第 52 卷 第 7 期：3231-3243 高电压技术 Vol.52, No.7: 3231-3243
2026 年 7 月 31 日 High Voltage Engineering July 31, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20251074

基于单桥臂集成分裂源逆变器的可变电感+SPWM混合控制策略

殷泽宇[1]，杨　毓[1]，黄　新[2]，秦　岭[1]，郑军强[1]，孔茹钰[1]
（1. 南通大学电气与自动化学院，南通 226019；2. 中铁上海工程局集团有限公司，上海 201906）

摘　要：单桥臂集成分裂源逆变器凭借单级功率变换实现高增益逆变、器件集成度高及无需电解电容等优势，在分布式光伏发电系统中应用前景广阔。然而，传统脉冲频率调制+正弦脉宽调制(pulse frequency modulation + sinusoidal pulse width modulation, PFM+SPWM)控制下滤波前输出电压呈双极性脉冲特征，且升压桥臂开关频率 f_{s1} 随负载大范围变化，由此引发谐波含量丰富、总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)偏高、输出滤波电感需求增大、频谱分布移动及轻载效率降低等问题。为此，该文提出一种基于可变电感与 SPWM 的混合控制策略：升压桥臂采用与逆变桥臂相同的固定频率载波，其占空比恒定为 0.5，通过调节可变电感值控制直流侧电压；逆变桥臂维持 SPWM 控制以实现输出电压调节。该方法使滤波前输出电压转变为单极性脉冲，频谱分布不再随负载移动，同时消除 f_{s1} 奇次倍频谐波，谐波最大幅值减半，最终实现 THD 降低、输出滤波电感量减半以及轻载效率提升。所提控制策略的可行性通过 500 W 原理样机得到仿真与实验验证。

关键词：分裂源逆变器；单桥臂集成；可变电感；SPWM；单极性调制

Hybrid Variable-inductor SPWM Control for Single-leg Integrated Split-source Inverters

YIN Zeyu[1], YANG Yu[1], HUANG Xin[2], QIN Ling[1], ZHENG Junqiang[1], KONG Ruyu[1]
(1. School of Electrical and Automation, Nantong University, Nantong 226019, China;
2. Shanghai Civil Engineering Co., LTD of CREC, Shanghai 201906, China)

Abstract: The single-leg integrated split-source inverter exhibits attractive features for distributed photovoltaic power generation systems, including reduced component count, single-stage high step-up inversion capability, and elimination of electrolytic capacitors. However, under conventional PFM+SPWM control, the output voltage demonstrates bipolar pulse characteristics, and the boost-leg switching frequency f_{s1} varies significantly with load conditions. Therefore, the harmonic content becomes abundant, the total harmonic distortion (THD) is elevated, the output filter inductance requirements are increased, the frequency spectra shift, and the light-load efficiency is reduced. To address these limitations, this paper proposes a hybrid control strategy integrating variable inductance with SPWM. In the strategy, both legs employ identical fixed-frequency carriers with the boost-arm maintaining a constant 0.5 duty cycle while regulating DC-link voltage through variable inductance adjustment, whereas the inverter-leg retains SPWM control for output voltage regulation. By the strategy,the output voltage is transformed into unipolar pulses, the spectral distribution is stabilized against load variations,the odd-order harmonics of f_{s1} is eliminated , and the maximum harmonic amplitude is halved. Consequently, THD reduction, 50% decrease in output filter inductance, and improved light-load efficiency are achieved. Comprehensive simulation and experimental results based on a 500 W prototype validate the proposed strategy.

Key words: split-source inverter; single-leg-integrated; variable inductor; SPWM; unipolar modulation

基金资助项目：国家自然科学基金青年科学基金项目(52307061)；江苏省研究生科研与实践创新计划(KYCX25_3745)；江苏省大学生创新创业训练计划一般项目(2025211)。
Project supported by Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (52307061), Postgraduate Research & Practice Innovation Program of Jiangsu Province (KYCX25_3745), General Project of Jiangsu Province College Student Innovation and Entrepreneurship Training Program (2025211).

0 引言

在“双碳”目标驱动下，分布式光伏发电系统快速发展，亟需高效、高可靠性、紧凑型的并网功率变换接口，以支撑新型电力系统[1-2]。在众多拓扑中，分裂源逆变器因其单级功率变换、高电压增益能力、连续的输入电流特性、较少的升压侧无源器件数量，显著地提升了系统的整体效率，并减小了体积和器件使用成本，且可以直流耦合方式接入储能，成为分布式光伏并网的优选方案之一[3-4]。

分裂源逆变器可以看成是由传统 Boost 变换器和电压源型全桥逆变器集成而来。根据集成度不同，分裂源逆变器主要分 3 类：单管集成[5-8]、全桥臂集成[9-13]和单桥臂集成[14-18]。与前者相比，单桥臂集成分裂源逆变器少了二极管数量，具有更简单的结构和更低的实现成本，且可通过拓扑变形，很方便地实现直流输入侧与交流输出侧共地，彻底消除光伏并网发电系统的高频共模漏电流，改善系统安全性[14]。但是，其同样存在分裂源逆变器的固有缺陷：在传统正弦脉宽调制(SPWM)控制下，输入电感充电时间按正弦规律变化，使得电感电流含有很大的工频纹波，引起严重的通态损耗。该问题严重制约了单桥臂集成分裂源逆变器的性能优势的发挥，亟需开发新型调制策略以突破瓶颈。

为此，文献[15]提出了 PWM+SPWM 混合控制策略，即升压桥臂工作在 PWM 方式，通过改变占空比 D 来调节直流母线电压；另一桥臂(本文称之为逆变桥臂)采用双极性 SPWM 调制，实现交流输出电压的波形和幅值控制。该方法可以解决传统 SPWM 带来的输入电感低频纹波问题。而且，两个桥臂分工明确且开关频率解耦，因此易于实现且具有更好的控制灵活度。与传统两级式升压逆变器相比，虽然直流电压利用率下降一半，导致功率管承受较高的电压应力，但是在相同的电压纹波率约束下，直流母线电容量仅为前者的 1/4。

此外，该调制策略下占空比 D 和调制比 M 必须满足 $0.5M<D<(1-0.5M)$的制约关系，否则会出现过调制，导致输出波形畸变。在该约束关系下，为了获得升压能力，单桥臂集成分裂源逆变器通常工作在电流断续模式(discontinuous current mode, DCM)。这带来了如下技术优势：1）升压桥臂的上管实现了零电压开通，防反二极管和下管的反并二极管均为自然关断[19]；2）直流侧控制系统没有右半平面零点，与两级式升压逆变器相比，具有更好的动态特性；3）输入电感电流断续，具有天然且极强的二倍频电流纹波抑制效果，因此可以适当放宽直流母线电压纹波率，从而进一步降低所需电容量，实现“无电解电容”，改善系统功率密度和可靠性[20]。然而，DCM 控制下，随着输出功率 P_o 的下降，D 会急剧减小，从而不满足其和 M 的制约关系，引起过调制。

因此，有学者提出将占空比固定在 D=0.5，采用 P_o 作为控制量来控制直流母线电压[16]。此时，M 在(0, 1)全域内满足约束关系且连续可调，因此规避了过调制的风险，具有更好的电压调节能力和谐波特性。然而，该调制策略无法用于光伏发电和独立逆变等输出功率不可调节场景。

文献[18]利用单桥臂集成分裂源逆变器的两个桥臂开关频率解耦的特性，提出了脉冲频率调制+正弦脉宽调制(PFM+SPWM)混合控制策略，即：保持 D=0.5，通过改变升压桥臂的开关频率 f_{s1} 来调节直流母线电压，从而解决了应用场景受限的问题。然而，两个桥臂的开关频率不相等，使得滤波前输出电压呈现为双极性脉冲，导致较高的谐波含量和总谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)，增大了输出滤波电感量；此外，f_{s1} 随着负载的减小而大幅度提升，导致谐波分布发生移动，使得电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)频谱范围加大，且效率下降。

