第 52 卷 第 6 期：2710-2720 高电压技术 Vol.52, No.6: 2710-2720
2026 年 6 月 30 日 High Voltage Engineering June 30, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20250926

具有功率解耦能力的共地型双向无桥 PFC

唐　豪[1]，孟令辉[1,2]，杨江朋[1]，白方林[1]，张恒鹏[1]，舒泽亮[1]
（1. 西南交通大学电气工程学院，成都 611756；2. 四川航天烽火伺服控制技术有限公司，成都 611130）

摘　要：为了解决传统单相整流器泄漏电流大、电网电流谐波畸变显著及直流侧功率脉动等问题，提出一种共地型无桥功率因数校正(power factor correction，PFC)整流器拓扑。该拓扑通过电网与负载共地连接消除共模电压，理论上泄漏电流趋于 0；采用器件复用设计降低硬件成本，且无需额外器件或主动缓冲即可实现功率解耦与降压功能；引入谐波抑制算法降低输入电流总谐波失真(total harmonic distortion，THD)并完成功率因数校正；结合中间电容暂态储能与二次纹波抑制算法抑制直流侧纹波。同时，拓扑支持能量双向流动，拓展了其在逆变应用场景的潜力。实验结果表明，所提整流器在 500 W 额定功率下，泄漏电流有效值仅为 7.69 mA，峰值效率达 96.1%；输入电流 THD 显著降低，直流侧二次纹波被抑制至传统方案的 10%以下。该整流器有效解决了目标问题，具备低泄漏电流、低谐波等综合优势。

关键词：PFC 整流器；功率解耦；共地；谐波抑制；能量双向流动

Common-ground Bidirectional Bridgeless PFC with Power Decoupling Capability

TANG Hao[1], MENG Linghui[1,2], YANG Jiangpeng[1], BAI Fanglin[1], ZHANG Hengpeng[1], SHU Zeliang[1]
(1. College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China;
2. Sichuan Aerospace Fenghuo Servo Control Technology Corporation, Chengdu 611130, China)

Abstract: In order to solve the problems of large leakage current, significant grid current harmonic distortion, and DC-side power ripple of traditional single-phase rectifiers, we propose a common-ground bridgeless power factor correction (PFC) rectifier topology. The topology eliminates the common mode voltage through the common ground connection between the power grid and the load, and the leakage current tends to zero in theory. The device multiplexing design is used to reduce the hardware cost, and the power decoupling and step-down function can be realized in the absence of additional devices or active buffering. The harmonic suppression algorithm is introduced to reduce the total harmonic distortion (THD) of the input current and achieve power factor correction. The DC side ripple is suppressed by combining the intermediate capacitor transient energy storage and the secondary ripple suppression algorithm. At the same time, the topology supports bidirectional energy flow, which expands its potential in inverter application scenarios. The experimental results show that the effective value of leakage current of the proposed rectifier is only 7.69 mA and the peak efficiency is 96.1% at 500 W rated power. The input current THD is significantly reduced, and the secondary ripple on the DC side is suppressed to less than 10% that of the traditional scheme. The rectifier effectively solves the target problems and has the comprehensive advantages of low leakage current and low harmonics.

Key words: PFC rectifier; power decoupling; common ground; harmonic suppression; bidirectional energy flow

0　引言

为了追求电力系统的高效和稳定运行，解决谐波污染问题成为当前首要任务。通常交流到直流转换的过程中需要利用功率因数校正技术。

功率因数校正(power factor correction，PFC)整流器广泛应用在简单的家用电器及复杂的工业设施中，如机载电源、电动汽车充电桩、电池充电器和直流电源[1-3]。传统的有桥 PFC 电路结构分为两级，前级为二极管整流桥，将交流电转换为直流电；后级为升压型 DC-DC 变换器，只能够满足升压需求，难以适应宽电压范围的场合[4]，并且二极管导通损耗会严重降低整体效率[5-6]。由 SEPIC、CUK 和 ZETA 变换器[7-9]衍生的单级拓扑可以同时作为降压和升压稳压器工作，使其适用于 PFC 变换器，可以在直流输出电压方面提供更高的灵活性。

为了缓冲交流侧和直流侧两端之间的不平衡

基金资助项目：国家自然科学基金(52577217)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (52577217).

功率，体积庞大且寿命较短的电解电容器被采用，降低了系统的可靠性[10-12]。通过在输出侧增加 1 个有源电路吸收脉冲功率，改善整流器的拓扑结构，能够实现无电解电容[13-15]。然而，有源滤波器需要额外的功率器件，使得系统的功率密度减小。将功率解耦电路与原始拓扑共用元件，虽然减少了开关管的使用，但共用电容上的电压纹波会导致总谐波失真较高[16]。

传统有源开关 PFC 电路不可避免地会产生共模电磁干扰。共模电流来源于系统寄生电容的噪声耦合，通常形成于电路的开关点和接地连接点之间。抑制共模电流的常用方法包括使用大型变压器和滤波器[17]，但与此同时，这也给系统带来了价格、功率密度和过电流方面的问题。文献[18]提出了一种 H6 电路，在原来的 H6 电路基础上进行改进，通过改变调制策略，利用拓扑结构特性，使得共模电压保持稳定，进而降低共模电压对系统的影响。然而，上述方法并没有彻底抑制共模电流。此外，一种有效的方法是直接将电网连接到负载的一端[19]，共模电压将始终保持不变，以求消除共模电流。

文献[20]中提出的整流器能够实现输入-输出共地和电压调节的功能，它包含 4 个开关，可实现功率因数校正。然而，由于没有实现功率解耦，直流侧电容需要使用容值较大的电解电容，才能抑制直流电流纹波。相比之下，文献[21]中使用 3 个开关就能实现功率解耦和软开关，但这一拓扑结构需要 5 个二极管，导致较大的导通损耗，进而影响效率，且不具备共模电流抑制能力。综上所述，设计一种使用少量器件就能同时实现功率解耦和共地的 PFC 整流器，具有重要的实际意义。

为了解决上述问题，本文提出了一种具有功率解耦能力的共地型双向无桥降压型功率因数校正整流器。该转换器实现了负载与电网之间的共地连接，理论上完全消除了共模电流。此外，脉动功率被存储在一个中间电容器中，输出直流电压的纹波可以非常小。

1　工作原理分析

1.1　电路拓扑结构

图 1 为所提整流器拓扑结构。该整流器由开关管 S_1—S_5、电解电容器 C_1 和 C_o、电感 L_g 和 L_o 构成。交流输入的一端 N 点与直流侧输出电容和直流输出的负极 O 点直接相连，从而形成交流输入与直流输出共地。电容 C_P 和电阻 R_E 分别为交流侧与直流侧接地点之间的寄生电容和接地电阻；u_g 为电网电压；i_g 为电网电流；u_o 为直流电压；i_o 为直流电流；i_{CM} 为泄露电流；u_c 为电容电压瞬时值。

