W, Sun D Y, Zhou M H, et al. Third generation wide bandgap power semiconductors and their applications[J]. Science & Technology Review, 2021, 39(14): 42-55. (in Chinese)
- [8] Millán J, Godignon P, Pérez-Tomás A. Wide band gap semiconductor devices for power electronics[J]. Automatika, 2012, 53(2): 107-116.
- [9] Musznicki P, Derkacz P B, Chrzan P J. Wideband modeling of DC-DC buck converter with GaN transistors[J]. Energies, 2021, 14(15): 4430.
- [10] 程章格. 基于氮化镓器件的电动汽车充电机中无桥PFC应用技术研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2018.
Cheng Z G. Research on application of bridgeless PFC in electric vehicle charger based on GaN device[D]. Chongqing: Chongqing University, 2018. (in Chinese)
- [11] Cheng C A, Chang C H, Chung T Y, et al. Design and implementation of a single-stage driver for supplying an LED street-lighting module with power factor corrections[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2): 956-966.
- [12] Farsakoglu O F, Celik I, Nalbantoğlu M. The design and analysis of LED drivers with power factor correction in lighting applications[J]. Optoelectronics and Advanced Materials-rapid Communications, 2017, 11(3/4): 251-261.
- [13] Wu X K, Yang J Y, Zhang J M, et al. Variable on-time (VOT)-controlled critical conduction mode buck PFC converter for high-input AC/DC HB-LED lighting applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4530-4539.
- [14] Xie X G, Zhao C, Lu Q, et al. A novel integrated buck-flyback nonisolated PFC converter with high power factor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5603-5612.
- [15] Zhang J M, Zhao C D, Zhao S Y, et al. A family of single-phase hybrid step-down PFC converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(7): 5271-5281.