本文提出了单桥臂集成分裂源逆变器的可变电感(variable inductor, VI)+SPWM 混合控制策略。其通过改变输入电感量 L_{in} 来实现直流侧电压控制，而 D 固定为 0.5，因此同样能避免过调制和拓宽应用场景。更重要的是，由于两个桥臂的三角载波相同，因此滤波前输出电压呈现为单极性脉冲，谐波含量和 THD 大幅度降低，输出滤波电感量大幅下降，成本更低；又由于开关频率保持不变，因此频谱不会发生移动，降低了 EMI 设计难度，且轻载效率得到改善。尽管可变电感技术被广泛应用于临界连续模式(critical conduction mode, CRM)变换器[21]、DCM 变换器[22]、谐振变换器[23]、无线电能传输系统[24]等场景，但本文首次将其运用于分裂源逆变器，并详细对比分析了 PFM+SPWM 和所提 VI+SPWM 混合控制策略下的频谱特性、滤波电感设计和损耗分布，最后通过 500 W/110 V 的样机实

验验证了理论分析的正确性。

1　PFM+SPWM 控制存在的问题

1.1　主电路拓扑

图 1 所示为单桥臂集成分裂源逆变器。图中，前桥臂(开关管 S_1、S_2)既和输入电感 L_{in}、直流母线电容 C_{dc} 构成了传统的 DCM Boost 电路，又和后桥臂(开关管 S_3、S_4)、输出滤波电感 L_f、输出滤波电容 C_f 构成了桥式逆变电路。D_{S1}—D_{S4} 为开关管 S_1—S_4 的反并二极管。此外，L_{in} 需串联防反二极管 D，以避免进入三角形电流模式。

混合控制下，前桥臂(升压桥臂，占空比 D=0.5)负责控制直流母线电压平均值 U_{dc}，后桥臂(逆变桥臂)负责调节交流输出电压基波有效值 U_o。其遵循的理想电压增益关系[16]为：

$$\begin{cases}\dfrac{U_{dc}}{U_{in}}=\dfrac{1+\sqrt{1+\dfrac{U_{dc}^2}{2P_oL_{in}f_{s1}}}}{2}\\[2ex]\dfrac{U_o}{U_{dc}}=\dfrac{M}{2\sqrt{2}}\end{cases}\tag{1}$$

式中：U_{in} 为输入电压平均值。

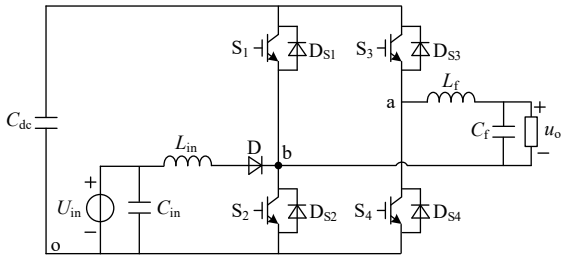


图 1　单桥臂集成分裂源逆变器

Fig.1　Single-leg-integrated split-source inverter

1.2　频谱分析

为了简便分析，作如下假设：1）所有开关管、二极管、电感和电容均为理想器件，不存在寄生参数，且换流速度足够快，无需设置死区；2）直流母线电容 C_{dc} 与输入电容 C_{in} 足够大，其电压纹波可以忽略。

图 2 给出了 PFM+SPWM 混合控制下的关键波形图。图中，u_{ao} 和 u_{bo} 为桥臂中点 a、b 相对零电位点 o 的电压；u_{rac} 为正弦调制波；u_{rdc} 为直流调制波；u_{c1} 为升压桥臂载波；u_{c2} 为逆变桥臂载波；$u_{ab}(t)$为滤波前输出电压。可以看出，由于 f_{s1} 与逆变桥臂开关频率 f_{s2} 不等，$u_{ab}(t)$含有双极性脉冲。由图 2，可推导出 $u_{ab}(t)$的傅里叶展开式，如式(2)所示。式中，ω_o、ω_{c1}(=$2\pi f_{s1}$)和ω_{c2}(=$2\pi f_{s2}$)分别为 u_{rac}、u_{c1} 的角频率和 u_{c2} 的角频率；$N=\omega_{c2}/\omega_o$，为载波比；J_n 为第 n 次贝塞尔函数。根据式(1)和式(2)，可以绘出 L_{in}=145 μH，U_{in}=100 V，U_{dc}=400 V，N=400，f_{s2}=20 kHz，U_o=110 V，不同 P_o 条件下，PFM+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器的 $u_{ab}(t)$的理论频谱分布，见图 3。

可以看出：1）除了基波外，其还含有 f_{s1} 和 f_{s2} 的奇次倍频谐波，以及以 f_{s2} 及其倍数为中心频率的边频带谐波；2）f_{s1} 处的谐波幅值最大(163.7%)；3）由于此时 M=0.78 不变，因此不同输出功率下的各次谐波的幅值基本保持不变，THD 相同；但是，f_{s1} 随着负载的减小而增大，导致谐波分布发生移动，使得 EMI 频谱范围加大。将 L_{in}=145 μH，U_{in}=100 V，U_o=110 V，N=400，P_o=500 W，f_{s2}=20 kHz 等参数代入式(1)和式(2)，可得 PFM+SPWM 混合控制下，不同 M(即：不同 U_{dc})的条件下 $u_{ab}(t)$的 THD 理论值和 Matlab/ simulink 仿真值，分别如图 4 中的虚线和圆圈所示。其中，谐波频率统计到 $20f_{s2}$。可以看出，

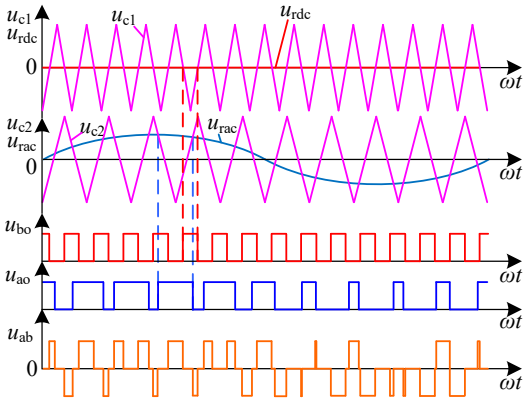
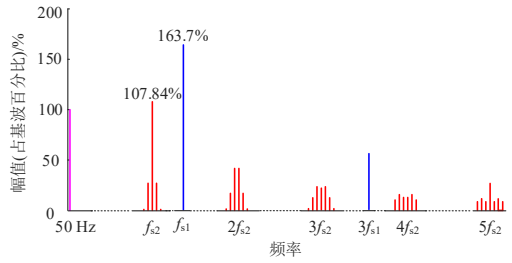


图 2　PFM+SPWM 下的关键波形

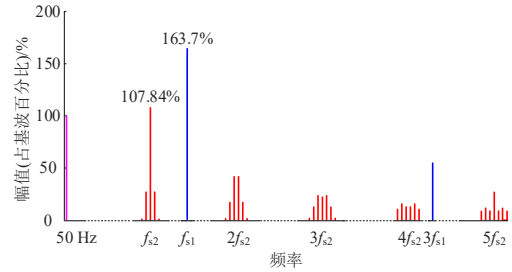
Fig.2　Key waveforms under PFM+SPWM control

$$\begin{aligned}u_{ab}=&\frac{MU_{dc}}{2}\sin(\omega_o t)-\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2U_{dc}\cos\big((2n-1)\omega_{c1}t\big)(-1)^{n-1}}{(2n-1)\pi}+\\&\frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{J_0\left(\dfrac{(2m-1)M\pi}{2}\right)}{2m-1}\sin\left(\frac{(2m-1)\pi}{2}\right)\cos\big((2m-1)\omega_{c2}t\big)+\\&\frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=\pm1}^{\infty}\frac{J_n\left(\dfrac{(2m-1)M\pi}{2}\right)}{2m-1}\sin\left(\frac{2m+2n-1}{2}\pi\right)\cdot\\&\cos(n\pi)\cos\big(\big((2m-1)N+2n\big)\omega_o t\big)+\\&\frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=0,\pm1}^{\infty}\frac{J_n(mM\pi)}{2m}\sin\left(\frac{2m+2n-1}{2}\pi\right)\sin\left(\frac{2n-1}{2}\pi\right)\cdot\\&\sin\big((2mN+2n-1)\omega_o t\big)\end{aligned}\tag{2}$$

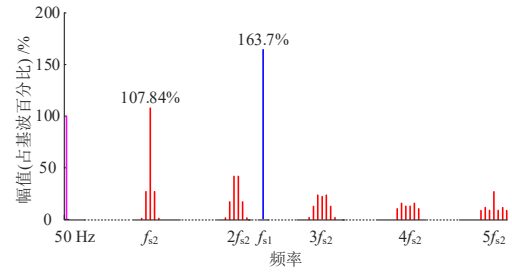
仿真值与理论值基本重合；THD 随 M 的增大而减小，且最小值高达 1.69(M=1 时取得)。