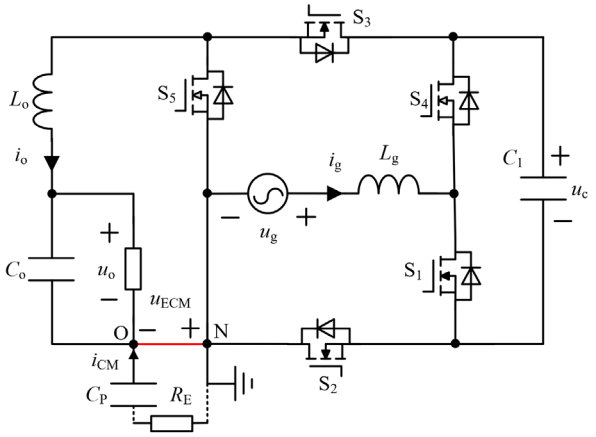


图 1　所提整流器拓扑

Fig.1　Proposed rectifier topology

与传统 H 桥变换器相比，所提拓扑额外采用了 1 个开关管 S_5、1 个电容 C_1 和 1 个电感 L_o。电容 C_1 用于功率解耦，抑制输入、输出功率不平衡引起的脉动纹波。该拓扑实现了前级 AC-DC 与后级 DC-DC 电路功能，其中后级 DC-DC 电路通过桥臂复用，减小了开关管数量，提高了系统功率密度。

1.2　工作原理

本拓扑电路工作模态可以根据 d_1T_s 和 d_2T_s 进行划分，其中占空比 d_1 属于前级 AC-DC 整流器，d_2 属于后级 DC-DC 变换器，T_s 为开关周期。

根据电网电压将 u_g 分为正负 2 个半周期，每半周期分为 3 个过程。当 $u_g>0$ 时，在 1 个开关周期内有 3 种模态，模态为 1—3。当 $u_g<0$ 时，模态为 4—6，如图 2 所示。

1）模态 1：电感电流 i_g 呈上升趋势，输入交流电源 u_g、电感 L_g 和开关管 S_1、S_2 形成回路，电感 L_g 充电储能。电容 C_1、开关管 S_3、L_o 和直流负载形成回路，L_o 充电储能。电容 C_1 向 C_o 释放能量为负载提供能量。根据模态 1 可得电感伏秒平衡表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}L_g = u_g \\ \dfrac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}L_o = U_c - U_o \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_c 为电容 C_1 直流电压；U_o 为输出直流电压。无源元件参数计算见附录 A。

2）模态 2：电感电流 i_g 呈上升趋势，电感 L_g 充

电储能。电感 L_o 与开关管 S_5、直流侧负载形成回路，电感 L_o 续流，C_o 放电释放能量为负载提供能量。根据模态 2 可得电感伏秒平衡表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}L_g = u_g \\ \dfrac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}L_o = -U_o \end{cases} \tag{2}$$

3）模态 3：电感电流 i_g 呈下降趋势，输入交流电源 u_g 与电感 L_g 向电容 C_1 释放能量，C_1 充电储能。电感 L_o 续流，C_o 放电释放能量为负载提供能量。根据模态 3 可得电感伏秒平衡表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}L_g = u_g - U_c \\ \dfrac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}L_o = -U_o \end{cases} \tag{3}$$

4）模态 4：电感电流 i_g 呈上升趋势，输入交流电源 u_g、电感 L_g 和开关管 S_1、S_2 形成回路，电感 L_g 充电储能。电容 C_1、开关管 S_3、L_o 和直流负载形成回路，L_o 充电储能。电容 C_1 向 C_o 释放能量为负载提供能量。根据模态 4 可得电感伏秒平衡表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}L_g = u_g \\ \dfrac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}L_o = U_c - U_o \end{cases} \tag{4}$$

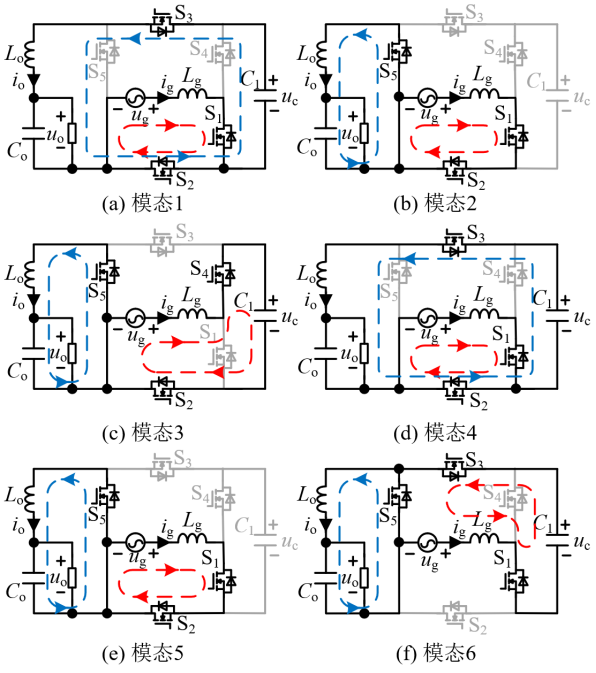


图 2 所提整流器工作模态

Fig.2 Operating mode of the proposed rectifier

5）模态 5：电感电流 i_g 呈上升趋势，电感 L_g 充电储能，电感 L_o 与开关管 S_5、直流侧负载形成回路。电感 L_o 续流，C_o 放电，二者一起释放能量为负载提供能量。根据模态 5 可得电感伏秒平衡表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}L_g = u_g \\ \dfrac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}L_o = -U_o \end{cases} \tag{5}$$

6）模态 6：电感电流 i_g 呈下降趋势，输入交流电源 u_g 与电感 L_g 向电容 C_1 释放能量，C_1 充电储能。电感 L_o 续流，C_o 放电，一起释放能量为负载提供能量。根据模态 6 可得电感伏秒平衡表达式为：

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}i_g}{\mathrm{d}t}L_g = u_g + U_c \\ \dfrac{\mathrm{d}i_o}{\mathrm{d}t}L_o = -U_o \end{cases} \tag{6}$$

正半周下 3 个工作模态的交流侧输入电感电压 u_{Lg}、电流 i_g、直流侧输出电感电压 u_{Lo}、电流 i_o 和开关管的开关状态如图 3(a)所示，负半周时各波形如图 3(b)所示。正半周期时，开关管 S_2 一直导通，其他开关管处于高频开关状态。负半周期时，开关管 S_1 一直导通，S_4 一直截止，其他开关管处于高频开关状态。

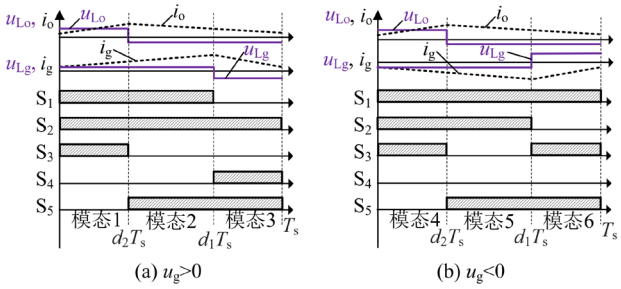


图 3 电感电压电流和开关管的开关状态

Fig.3 Inductor voltage, inductor current and switching state of the switch tube

1.3 输出电压增益

根据伏秒平衡和安秒平衡可推导出占空比 $d_1 = 1 - u_g / u_c$ 和 $d_2 = u_o / u_c$，进而推导出所提 PFC 整流器电压增益为：

$$M = \frac{u_o}{|u_g|} = \frac{d_2}{1 - d_1} \tag{7}$$

为了保证功率解耦，使输入和输出间的功率传输由中间电容实现，需要满足 $d_1 > d_2$，得到所提拓扑电压增益曲线，如图 4 所示。

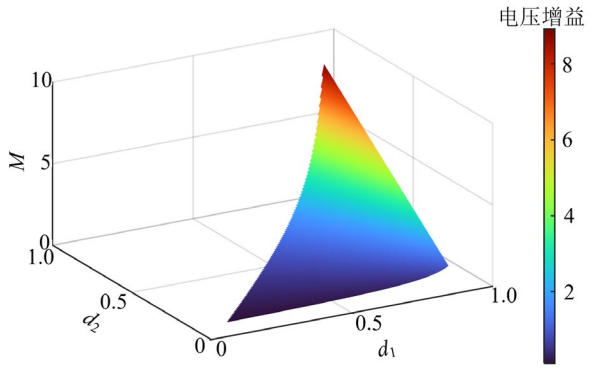


图 4　所提拓扑电压增益图

Fig.4　Proposed topological voltage gain diagram

1.4　共模电压及泄漏电流分析

负载与交流电网之间的高频电压称为共模电压，它作用于寄生电容 C_P 和接地电阻 R_E 上，产生泄漏电流[22]。传统单相非隔离 AC-DC 变换器与所提出的共地型 AC-DC 拓扑结构如图 5 所示，其中 L_1、L_2 分别表示点 L 到 A 点之间的电感、点 N 到 B 点之间的电感，u_{CP} 表示寄生电容 C_P 上的电压。图 5(c)和(e)分别为共模等效电路和简化的共模等效电路。从图 5 可知，点 A 到 O 点之间的电压 u_{AO} 和点 B 到 O 点之间的电压 u_{BO} 可以表示为：

$$\begin{cases} u_{AO} = u_{CM} + 0.5u_{DM} \\ u_{BO} = u_{CM} - 0.5u_{DM} \end{cases} \tag{8}$$

共模电压 u_{CM} 和差模电压 u_{DM} 可以表示为：

$$\begin{cases} u_{CM} = 0.5\left(u_{AO} + u_{BO}\right) \\ u_{DM} = u_{AO} - u_{BO} \end{cases} \tag{9}$$

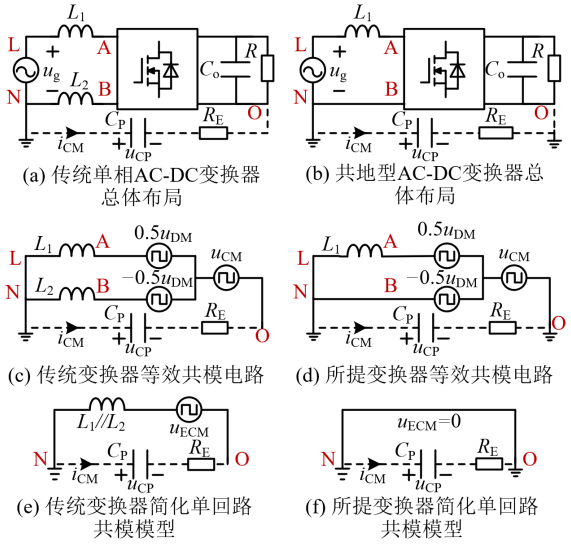


图 5　共模电压模型分析

Fig.5　Common-mode voltage model analysis

根据文献[23]可知，u_{DM} 也会影响漏电流，因此等效共模电压 u_{ECM} 可表示为：

$$u_{ECM} = u_{CM} + \frac{u_{DM}}{2}\frac{L_1 - L_2}{L_1 + L_2} \tag{10}$$

当 L_1 或 L_2 为 0 时，等效共模电压表示为：

$$\begin{cases} u_{ECM} = u_{AO} = u_{LO}, L_1 = 0 \\ u_{ECM} = u_{BO} = u_{NO}, L_2 = 0 \end{cases} \tag{11}$$

结合图 1 可知，所提拓扑只有 1 个输入电感，$L_1 = L_g$，$L_2 = 0$，并且点 N 和 O 直接相连，$u_{ECM} = 0$。因此，新的拓扑结构从原理上可以消除漏电流。

2　控制策略

将所提整流器的操作分为 2 个子系统，对 d_1 和 d_2 控制。控制框图如图 6 所示。控制变量 d_1 仅用于控制网侧电流 i_g，而 d_2 仅用于控制输出直流电压 u_o。

d_1 的控制器包括 dq 解耦控制和谐波控制。dq 控制是为了维持中间电容电压 u_c，并控制电网电流。由于 u_c 的二次脉动通过反馈引入电压外环控制器，而 PI 调节器是线性环节，其输出是输入误差信号的线性组合，无法对电压二次脉动进行抑制，进入控制系统后电流会产生 3 次谐波分量，使得电网电流会失真。因此，引入了 100 Hz 电压陷波滤波器和特定次谐波电流补偿来抑制电网电流失真。