(a) 输出功率 P_o=500 W (f_{s1}≈23.0 kHz)



(b) 输出功率 P_o=400 W (f_{s1}≈28.7 kHz)



(c) 输出功率 P_o=250 W (f_{s1}≈46.0 kHz)

图 3 PFM+SPWM 下 $u_{ab}(t)$的频谱分布图

Fig.3 Spectral distributions of $u_{ab}(t)$ under PFM+SPWM

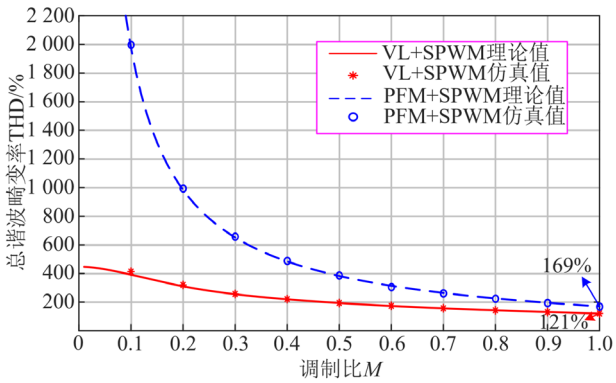


图 4 THD 与 M 的关系曲线

Fig.4 Curves of THD versus M

1.3 输出滤波电感量

图 5 给出了 PFM+SPWM 混合控制下，在 u_{rac} 的正半周，L_f 的端电压 u_{Lf}、电流 i_{Lf}、u_{ao} 和 u_{bo} 的细节波形图；可以看出，由于 f_{s1}≠f_{s2}，u_{Lf} 表现为一系列形状不规则的脉冲。但不难发现，只有在 u_{ao} 为高电平且 u_{bo} 为低电平时，u_{Lf} 才会大于零，i_{Lf} 上升。

当 L_f 的正伏秒面积 S_+达到最大时，其电流上升量 $\Delta I_{Lf,rise}$ 为：

$$\Delta I_{\mathrm{Lf,rise}}=\frac{S_+}{L_\mathrm{f}}=\frac{U_\mathrm{dc}-u_\mathrm{o}}{L_\mathrm{f}}\Delta t \tag{3}$$

式中：Δt 为 S_2 和 S_3 同时导通的时间，其最大值为 $0.5T_{s1}$；T_{s1} 为升压桥臂的开关周期；u_o=$0.5MU_{dc}\cdot\sin(\omega_o t)$为输出电压的基波分量。

因此，当 $M\sin\omega_o t$=0 且 Δt=$0.5T_{s1}$ 时，i_{Lf} 的上升值达到最大值 $\Delta I_{Lf,max}$，其为：

$$\Delta I_{\mathrm{Lf,rmax}}=\frac{U_\mathrm{dc}T_{\mathrm{s1}}}{2L_\mathrm{f}}=\frac{U_\mathrm{dc}}{2L_\mathrm{f}f_{\mathrm{s1}}}\le\frac{U_\mathrm{dc}}{2L_\mathrm{f}f_{\mathrm{s2}}} \tag{4}$$

若按照 $\Delta I_{Lf,rmax}$ 不超过 L_f 电流最大有效值 $I_{Lf,max}$ 的 40%进行电感量设计，则由式(4)可得：

$$L_\mathrm{f}\ge\frac{U_\mathrm{o}U_\mathrm{dc}}{2\times40\%P_{\mathrm{o,max}}f_{\mathrm{s2}}} \tag{5}$$

式中：$P_{o,max}$ 为最大输出功率。若 U_{dc}=400 V，U_o=110 V，$P_{o,max}$=500 W，f_{s2}=20 kHz，则所需的输出滤波电感量高达 5.5 mH 以上，导致磁芯尺寸很大，成本较高。

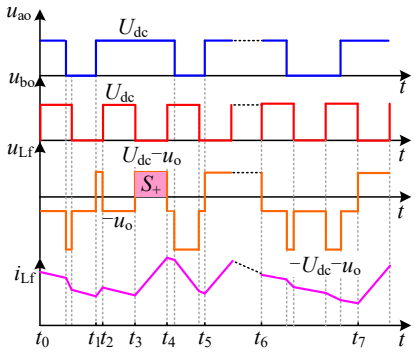


图 5 PFM+SPWM 下输出滤波电感的电压、电流波形

Fig.5 Voltage and current waveforms of output filter inductor under PFM+SPWM

2 VI+SPWM 混合控制策略

2.1 基本原理

PFM+SPWM 混合控制存在的诸多问题，包括：$u_{ab}(t)$呈现为双极性脉冲导致丰富的谐波含量和很大的 THD、频谱分布随负载移动、输出滤波电感很大，从本质上讲都是由 f_{s1}≠f_{s2} 且 f_{s1} 需要大范围调节所引起的。因此，解决这些问题的根本途径是使两桥臂的三角载波相同，且开关频率保持不变。然而，固定开关频率会导致一个控制自由度的缺失。由于 DCM-Boost 电路的升压能力还与 L_{in} 有关，因此本

文提出了 VI+SPWM 混合控制策略，即：将图 1 中感值固定的输入电感替换为 VI，如图 6 所示，通过改变 L_{in} 来调节 U_{dc}。同时，逆变桥臂仍采用 SPWM 控制。

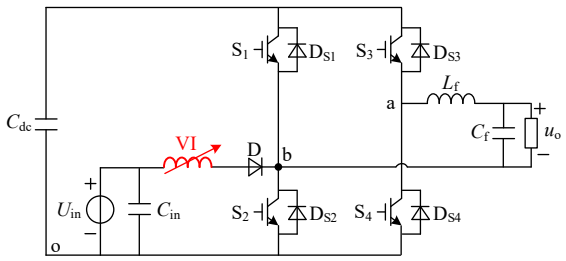


图 6　基于可变电感的单桥臂集成分裂源逆变器

Fig.6　Single-leg-integrated split-source inverter with VI+SPWM hybrid modulation

图 7 所示为 VI+SPWM 混合控制下的关键波形。可以看出，升压桥臂和逆变桥臂采用同一个双极性对称三角载波 u_c，因此 VI+SPWM 混合控制下两桥臂的开关频率 f_s 严格相等，即 $f_{s1}=f_{s2}=f_s$；将 $u_{rdc}=0$ 与 u_c 交截，得到占空比 D 固定为 0.5 的方波信号，以驱动升压桥臂上管 S_1；将 u_{rac} 与 u_c 交截，得到逆变桥臂上管 S_3 的 SPWM 驱动信号。开关管 S_2 和 S_4 分别与 S_1 和 S_3 互补工作。该调制策略下，由于 $f_{s1}=f_{s2}$，$u_{ab}(t)$呈现为单极性的脉冲形式。这将有助于降低谐波含量和幅值，减小所需输出滤波电感量，并改善 EMI 特性。

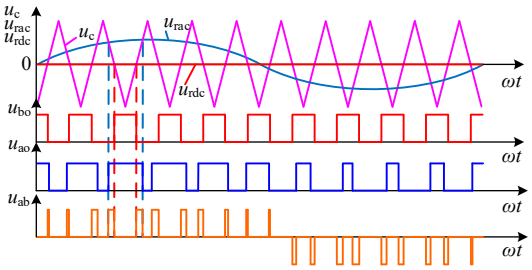


图 7　VI+SPWM 下的关键波形

Fig.7　Key waveforms under VI+SPWM control

2.2　频谱分析

VI+SPWM 控制可以看成是 PFM+SPWM 控制时 $f_{s1}=f_{s2}=f_s$ 的特例。因此，令式(2)中的$\omega_{c1}=\omega_{c2}=\omega_c$，$\omega_c(=2\pi f_s)$为 u_c 的角频率，可得 VI+SPWM 下 $u_{ab}(t)$的傅里叶展开式，如式(6)所示。式中，第 1 项表示基波分量，第 2 项表示载波奇次倍频谐波，第 3 项表示以载波奇次倍频为中心，以基波偶次倍频为步距向两侧展开的边带谐波分量簇；第 4 项表示以载波偶次倍频为中心，以基波奇次倍频为步距向两侧展开的边带谐波分量簇。