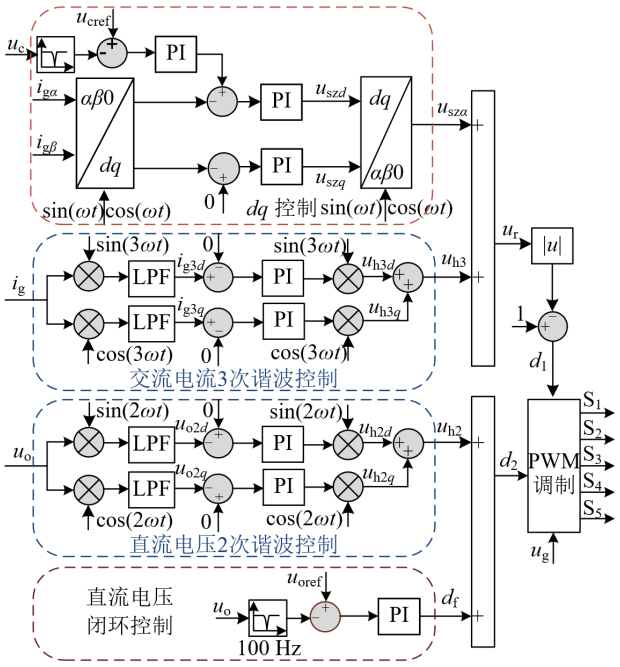


图 6　控制框图

Fig.6　Control block

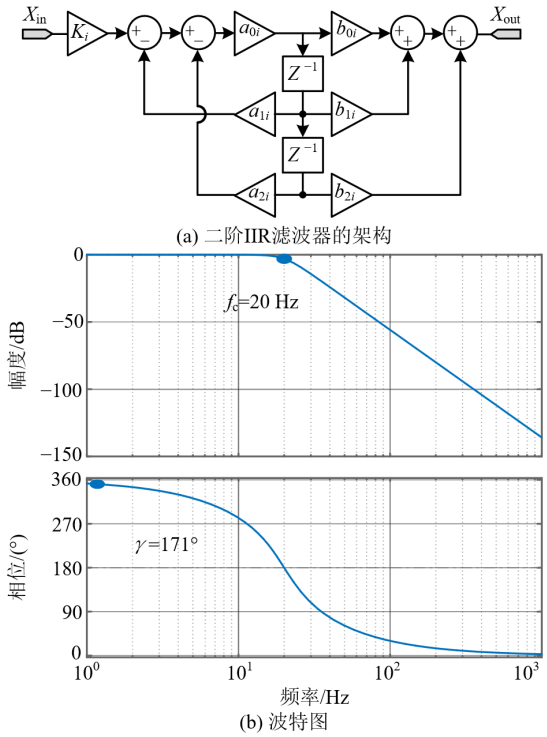
图 6 中交流电流 $\alpha\beta$ 轴分量 $i_{g\alpha}$、$i_{g\beta}$ 通过 park 变换得到，$i_{g\alpha}(t)=ki_g(t)$，$i_{g\beta}(t)=-i_{g\alpha}(t-T/4)$，其中 k 表示归一化系数，T 表示周期。

低通滤波器(low pass filter, LPF)采用四阶 IIR 巴特沃斯滤波器结构，该滤波器由 2 个二阶 IIR 滤波器级联组成，其离散化表达式为：

$$H_i(z)=K_i\frac{b_{0i}+b_{1i}z^{-1}+b_{2i}z^{-2}}{a_{0i}+a_{1i}z^{-1}+a_{2i}z^{-2}},i=1,2 \tag{12}$$

式中：K_i 为比例系数，K_1=3.946×10^{-7}，K_2=3.943×10^{-7}；a_{ni} (n=0、1、2)为分母系数，其值分别为 1、−1.999、0.999、1、−1.998、0.998。b_{ni} 为分子系数，其值分别为 1、2、1、1、2、1。

二阶 IIR 滤波器的架构如图 7(a)所示，X_{in} 为输入信号，X_{out} 为输出信号，Z^{-1} 为单位延迟算子。其波特图如图 7(b)所示，截止频率 f_c=20 Hz，相位裕度 γ 为 171°。设置截止频率为 20 Hz，目的是消除信号中二倍频分量，得到 dq 解耦后的直流分量。



(a) 二阶IIR滤波器的架构

(b) 波特图

图 7 低通滤波器的架构和波特图

Fig.7 Architecture and Bode plot of low-pass filter

d_1 与总调制信号 u_r 之间的关系可以表示为式(13)，占空比如图 8 所示，其中 P 表示功率。

$$\begin{cases}u_r=u^*_{sz\alpha}+u_{h3}\\ d_1=1-|u_r|\end{cases} \tag{13}$$

式中：$u^*_{sz\alpha}$ 为维持中间电容电压 u_c 的调制信号；u_{h3} 为抑制电网电流的三次谐波电流。后文中下标 d、q 表示其对应 dq 分量。

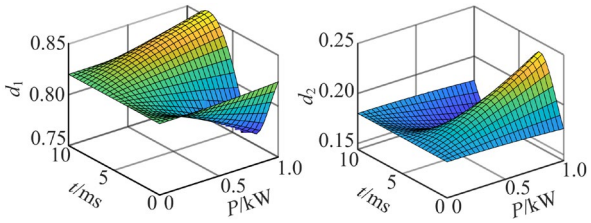


图 8 占空比 d_1 和 d_2

Fig.8 Duty cycle d_1 and d_2

通过提取电网电流中的 3 次谐波分量，再利用 PI 环进行闭环控制，将得到的调制波叠加到基波功率控制中，其中 3 次谐波电流抑制的调制波表达式为：

$$\begin{cases}u_{h3d}=k_p i_{g3d}+k_i\int i_{g3d}\mathrm{d}t\\ u_{h3q}=k_p i_{g3q}+k_i\int i_{g3q}\mathrm{d}t\\ u_{h3}=u_{h3d}\sin(3\omega t)+u_{h3q}\cos(3\omega t)\end{cases} \tag{14}$$

式中：k_p 为比例系数；k_i 为积分系数。

针对输出电压二次纹波较大的问题，采用一种功率解耦的控制方法。通过对输出电压中的二次纹波分量进行闭环控制，得到的调制波叠加到后级 DC-DC 电路的占空比调制中，输出电压二次纹波分量闭环控制输出的调制波表达式为：

$$\begin{cases}u_{h2d}=-k_p u_{o2d}-k_i\int u_{o2d}\mathrm{d}t\\ u_{h2q}=-k_p u_{o2q}-k_i\int u_{o2q}\mathrm{d}t\\ u_{h2}=u_{h2d}\sin(2\omega t)+u_{h2q}\cos(2\omega t)\end{cases} \tag{15}$$

通过输出直流电压闭环得到最终的占空比 d_2，表达式为：

$$d_2=k_p(u_{oref}-u_o)+k_i\int(u_{oref}-u_o)\mathrm{d}t+u_{h2} \tag{16}$$

式中：u_{oref} 为 u_o 的参考值。

本文中提出的拓扑使用开关管，能够实现能量双向流动，因此可以构建逆变模式。逆变模式与整流模式相似，只需要略微调整。为了验证可行性，升压电路采用固定占空比进行控制。逆变控制模块中，通过直接采样输出交流电压，输出交流电压经过 dq 变换后，经过 PI 调节器调节后生成目标值，再通过反变换生成调制波，进而得到占空比，如图 9 所示。