比较式(2)和式(6)，可以看出 VI+SPWM 和 PFM+SPWM 控制下的直流电压利用率均为 0.5M；式(6)缺失了式(2)中的第 2 项，因此谐波含量更少；而且，载波的 $4n+1(n\in\mathbf{N})$次倍频谐波幅值降低，$4n+3$ 次倍频谐波幅值增大。

将 U_{in}=100 V，U_{dc}=400 V，N=400，f_s=20 kHz，U_o=110 V 等参数代入式(1)和式(6)，可以绘出 VI+SPWM 控制下 $u_{ab}(t)$的理论频谱分布，如图 8 所示。可以看出，$3f_s$ 处的谐波幅值最大，为 78.2%，约为 PFM+SPWM 控制下谐波最大幅值的一半。将 U_{in}=100 V，N=400，f_s=20 kHz，U_o=110 V，P_o=500 W 等参数代入式(1)和式(6)，可得 VI+SPWM 混合控制下，不同 M(即：不同 U_{dc})的条件下 $u_{ab}(t)$的 THD 理论值和 Matlab/simulink 仿真值，分别如图 4 中的实线和星形所示。其中，谐波频率统计到 $20f_s$。可以看出，VI+SPWM 混合控制下，$u_{ab}(t)$的 THD 的仿真值与理论值基本重合，在全调制比范围内均显著低于 PFM+SPWM 混合控制，且随 M 的增大而减小。最小值为 1.21(M=1 时取得)。此外，由于 f_s 固定，因此谐波分布频段不会发生移动。

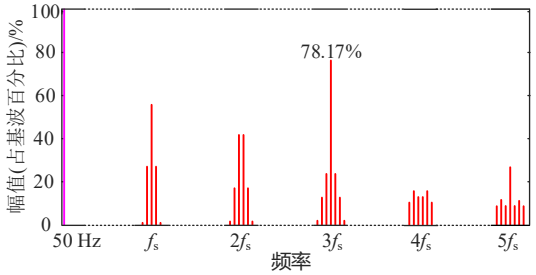


图 8　VI+SPWM 下 $u_{ab}(t)$的频谱分布

Fig.8　Spectral distribution of $u_{ab}(t)$ under VI+SPWM

$$
\begin{aligned}
u_{ab}=&\frac{MU_{dc}}{2}\sin(\omega_o t)+\\
&\frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\left(\frac{\mathrm{J}_0\left(\frac{(2m-1)M\pi}{2}\right)}{2m-1}\sin\left(\frac{(2m-1)\pi}{2}\right)-(-1)^{m-1}\frac{2U_{dc}}{(2m-1)\pi}\right)\cdot\\
&\cos\left((2m-1)\omega_c t\right)+\frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=\pm1}^{\infty}\frac{\mathrm{J}_n\left(\frac{(2m-1)M\pi}{2}\right)}{2m-1}\cdot\\
&\sin\left(\frac{2m+2n-1}{2}\pi\right)\cos(n\pi)\cos\left(\left((2m-1)N+2n\right)\omega_o t\right)+\\
&\frac{2U_{dc}}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=0,\pm1}^{\infty}\frac{\mathrm{J}_n(mM\pi)}{2m}\sin\left(\frac{2m+2n-1}{2}\pi\right)\sin\left(\frac{2n-1}{2}\pi\right)\cdot\\
&\sin\left((2mN+2n-1)\omega_o t\right)
\end{aligned}
\tag{6}
$$

2.3 输出滤波电感

图 9 给出了在 u_{rac} 的正半周，VI+SPWM 混合控制下，u_{ao}、u_{bo}、u_{Lf} 和 i_{Lf} 的细节波形。可以看出，当 $t\in[t_1, t_2]$和$[t_3, t_4]$时，$u_{Lf}=u_{ab}-u_o=U_{dc}-u_o>0$，$i_{Lf}$ 上升。由于采用对称三角载波，因此可近似认为这两个时段的持续时间 Δt_{rise} 相同，即：

$$\Delta t_{rise}=\frac{d_3-d_1}{2}T_s=\frac{(0.5+M\sin\omega_o t)-0.5}{2}T_s=\frac{MT_s\sin\omega_o t}{2} \tag{7}$$

式中：d_1 和 d_3 分别为 S_1 和 S_3 的驱动信号占空比；T_s 为 VI+SPWM 混合控制下的开关周期。

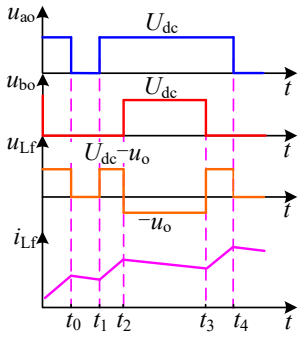


图 9 VI+SPWM 下 u_a、u_b、u_{Lf} 和 i_{Lf} 的细节波形

Fig.9 Detail waveforms of u_a, u_b, u_{Lf} and i_{Lf} under VI+SPWM

因此，电流 i_{Lf} 的上升量 $\Delta I_{Lf,rise}$ 为：

$$\Delta I_{Lf,rise}=\frac{U_{dc}-\frac{MU_{dc}}{2}\sin\omega_o t}{L_f}\Delta t_{rise}=\frac{U_{dc}}{2L_f}MT_s\sin\omega_o t\left(1-\frac{M}{2}\sin\omega_o t\right) \tag{8}$$

当 $M\sin\omega_o t=1$ 时，$\Delta I_{Lf,rise}$ 达到最大值 $\Delta I_{Lf,max}$：

$$\Delta I_{Lf,rmax}=\frac{U_{dc}T_s}{4L_f} \tag{9}$$

若按照 $\Delta I_{Lf,rmax}$ 不超过最大有效值 $I_{Lf,max}$ 的 40% 进行电感量设计，则：

$$L_f\geq\frac{U_oU_{dc}}{4\times40\%P_{o,max}f_s} \tag{10}$$

比较式(10)和式(5)，可以看出，与 PFM+ SPWM 相比，在相同设计指标下采用 VI+SPWM 可以使 L_f 减小一半。

3 控制策略

图 10 所示为传统可变电感的基本结构。可以看出，磁芯的中柱缠绕主绕组 N_3，流过电感电流 i_{Lin}；两边柱缠绕极性相反、匝数相同的辅助绕组 N_1 与 N_2。在 N_1 与 N_2 中通入直流偏置电流 I_{bias}。通过改变 I_{bias} 的大小，来改变边柱磁芯的饱和程度，从而实现电感量的控制。本文所采用可变电感的结构、工作原理和制作方法与传统可变电感完全一样，且已有大量文献对其进行了深入讨论，故在此不再赘述。

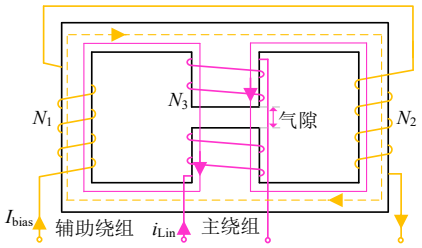


图 10 可变电感的基本结构

Fig.10 Model of variable inductor

所提 VI+SPWM 混合控制策略的实现方法与基本特性与逆变器的工作模式无关，因此本文以离网模式为例进行实验验证，其控制结构如图 11 所示。可以看出，系统具有直流母线电压环和交流输出电压环两个控制环路。前者采用模拟控制，后者采用数字控制。

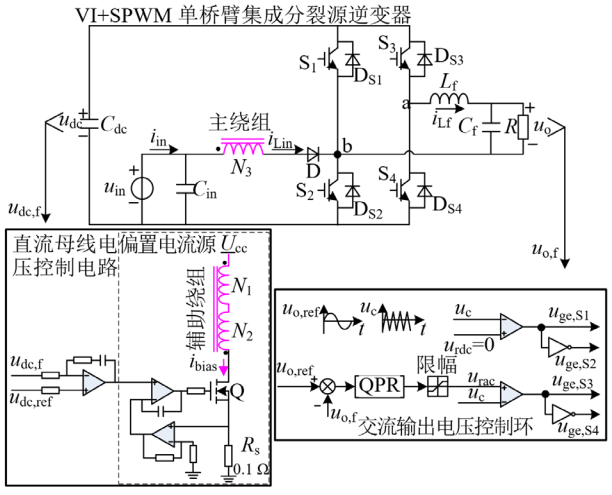


图 11 VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器控制结构

Fig.11 Control structure of single-leg-integrated split-source inverter with VI+SPWM

直流母线电压控制器采用比例积分(proportional integral, PI)调节器，其输出作为 I_{bias} 的基准值；电流内环控制器采用积分调节器，其输出作为 MOS 管 Q 的驱动信号。由于 Q 工作在恒流区，因此通过改变其驱动电压大小，可以调节 I_{bias}，进而调整输入电感量[21-24]，最终实现直流母线恒压控

制。需要强调的是，升压桥臂的开关频率与占空比固定，相当于开环控制。

交流输出电压采用电压型控制，以准比例谐振(quasi-proportional resonant, QPR)控制器作为电压控制器。其输出信号即为正弦调制波 $u_{rac,}$ 与 u_c 交截后，产生逆变桥臂的 SPWM 驱动信号 $u_{ge,S3}$ 与 $u_{ge,S4}$，实现 u_o 的控制。

4　参数设计

为了验证原理分析的正确性，设计了一台 VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器的实验样机。其设计指标如表 1 所示。所得主电路参数如表 2 所示。由于 C_{in}、C_{dc} 和 C_f 的设计，以及功率管选型和传统 DCM Boost 变换器、单相全桥逆变器相同，且有大量文献对此进行详细的介绍，故在此不再赘述。本章仅讨论输入可变电感 L_{in} 的设计方法。

对式(1)变形，可得：

$$L_{in}=\frac{U_{dc}^2}{2P_o f_s\left(\left(\frac{2U_{dc}}{U_{in}}-1\right)^2-1\right)} \tag{11}$$

可以看出，当 U_{in}、U_{dc} 和 f_s 不变时，L_{in} 将随着 P_o 的上升而下降。将表 1 所示参数代入式(11)，可以得出理想条件下输入电感量的变化范围：166.7 μH≤L_{in}≤322.2 μH。

设计可变电感的主绕组时，需确保 I_{bias}=0 时，L_{in} 达到约 322 μH。设计可变电感的辅助绕组与偏置电流源时，需要尽量减小供电电源电压 U_{cc} 和 I_{bias} 的大小，以减少偏置电流源的损耗。前者需要降低辅助绕组的等效电阻，后者要求辅助绕组具有足够多的匝数[24]。

图 12 给出了 L_{in} 与 I_{bias} 的实测关系曲线。在 I_{bias}=0 时，实际 L_{in}≈320 μH，随着 I_{bias} 的增大，L_{in} 逐渐下降。

5　损耗分析

由于逆变器中的电容均采用具有低等效串联电阻的聚丙烯薄膜电容器，栅极驱动器和控制电路由外部辅助电源供电。因此，计算理论效率时不考虑上述器件的损耗。上述两种控制策略下，逆变器的功率管开关方式和各器件的损耗计算公式完全相同。文献[17]对其已有详尽阐述，故在此不再赘述，直接给出相关结论。

电感 L_{in} 和 L_f 的损耗 p_{Lin} 和 p_{Lf} 为：

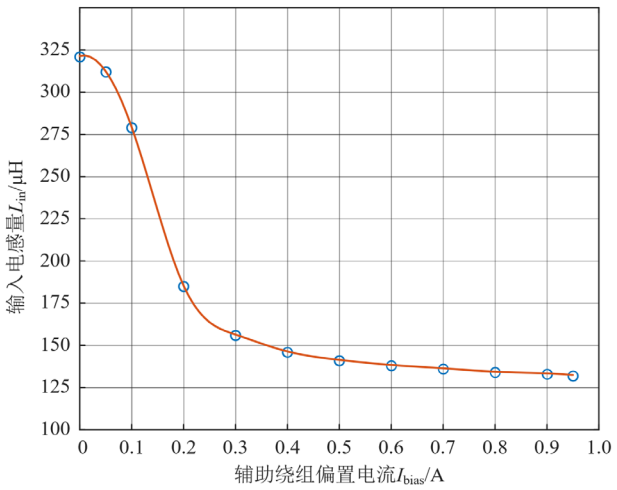


图 12　可变电感量与偏置电流的实测关系曲线

Fig.12　Measured curve of variable inductance L_{in} versus bias current I_{bias}

表 1　样机设计指标

Table 1　Specifications of prototype

参数	数值
输入电压平均值 U_{in}/V	100
输出功率 P_o/W	250~500
输出电压基波有效值 U_o/V	110
输出电压基波频率 f_o/Hz	50
直流母线电压平均值 U_{dc}/V	400
直流母线电压纹波率 δu_{dc}/%	≤10
开关频率 f_s/kHz	20

表 2　样机主电路参数

Table 2　Parameters of the prototype main circuit

元件	参数
开关管 S_1、S_3、S_4	NGTB50N60L2WG(600 V/50 A)
开关管 S_2	SRC60R022FBSS(600 V/46 A)
防反二极管 D	IDW30C65D1(650 V/30 A)
输入电感 L_{in}	320 μH, $R_{L,dc}$=28 mΩ@I_{bias}=0 EDT59, PC40, B_m=0.2 T, N_1=N_2=140, N_3=34, δ_g=1.7 mm, V_e=51.2 cm^3
输出滤波电感 L_f	KH184060×2, 2.75 mH, R_L=170 mΩ, V_e=42.6 cm^3
输入电容 C_{in}	CBB/2×22 μF/300 V
直流母线电容 C_{dc}	CBB/2×50 μF/500 V+2×22 μF/500 V
输出滤波电容 C_f	CBB/4.7 μF/300 V

$$\begin{cases} p_{Lin}=I_{Lin}^2R_{Lin}+P_{c1}V_{e1} \\ p_{Lf}=I_{Lf}^2R_{Lf}+P_{c2}V_{e2} \end{cases} \tag{12}$$

式中：I_{Lin} 和 R_{Lin} 分别为输入电感的电流有效值和主绕组等效电阻；I_{Lf} 和 R_{Lf} 分别为输出滤波电感的基波电流有效值和等效电阻；P_{c1} 和 P_{c2} 分别为 L_{in} 和

L_f的磁芯材料的单位体积铁耗；V_{e1}和V_{e2}分别为L_{in}和L_f的磁芯体积。

防反二极管 D 的损耗p_D为：

$$p_D = I_{D,rms}^2 R_D + I_{Lin} U_{F1} \tag{13}$$

式中：R_D和U_{F1}分别为防反二极管 D 的等效电阻和起始导通压降；$I_{D,rms}$为防反二极管 D 的电流有效值。

开关管 S_1、S_3和 S_4均采用 IGBT。其中，S_1(含反并二极管 D_{S1}、下文相同)的总损耗p_{S1}为：

$$p_{S1} = U_{ce,sat} I_{S1} + U_{F2} I_{DS1} + \frac{E_{off} f_s U_{dc}}{U_{cc} I_{cc}} I_{S1} + \frac{E_{rr} f_s}{2} \tag{14}$$

式中：I_{S1}和I_{DS1}分别为 S_1和 D_{S1}的平均电流；$U_{ce,sat}$和U_{F2}分别为二者的导通压降；E_{off}和E_{rr}分别为二者每次关断时所消耗的能量；U_{cc}与I_{cc}分别为 IGBT 数据表中的测试电流和电压。

由于反并二极管 D_{S2}实现了自然关断，故开关管 S_2可采用通态电阻小的 CoolMos 器件，其损耗p_{S2}为：

$$\begin{aligned} p_{S2} = {} & \frac{1}{4} C_{oss} U_{dc}^2 f_s + \frac{\sqrt{2} t_r}{6\pi} f_s I_{Lf} U_{dc} + \\ & \frac{t_f}{12 L_{in}} U_{in} U_{dc} + I_{S2,rms}^2 R_{on} + I_{DS2} U_{F3} \end{aligned} \tag{15}$$

式中：$I_{S2,rms}$为 S_2的电流有效值；U_{F3}和I_{DS2}分别为 D_{S2}的导通压降和平均电流；R_{on}、C_{oss}、t_r、t_f分别为 S_2的通态电阻、输出电容、上升时间、下降时间。

开关管 S_3、S_4的损耗p_{S3}、p_{S4}相等，为：

$$\begin{aligned} p_{S3} = p_{S4} = {} & U_{ce,sat} I_{S3} + U_{F2} I_{DS3} + \\ & \frac{U_{dc} I_{S3}}{U_{cc} I_{cc}} \left(E_{on} + E_{off} \right) f_s + \frac{E_{rr} f_s}{2} \end{aligned} \tag{16}$$