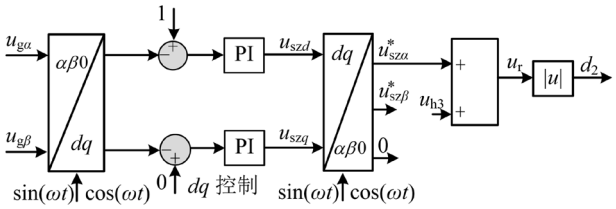


图 9　逆变模式控制框图

Fig.9　Inverter mode control block diagram

3　实验分析

3.1　实验验证

为验证所提整流器拓扑及其控制策略的有效性，本文搭建一台 500 W 实验样机，并对实验结果进行了分析。表 1 为本次实验的相关参数。

表 1　样机参数

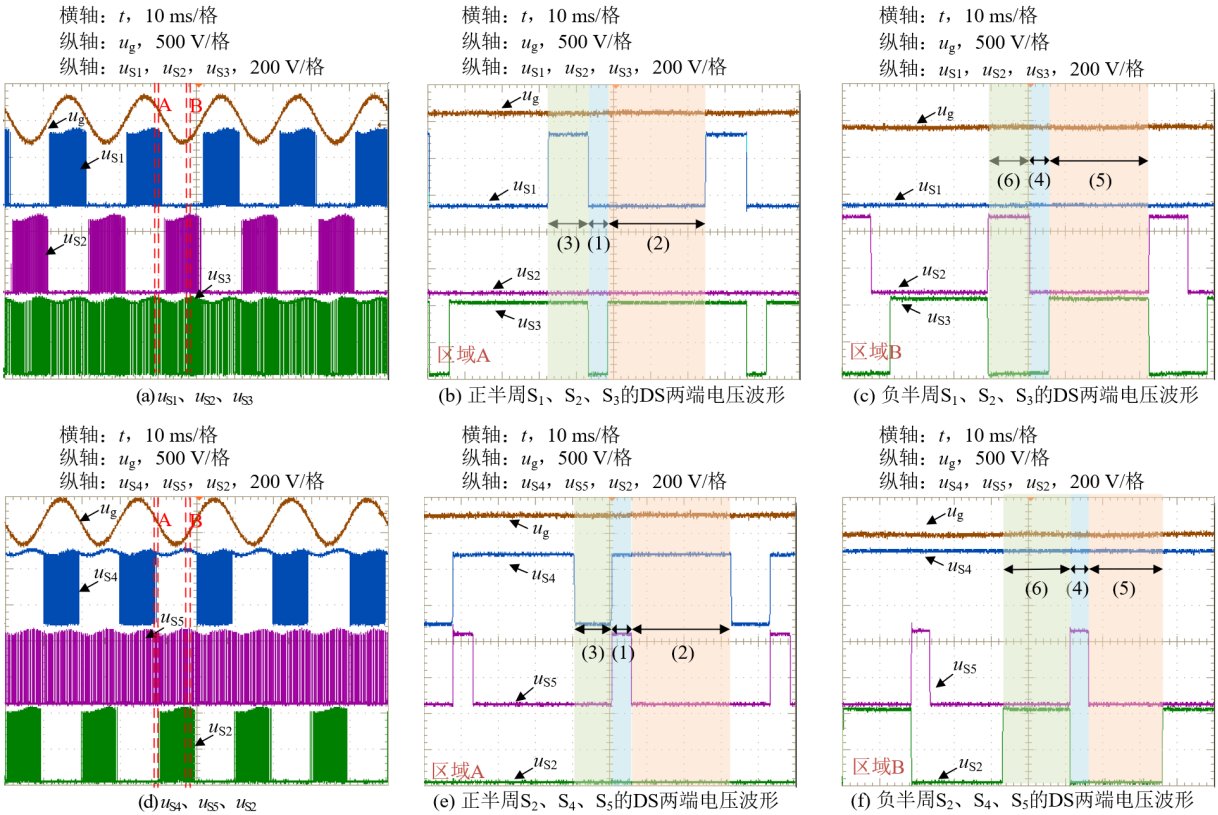
Table 1　Prototype parameters

参数	数值
电网电压/V	198~242
直流电压/V	32~62
网侧电感/mH	1.2
输出电感/μH	100
中间电容/μF	164
输出电容/μF	20
额定频率/Hz	50
开关频率/kHz	25

本次实验平台、实验测试环境和泄漏电流测试见附录 B。电容 C_P 和电阻 R_E 分别为 100 nF 和 10 Ω[22]。使用高频测量电流探头检测泄漏电流。电流探头选用 CYBERTEK CP8030B 型，其测量频率可达 50 MHz。

图 10 分别给出了整流器正半周期和负半周期各个开关管的开关电压波形，各开关管电压应力较小，均为中间电容 C_1 上的电压，其中 u_{S1}—u_{S5} 分别为开关管 S_1—S_5 的 DS 两端电压波形。由波形可知，正半周期包括模式(1)、(2)、(3)，负半周期包括模式(4)、(5)、(6)。正半周期 S_2 一直导通，负半周期 S_1 一直导通，S_4 一直关断。各模态切换时，开关管动作与图 2 的模式设计一致。

图 11(a)、(b)给出了所提整流器在谐波抑制前后的电压电流波形。图 11(a)为整流器在输入交流电压 220 V 和输出直流电压 48 V 下谐波抑制前的工况，可以明确看到整流器在谐波抑制前输入交流电流波形畸变，THD 值高于 26%。图 11(b)为整流器谐波抑制后的工况，与谐波抑制前相比，其整流器输入交流电流 3 次谐波减少，THD 明显改善，功率因数提高至 0.99，验证了所提功率解耦和谐波抑制策略的有效性。



(a) u_{S1}、u_{S2}、u_{S3}　(b) 正半周S_1、S_2、S_3的DS两端电压波形　(c) 负半周S_1、S_2、S_3的DS两端电压波形

(d) u_{S4}、u_{S5}、u_{S2}　(e) 正半周S_2、S_4、S_5的DS两端电压波形　(f) 负半周S_2、S_4、S_5的DS两端电压波形

图 10　开关管电压波形

Fig.10　Switch tube voltage waveform

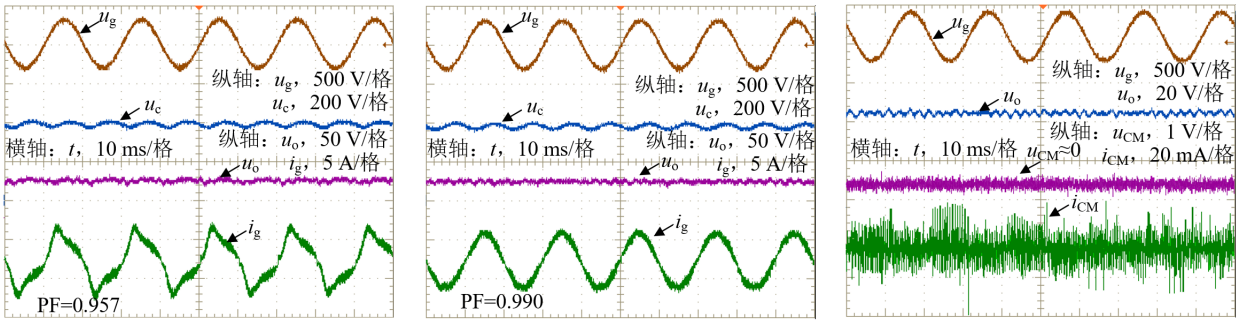
共模电压和泄漏电流的波形如图 11(c)所示。所提整流器为共地型拓扑，共模电压 $u_{CM}\approx 0$，泄漏电流的均方根值为 7.69 mA，满足安全标准 VDE 0126-1-1。