式中：I_{S3}和I_{DS3}分别为 S_3和 D_{S3}的平均电流；E_{on}为开关管每次开通时消耗的能量。

需要注意的是，VI+SPWM 控制会给单桥臂集成式分裂源逆变器带来额外的损耗，即图 11 中的偏置电流源电路(包含 MOS 管 Q、辅助绕组和采样电阻R_s)的总损耗p_{ccs}为：

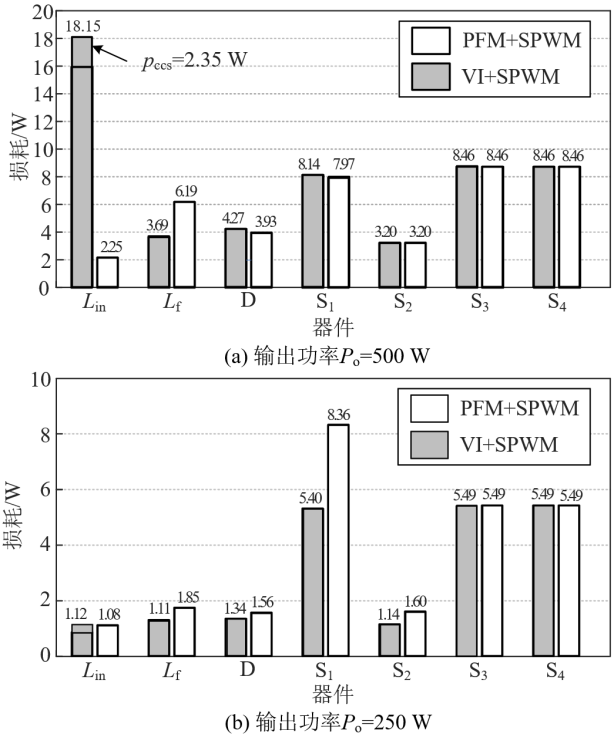
$$p_{ccs} = I_{bias} U_{cc} \tag{17}$$

式中：U_{cc}本文采用 2.5 V。

根据式(12)—式(17)，并结合表 1、表 2、表 A1(见附录 A)所示参数，可得 VI+SPWM 与 PFM+SPWM 两种控制策略下的损耗分布，如图 13 所示。

由图 13 可知，VI+SPWM 与 PFM+SPWM 控制下，单桥臂集成式分裂源逆变器在 500 W 时的预测效率分别为 90.2%与 92.5%；在 250 W 时分别为 92.2%与 90.8%。这表明，在轻载条件下。所提 VI+SPWM 混合控制更具有效率优势。其原因解释如下。

由图 13(b)可以看出，当P_o=250 W 时，逆变桥臂在两种策略下的损耗完全相等，输入电感和防反二极管的损耗非常接近，逆变器的效率差异主要由输出滤波电感和升压桥臂所导致。当P_o=250 W 时，VI+SPWM 控制下的开关频率仅为 PFM+SPWM 控制下的一半，因此升压桥臂的开关损耗得以大幅度降低。与 PFM+SPWM 相比，VI+SPWM 控制下所需的输出滤波电感量下降一半，因此磁芯体积和绕组等效电阻显著降低，铜耗和铁耗也相应减小。



(a) 输出功率P_o=500 W

(b) 输出功率P_o=250 W

图 13 损耗分布

Fig.13 Distribution of power losses

6 实验验证

6.1 实验平台

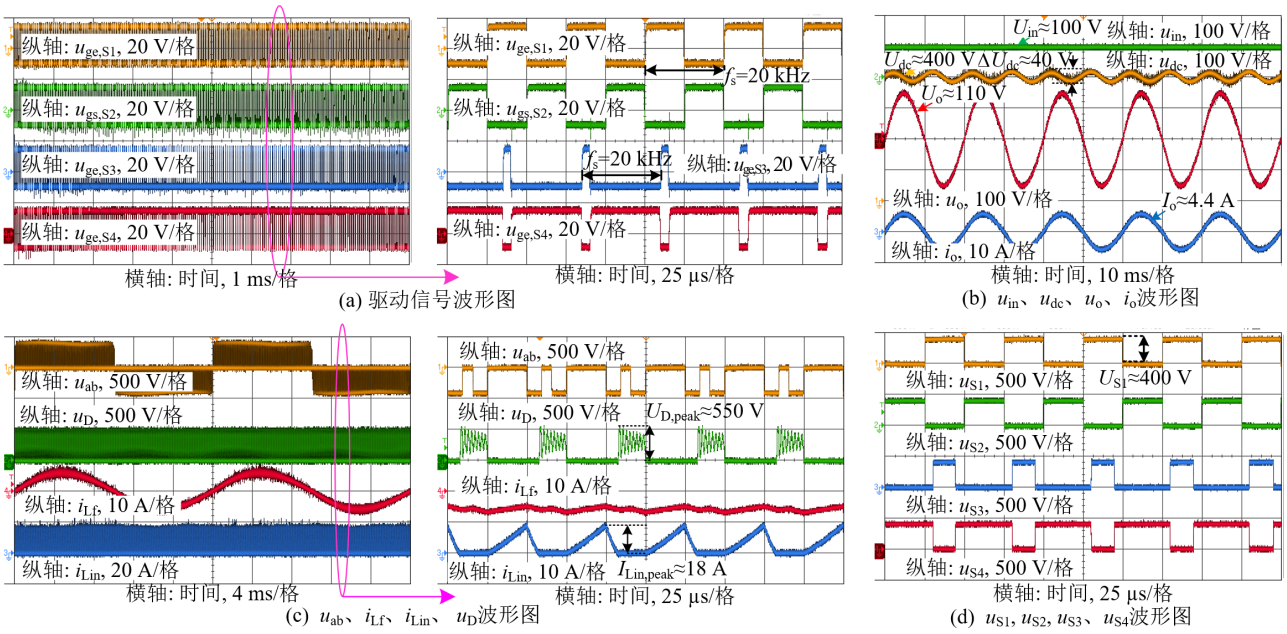
基于表 1 和表 2 所示参数，搭建了 VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器的实验平台。实验中，采用铝壳电阻作为负载，采用 TMS320F28335 作为主控单元，采用是德示波器 DSOX1204G 测量拍摄各电压、电流的实验波形，并测量 u_{ab} 的频谱分布；采用高精度功率分析仪青智 8930 测量变换效率和u_o的 THD；此外，u_{dc}和u_o的采样系数分别为 0.002 2 与 0.005 9。直流母线电压控制器采用 PI 调节器，其参数为k_{p1}=1，k_i=100；输出电压控制器采用 QPR 调节器，其参数为k_{p2}=0.3、k_r=15、$\omega_{c,QPR}$=15 rad/s

和ω_o=314 rad/s。

6.2　稳态实验

图 14 和图 15 分别给出了 U_{in}=100 V，U_{dc}=400 V，U_o=110 V，N=400，P_o 分别为 500 W 和 250 W 时，VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器的稳态实验波形。其中，图 14(a)和图 15(a)所示为开关管 S_1—S_4 的驱动信号 $u_{ge,S1}$, $u_{gs,S2}$, $u_{ge,S3}$ 和 $u_{ge,S4}$ 的波形。可以看出，升压桥臂的占空比恒定为 D=0.5，逆变桥臂处于 SPWM 控制，且二者的开关频率均等于 20 kHz。

图 14(b)与图 15(b)所示为输入电压 u_{in}、直流母线电压 u_{dc}、u_o 和输出电流 i_o 的波形。可以看出，u_{in} 和 u_{dc} 的平均值分别为 U_{in}=100 V 和 U_{dc}=400 V；u_{dc} 的二倍频纹波率分别约为 10%和 5%；u_o 和 i_o 均呈正弦规律变化，且二者同相；u_o 的有效值 U_o 约为 110 V，实测 THD 分别为 3.45%与 2.60%。这表明，VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器可以实现升压和逆变功能。

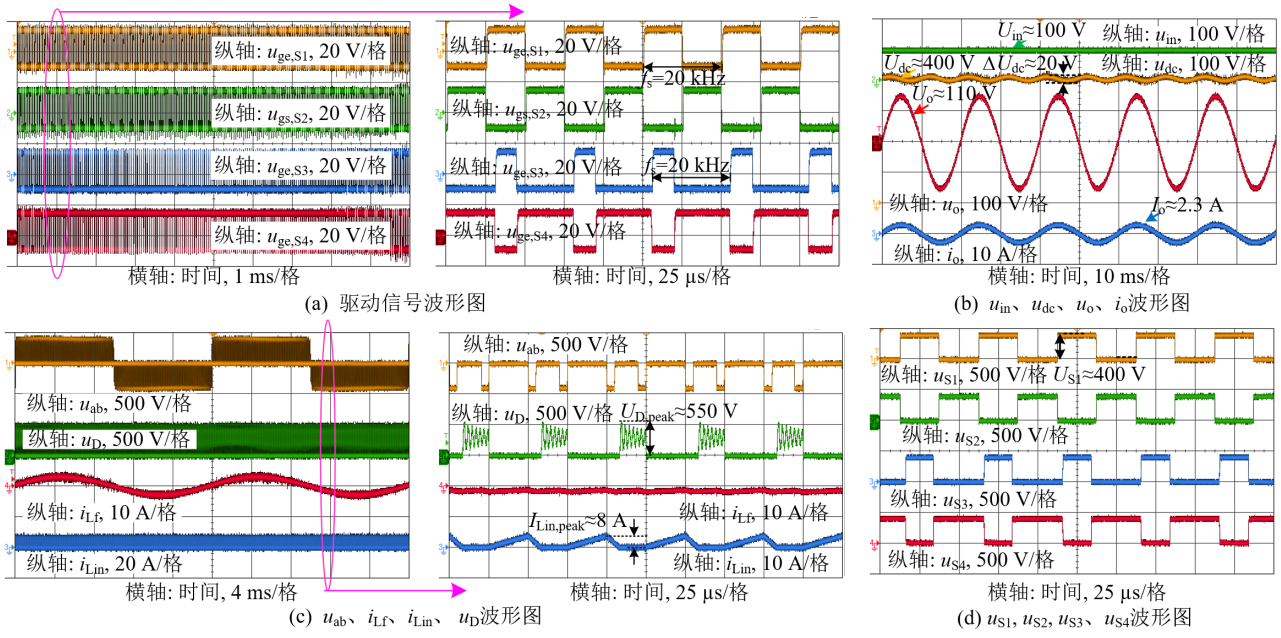


(a) 驱动信号波形图　(b) u_{in}、u_{dc}、u_o、i_o波形图

(c) u_{ab}、i_{Lf}、i_{Lin}、u_D波形图　(d) u_{S1}, u_{S2}, u_{S3}、u_{S4}波形图

图 14　P_o=500 W 时的稳态实验波形

Fig.14　Steady-state experimental waveforms when P_o=500 W



(a) 驱动信号波形图　(b) u_{in}、u_{dc}、u_o、i_o波形图

(c) u_{ab}、i_{Lf}、i_{Lin}、u_D波形图　(d) u_{S1}, u_{S2}, u_{S3}、u_{S4}波形图

图 15　P_o=250 W 时的稳态实验波形

Fig.15　Steady-state experimental waveforms when P_o=250 W

图 14(c)和图 15(c)所示为 u_{ab}、i_{Lf}、i_{Lin} 和防反二极管 D 电压 u_D 的波形。可以看出，u_{ab} 始终为单极性；i_{Lin} 断续，其峰值 $I_{Lin,peak}$ 分别为 18 A 和 8 A，故输入电感量分别约为 138.9 μH 和 312.5 μH；防反二极管 D 实现了零电流关断，但关断后其结电容与 L_{in} 产生谐振，导致端电压呈现振铃现象，实际电压应力增大，约为 550 V。此外，i_{Lf} 在峰值点处最“粗”，这表明了其在该点处的峰峰值最大。

图 14(d)和图 15(d)所示为开关管的端电压 u_{S1}，u_{S2}，u_{S3} 和 u_{S4} 的波形。可以看出，所有开关管的电压应力均相等，约为 400 V。上述实验结果与理论分析的结论相一致。

图 16 和图 17 给出了 U_{in}=100 V，U_{dc}=400 V，U_o=110 V，N=400，分别采用 VI+SPWM 和 PFM+SPWM (L_{in}=145 μH，f_{s2}=20 kHz)下，单桥臂集成分裂源逆变器的 u_{ab} 的实测频谱分布。可以看出，PFM+SPWM 控制下，u_{ab} 除了含有以 f_{s2} 及其倍数为中心频率的谐波簇之外，还存在 f_{s1} 的奇次倍谐波，且后者会随功率的变化而在频谱中移动。此外，f_{s1} 处的谐波有效值 $U_{fs1,rms}$ 最大，在 500 W、400 W 与 250 W 时其分别约为 179 V、171 V 与 176 V，占基波分量的 162.7%、155.5%与 160.0%。VI+SPWM 控制下，u_{ab} 的谐波簇中心频率始终为 f_s 的倍数，且分布不会随负载功率变化而移动；而且，$3f_s$ 处谐波的有效值 $U_{3fs,rms}$ 最大，约为 85 V，与 PFM+SPWM 控制相比，谐波最大有效值下降了约 51.4%。

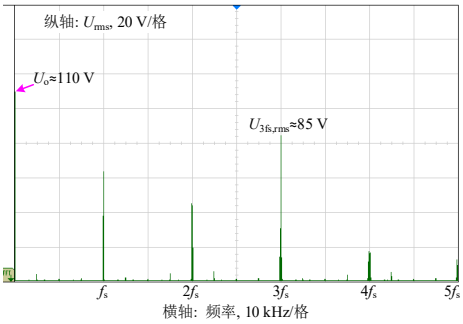
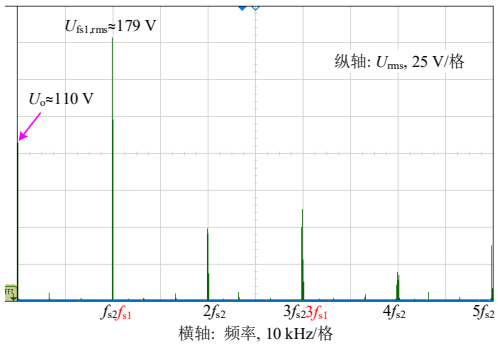


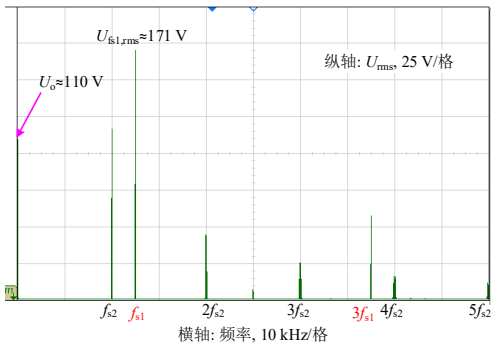
图 16 VI+SPWM 下的 $u_{ab}(t)$的频谱分布

Fig.16 Spectral distribution of $u_{ab}(t)$ under VI+SPWM

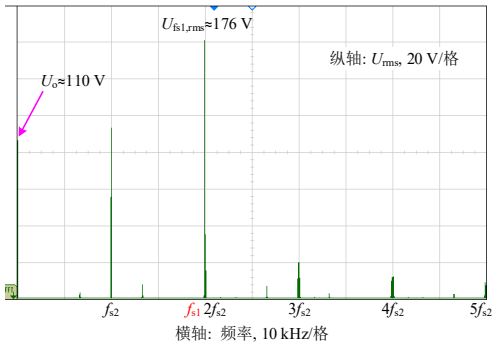
图 18 给出了 VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器的实测效率曲线。可以看出，轻载效率为 92.1%，系统满载效率约为 89.7%。这是因为，重载时为了减小电感量，可变电感的辅助绕组电流自动增大，这导致其主绕组的交流等效电阻上升，通态损耗增大。



(a) 输出功率 P_o=500 W(f_{s1}≈20 kHz)



(b) 输出功率 P_o=400 W(f_{s1}≈25 kHz)



(c) 输出功率 P_o=250 W(f_{s1}≈40 kHz)