图 12(a)给出了系统在输入电压变化时的动态响应波形，输入电压从 220 V(AC)跌落到 170 V(AC)时，中间电容电压波动不超过 60 V，动态响应时间为 0.6 s，输出电压基本保持不变。图 12(b)给出了整流器启动-工作-停机的整个工作过程。系统在启动阶段加入软启动，减小系统启动瞬间电流。

本文拓扑使用 5 个开关管，图 12(c)给出了系统在输入直流电压 48 V 时，逆变输出 220 V(AC)，功率因数为 0.99，电流总谐波失真为 2.5%，验证了本拓扑具有能量双向流动的特性。

图 13(a)给出了系统在 100~500 W 功率等级下的效率曲线，整流工作模式在谐波抑制后的最高效率为 96.1%，逆变工作模式下系统最高效率为 95.4%。

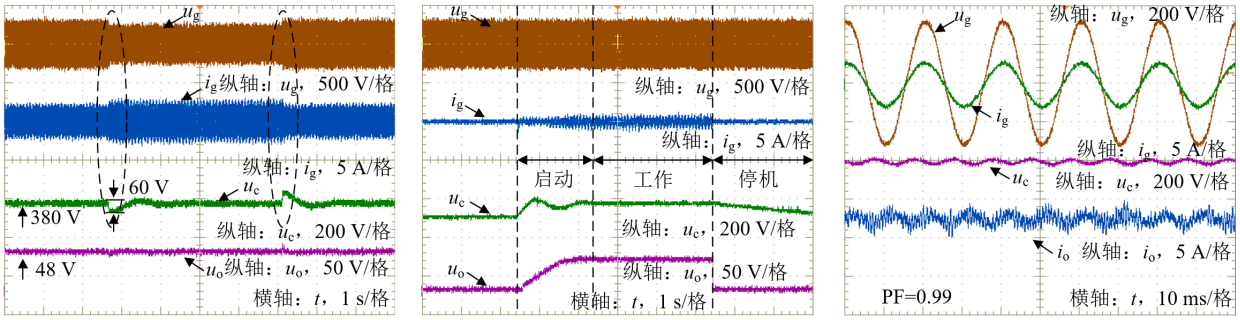
图 13(b)给出了在 100~500 W 系统功率下的的输入电流 THD 和输出电压二次谐波。2 次谐波的含量会随着功率的增加而增大，在加入输出电压 2 次



(a) 谐波抑制前的电压电流波形　(b) 谐波抑制后的电压电流波形　(c) 共模电压及泄漏电流

图 11　谐波抑制及共模电压实验波形

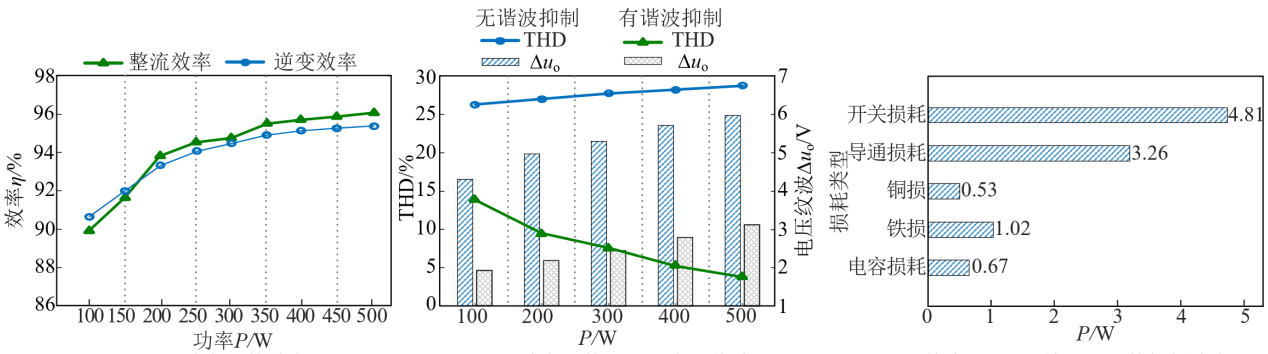
Fig.11　Experimental waveforms of harmonic suppression and common-mode voltage



(a) 输入电压变化时动态响应波形　(b) 整流器启动-工作-停机阶段　(c) 逆变输出电压电流波形

图 12　动态响应及逆变实验波形

Fig.12　Experimental waveforms of dynamic response and inversion



(a) 不同功率下的效率　(b) 不同功率下的THD和电压纹波　(c) 整流100 W、输出48 V的损耗分布

图 13　实验分析

Fig.13　Experimental analysis

谐波抑制算法后，输出电压纹波得到减小。在 500 W 额定功率下，输出直流电压 48 V 下的电压纹波占 6.3%。通过输入电流谐波抑制算法，谐波抑制后的输入电流 THD 远小于谐波抑制前，可知输入电流 THD 得到了很大改善。

通过测量开关管、电感和电容等参数，结合电路设计参数，得到电路损耗计算值，包括开关损耗、导通损耗、铜损、铁损和电容损耗等(具体计算见附录 C)。在整流模式下，功率 100 W、输出 48 V(DC)时，各部分损耗分布图如图 13(c)所示。随着功率的提高，传导损耗的比例会增加。

3.2　比较分析

本节深入探讨了所需电路元件配置及系统性能表现 2 方面，对所提出的功率因数校正整流器与当前广泛应用的方案进行了详细的比较分析，包括是否具有功率解耦、是否共地、总谐波失真以及效率等，结果见表 2。文献[8]中 Cuk 型 PFC 变换器元件数量相对较少，且 THD 和效率处于前列，但该结构输入与输出端没有共地，无法抑制泄漏电流。此外，由于没有功率解耦电路，其直流电压纹波与输出电容直接关联。文献[13]利用双向 Buck-Boost 电路进行功率解耦吸收二倍频功率，减小输出端并联大电解电容的同时也降低了直流电压纹波，但是功率器件复用率较低，成本较高。文献[19]中的拓扑结构在输入和输出侧之间实现了公共接地，从而减少了对电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)滤波的需求，效率高达 96.8%，但它需要使用的元件数量较多，功率密度较低，并且无法实现功率解耦和能量双向流动。

通常来说，电路件数量越少，变换器的成本就越低，发生故障的概率也越低。本文所提出的拓扑结构的元件数量在对比中处于第 2 水平。尽管文献[20]中提及的拓扑结构元件总数更少，但其不具备功率解耦的能力，其输出电容高达 2.3 mF，体积大、成本高，不利于系统设计。

本文所提出的拓扑结构无需使用二极管桥、输入电磁干扰滤波器，具有泄漏电流低、能量双向流动且输入电流和输出电流连续等显著特点。在功能特性上，其展现出了明显的竞争优势。

4　结论

1）本文提出一种具有降压能力、共地、功率解耦、输入输出电流连续的 AC-DC 变换器。仅使用 5 个开关管，结构紧凑，能够实现能量双向流动。

2）输入电流和输出电流都是连续的，因此不需要庞大的输入 EMI 滤波器。通过设计的谐波抑制算法，可以显著降低交流电流的 THD 及抑制直流侧纹波。

3）通过实验验证可知，所提出的变换器峰值效率为 96.1%，直流电压纹波低于 6.3%，THD 为 4.2%，泄漏电流有效值仅为 7.69 mA。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

表 2　拓扑比较

Table 2　Topology comparison

拓扑	开关管/二极管	功率解耦	双向	共地	泄漏电流	输出功率/W	输出电容/μF	直流电压纹波/%	THD/%	效率/%
Sepic PFC[7]	2/8	×	×	×	中等	100	3 300	—	2.10	92.40
Cuk PFC[8]	2/6	×	×	×	中等	200	2 200	10.0	2.10	95.83
升降压型无桥 PFC[13]	5/5	√	×	×	较大	60	440	2.6	2.30	—
CGBPFC[19]	2/4	×	×	√	较小	500	20 000	2.0	4.10	96.80
共地型 PFC[20]	4/0	×	√	√	较小	280	23 000	—	4.66	95.20
有源功率解耦 PFC[21]	3/6	√	×	×	中等	300	30	5.0	4.60	95.00
所提拓扑	5/0	√	√	√	较小	500	20	6.3	4.20	96.10

参考文献　References

[1] 郭强，徐文希，李海啸，等. 不平衡电网下 Vienna 整流器混合控制策略[J]. 高电压技术，2025，51(3)：1284-1294.
GUO Qiang, XU Wenxi, LI Haixiao, et al. Hybrid control strategy of Vienna rectifier under unbalanced power grid[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(3): 1284-1294.

[2] 刘可真，赵贞焰，何界东，等. 考虑用户意愿下电动汽车动态参与调频服务的两阶段优化调度[J]. 电网技术，2025，49(5)：1859-1868.

LIU Kezhen, ZHAO Zhenyan, HE Jiedong, et al. Two-stage optimization scheduling for dynamic participation of electric vehicles in frequency regulation services considering user preferences[J]. Power System Technology, 2025, 49(5): 1859-1868.

[3] 马兰，明燕妮，吕霄，等. 基于 k 值调制三电平 Boost PFC 变换器的变占空比控制[J]. 高电压技术，2024，50(11)：4886-4901.
MA Lan, MING Yanni, LYU Xiao, et al. Variable duty cycle control based on k-value modulation for three-level boost PFC converter[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(11): 4886-4901.

[4] 顾诗雅，马红波. 混合谐振 PWM 无桥 PFC 变换器的研究与设计[J]. 电工技术，2022(23)：11-15.
GU Shiya, MA Hongbo. Research and design of hybrid resonant PWM bridgeless PFC converters[J]. Electric Engineering, 2022(23): 11-15.

[5] 李瑞，郑涛，俞露杰，等. 基于二极管整流器的双极型复合式海上换流站及其控制策略[J]. 电网技术，2024，48(3)：1190-1201.
LI Rui, ZHENG Tao, YU Lujie, et al. Diode rectifier based bi-pole hybrid offshore stations and their control strategy[J]. Power System Technology, 2024, 48(3): 1190-1201.

[6] PATWA S, VISHWANATH G M, SHARMA A. A modified buck converter with bridgeless configuration to achieve power factor correction for suitable for EV application[C]//2023 Second International Conference on Smart Technologies for Smart Nation. Singapore: IEEE, 2023: 147-152.

[7] DWIVEDI M K, JAYAPRAGASH R. New SEPIC derived semi-bridgeless PFC converter for battery charging application[J]. IEEE Access, 2025, 13: 12068-12080.

[8] SHAMELI A, MAGHSOUDI M, FARZANEHFARD H. Bridgeless Cuk PFC converter with soft switching in full input voltage and load range[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(7): 6938-6945.

[9] 李洪珠，刘飞扬，李洪璠. 应用于分布式单相光伏并网发电系统的组合双极性直流变换器[J]. 高电压技术，2020，46(11)：3725-3733.
LI Hongzhu, LIU Feiyang, LI Hongfan. Composite bipolar DC-DC converters for distributed single-phase photovoltaic grid-connected generation system[J]. High Voltage Engineering, 2020, 46(11): 3725-3733.

[10] TAUSIF A, BAKAN A F, DUSMEZ S. A high power density zero-voltage-switching totem-pole power factor correction converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(1): 837-849.

[11] 王菁月，刘闯，朱帝，等. 单级式隔离型中压直挂光储混合级联并网系统[J]. 高电压技术，2025，51(3)：1434-1443.
WANG Jingyue, LIU Chuang, ZHU Di, et al. Single-stage isolated medium-voltage direct-linked PV-battery-hybrid cascade grid-connected system[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(3): 1434-1443.

[12] KUMAR G K N, VERMA A K, N S, et al. A single-stage boost derived switched-capacitor-based PFC converter for EV applications[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2024, 5(1): 225-233.

[13] 胡广，吴学智，续文政，等. 二倍频功率解耦的升降压型无桥 PFC 变换器[J]. 中国电机工程学报，2023，43(9)：3507-3514.
HU Guang, WU Xuezhi, XU Wenzheng, et al. A buck/boost bridgeless active power factor correction converter with double-frequency power decoupling[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(9): 3507-3514.

[14] CHENG H L, CHANG Y N, HWANG L C, et al. A single-stage electrolytic-capacitor-free AC-DC LED driver with high power factor and soft switching characteristics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(10): 13320-13335.

[15] 贺虎成，李凯凯，王承海，等. 两级式 AC-DC 变换器母线电压纹波前馈控制方法[J]. 高电压技术，2025，51(2)：816-827.
HE Hucheng, LI Kaikai, WANG Chenghai, et al. Bus voltage ripple feedforward control method of two-stage AC-DC converters[J]. High Voltage Engineering, 2025, 51(2): 816-827.

[16] XU X D, SU M, SUN Y, et al. Four-switch single-phase common-ground PV inverter with active power decoupling[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(3): 3223-3228.

[17] 徐晓娜，王奎，郑泽东，等. 三相 PWM 变换器的共模电压抑制方法综述[J]. 中国电机工程学报，2023，43(22)：8833-8849.
XU Xiaona, WANG Kui, ZHENG Zedong, et al. A review on common-mode voltage reduction methods for three-phase PWM converters[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(22): 8833-8849.

[18] AMULYA T, RAVEENDHRA D, PRAVEEN J, et al. SPV power conversion using bidirectional H6 inverter with reduced common mode voltages[C]//2022 IEEE 2nd International Conference on Sustainable Energy and Future Electric Transportation. Hyderabad, India: IEEE, 2022: 1-7.

[19] POURMAHDI M, HEYDARI-DOOSTABAD H, GHAZI R, et al. Buck-boost common ground bridgeless PFC (CGBPFC) rectifies with positive/negative output[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 1272-1282.

[20] YAO Z L, XU Q. Topology derivation method of common-ground transformerless single-phase inverters based on graph theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2025, 40(3): 4510-4521.

[21] CUI Y J, HAN H, LIU Y L, et al. An efficiency-improved single-phase PFC rectifier with active power decoupling[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(9): 10784-10796.

[22] GUO B, ZHANG X, SU M, et al. A single-phase common-ground five-level transformerless inverter with low component count for PV applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 2662-2674.

[23] KHAN M N H, FOROUZESH M, SIWAKOTI Y P, et al. Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic systems: a comparative review[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(1): 805-835.



唐　豪
2002—，男，硕士
主要从事电力电子变换器和有源功率因数校正技术等研究
E-mail: htang@my.swjtu.edu.cn

TANG Hao



舒泽亮(通信作者)
1979—，男，博士，教授，博导
主要从事电力电子技术及应用研究，包括多电平变换装置、同相供电系统及电力电子应用中的数字信号处理技术等
E-mail: shuzeliang@swjtu.edu.cn

SHU Zeliang
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-06-23　在线出版日期　2025-12-01　　编辑　程子丰

附录 A　无源元件参数设计

假设交流输入电压 $u_g(t)=U_m\sin(\omega t)$，若输入功率因数为一，则交流输入电流为 $i_g(t)=I_m\sin(\omega t)$，瞬时输入功率为

$$p_i(t)=u_g(t)i_g(t)=\frac{U_mI_m(1-\cos 2\omega t)}{2} \tag{A1}$$

其中 U_m、I_m 分别表示交流电压和电流的峰值。

可以看出输入功率瞬时值并不是一个常数，而是带有二次谐波成分，二次谐波成分会随着功率的增加而加大，因此需要考虑其影响。为了维持能量守恒，电路中的电容会吸收或释放能量，使电容两端的电压产生二次工频谐波成分。

储能电容器能够在半个周期内完成充电或放电过程，借助周期积分的方式，可得出其能量变化情况。可得储能电容：

$$C_1=\frac{2P_o}{\omega\left(U_{C_max}^2-U_{C_min}^2\right)} \tag{A2}$$

式中：U_{C_max}、U_{C_min} 分别为电容电压平均值的最大值和最小值。

针对交流侧电感，电感电流纹波峰值的最大值设定为额定功率输出时正弦电流峰值的 20%，即 $\Delta I_{Lfmax}=(20\%\times\sqrt{2}P_o)/U_g$，又有：

$$\Delta I_{Lfmax}=\frac{u_g(t)-U_c}{L_g}\frac{d(t)}{2f_s} \tag{A3}$$

式中：$d(t)$为瞬时占空比；U_c为电容电压平均值；f_s为开关频率。

当 $u_g(t)=U_c/2$ 时，ΔI_{Lfmax} 有最大值，则网侧电感：

$$L_g\geq\frac{U_c}{8\Delta I_{Lfmax}f_s} \tag{A4}$$

同样，根据输出电感纹波范围，可推导出 L_o 的计算表达式如下：

$$L_o=\frac{U_c-U_o}{\Delta i_{Lo}}\frac{U_o}{U_cf_s}\geq\frac{U_{c_max}-U_o}{\Delta i_{Lo}}\frac{U_o}{U_{c_max}f_s} \tag{A5}$$

式中：U_o表示输出电压额定值；Δi_{Lo}表示输出电感电流纹波峰值。

附录 B　实验测试环境

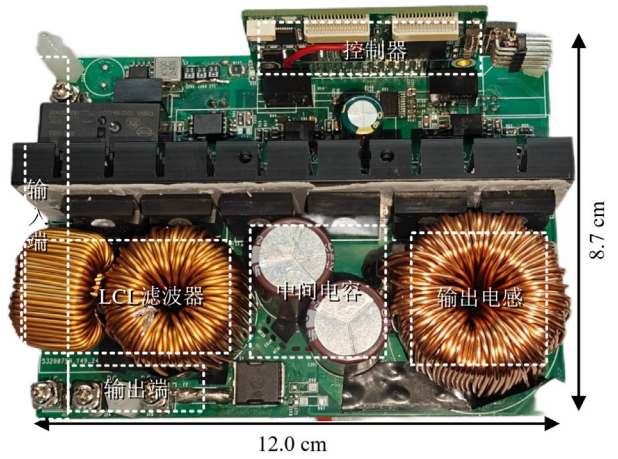
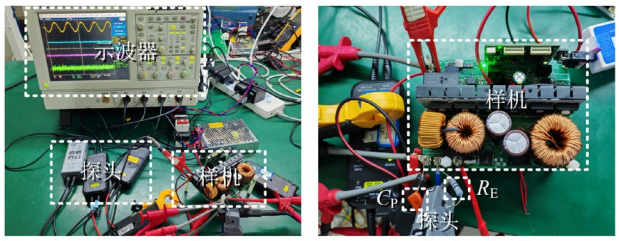


图 B1　实验样机

Fig.B1　Experimental prototype



(a) 实验环境　　(b) 泄漏电流测试

图 B2　实验环境及泄漏电流测试

Fig.B2　Experimental environment and leakage current test

附录 C　功率损耗分析

整流器电路中的损耗包括导通损耗、开关损耗、电感损耗和电容损耗。

在一个周期内，开关损耗包括开通损耗和关断损耗。在电网电压正负半周期内的开关损耗总和可推导为：

$$P_{sw}=\frac{0.5}{T}\left(\int_0^{0.5T}p_{sw}\frac{t_r+t_f}{T_s}\mathrm{d}t+\int_{0.5T}^{T}p_{sw}\frac{t_r+t_f}{T_s}\mathrm{d}t\right) \tag{A6}$$

式中：$p_{sw}=u_{dsoff}\left|i_{sw}(t)\right|$；$u_{dsoff}=u_c$；$i_{sw}$ 由路径决定。例如，在整流模式负半周期，对于 S_1、S_2、S_3、S_5，i_{sw} 分别对应 i_g、i_g、i_{sw}、i_o。由于 S_4 在整个负半周期内始终处于关断状态，S_4 的开关损耗为零。

在电网电压的正负半周期间的导通损耗之和如下表达式得出：

$$P_{con}=\frac{1}{T}\left(\int_0^{0.5T}p_{con}d(t)\mathrm{d}t+\int_{0.5T}^{T}p_{con}d(t)\mathrm{d}t\right) \tag{A7}$$

式中：$p_{con}=u_{dson}(t)\left|i_{sw}(t)\right|$；$u_{dson}$ 表示开关管的导通压降。

电感损耗包括铜损和磁芯损耗，可表示为：

$$\begin{cases} P_{\text{copper}} = i_{\text{Ldc}}^2 R_{\text{dc}} + i_{\text{Lac}}^2 R_{\text{ac}} \\ P_{\text{core}} = k f_{\text{s}}^{\alpha} B_{\text{m}}^{\beta} V_{\text{e}} \end{cases} \tag{A8}$$

电容损耗主要来源于等效串联电阻的功率耗散，其计算式为：

$$P_{\text{c}} = I_{\text{c,rms}}^2 R_{\text{ESR}} \tag{A9}$$