图 17 PFM+SPWM 下的 $u_{ab}(t)$的频谱分布

Fig.17 Spectral distribution of $u_{ab}(t)$ under PFM+SPWM

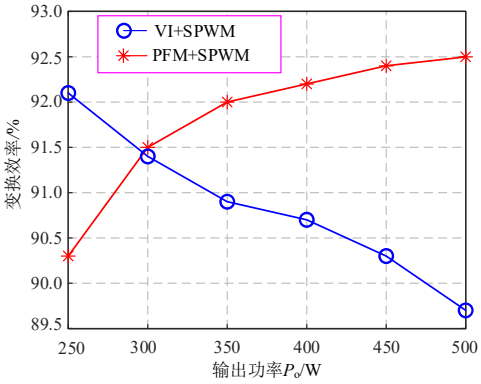


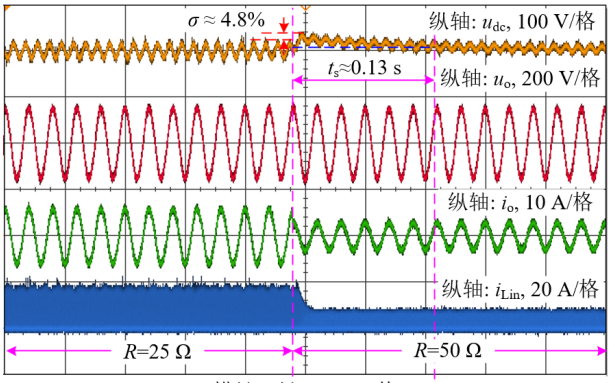
图 18 实测效率

Fig.18 Measured efficiencies

6.3 瞬态实验

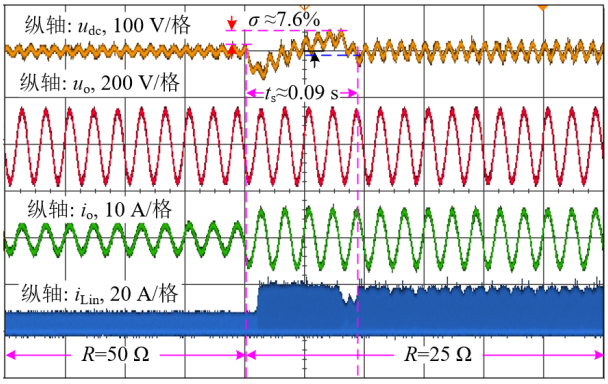
图 19 给出了负载电阻 R 在 25 Ω和 50 Ω之间切

换时，VI+SPWM 单桥臂集成分裂源逆变器的 i_{Lin}、u_{dc}、u_o、i_o 的瞬态实验波形。可以看出，负载切换后，经过不超过 0.13 s 的调节过程后，u_{dc} 和 u_o 均能重新恢复稳定，稳态值分别为 U_{dc}=400 V 和 U_o=110 V；突卸和突加负载时 u_{dc} 的超调量分别约为 4.8%和 7.6%。这表明，在所采用的控制参数下，系统可以在全负载范围内稳定运行，且具有较小的超调量和良好的快速性。



横轴: 时间, 50 ms/格

(a) R由25 Ω突变为50 Ω



横轴: 时间, 50 ms/格

(b) R由50 Ω突变为25 Ω

图 19　瞬态实验波形

Fig. 19　Transient experimental waveforms

7　结论

本文提出了用于单桥臂集成分裂源逆变器的 VI+SPWM 混合控制策略，并通过 500 W/110 V 的原理样机实验验证了理论分析的正确性。研究结果表明：

1）与 PFM+SPWM 相比，所提 VI+SPWM 混合控制策略同样可以实现升压、逆变功能，和调制比 M 的全域可调。

2）虽然可变电感制作复杂，但是采用数模结合，且避免了变频控制，因此极大地降低了数字控制器的运算量和系统软件实现难度。

3）VI+SPWM 混合控制策略为开关频率固定的单极性调制方式，u_{ab} 的频谱分布不会随负载变化而移动，且消除了 f_{s1} 的奇次倍频谐波，谐波最大幅值下降一半，THD 显著降低，因此相同设计指标下的输出滤波电感量下降一半，导致成本下降额度超过因额外的辅助绕组与偏置电流源所带来的可变电感的成本增加值。因此，与 PFM+SPWM 相比，系统器件总成本反而更低。

4）由于所提 VI+SPWM 混合控制下开关频率保持不变，因此逆变器具有更高的轻载效率。其不足之处在于重载效率相对较低，原因在于重载时的可变电感辅助绕组的偏置电流较大，导致主绕组交流等效电阻和通态损耗急剧上升。课题组下一步将对该现象的产生机制和解决方法开展深入研究。

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

参考文献　References

[1] 殷小东，余佶成，刘俊杰，等. 适用于构网型新能源发电系统的 MCSPWM 多电平逆变器[J]. 高电压技术，2024，50(2)：861-869.
YIN Xiaodong, YU Jicheng, LIU Junjie, et al. MCSPWM multilevel inverter for grid-forming new energy generation system[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(2): 861-869.

[2] 刘鸿鹏，滕禹，卢壮，等. 低直流链电压尖峰的二极管辅助型优化 Y 源逆变器[J]. 高电压技术，2023，49(6)：2569-2578.
LIU Hongpeng, TENG Yu, LU Zhuang, et al. Diode-assisted optimized Y-source inverter with low DC link voltage spike[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(6): 2569-2578.

[3] 朱小全，叶开文，金科，等. 单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器[J]. 中国电机工程学报，2024，44(9)：3679-3690.
ZHU Xiaoquan, YE Kaiwen, JIN Ke, et al. Single-phase single-stage coupled inductor split-source boost inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2024, 44(9): 3679-3690.

[4] 王汝田，王浩，袁帅，等. 一种基于分裂源的双输出 T 型三电平逆变器[J]. 电工技术学报，2024，39(24)：7777-7792.
WANG Rutian, WANG Hao, YUAN Shuai, et al. A dual-output T-type three-level inverter topology based on split source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(24): 7777-7792.

[5] TRAN V T, NGUYEN K M, DO D T, et al. A new topology of single-phase common ground buck-boost inverter with component voltage rating reduction[J]. IEEE Access, 2023, 11: 58333-58348.

[6] LEE S S, SIWAKOTI Y P, LIM C S, et al. An improved PWM technique to achieve continuous input current in common-ground transformerless boost inverter[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2020, 67(12): 3133-3136.

[7] LEE S S, LIM R J S, BARZEGARKHOO R, et al. A family of single-phase single-stage boost inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(8): 7955-7964.

[8] LEE S S, Tan A S T, ISHAK D, et al. Single-phase simplified split-source inverter (S^3I) for boost DC–AC power conversion[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(10): 7643-7652.

[9] GULER N, KOMURCUGIL H. Energy function based finite control set predictive control strategy for single-phase split source inverters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(6): 5669-5679.

[10] MONTAZERI S H, MILIMONFARED J, ZOLGHADRI M R. Multi-

dimensional pulsewidth modulation for cascaded split-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(1): 137-146.

[11] YIN C Q, DING W L, MING L, et al. Single-stage active split-source inverter with high DC-link voltage utilization[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 6699-6711.

[12] 胡茂，秦岭，陈瑞祥，等. 基于单极倍频 SPWM 调制的单相 Buck-Boost 集成式升压逆变器研究[J]. 中国电机工程学报，2017，37(13)：3863-3873.
HU Mao, QIN Ling, CHEN Ruixiang, et al. Research on single phase Buck-Boost integrated step-up inverter with monopole frequency doubling SPWM modulation[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3863-3873.

[13] 尹铭，秦岭，胡茂，等. 三相 SPWM 混合调制 Boost 集成式光伏逆变器[J]. 电网技术，2020，44(7)：2691-2700.
YIN Ming, QIN Ling, HU Mao, et al. Boost-integrated photovoltaic inverter with three-phase SPWM hybrid modulation[J]. Power System Technology, 2020, 44(7): 2691-2700.

[14] 南通大学. 零共模电流单相非隔离型光伏升压逆变器及其控制方法：CN202210971734.9[P]. 2025-07-22.
Nantong University. Zero common mode current single-phase non-isolated photovoltaic boost inverter and control method thereof: CN202210971734.9[P]. 2025-07-22.

[15] 史尤杰，刘邦银，段善旭. 单级式单相逆变器及其低频输入电流纹波抑制[J]. 高电压技术，2019，45(1)：259-268.
SHI Youjie, LIU Bangyin, DUAN Shanxu. Single-stage single-phase inverter and its low-frequency input current ripple reduction[J]. High Voltage Engineering, 2019, 45(1): 259-268.

[16] 吴云亚，阚加荣，谢少军，等. 可抑制低频电流纹波的单级升压式并网逆变器[J]. 电网技术，2014，38(12)：3313-3320.
WU Yunya, KAN Jiarong, XIE Shaojun, et al. A single-stage voltage boost grid-connection inverter enable to suppress low-frequency current ripple[J]. Power System Technology, 2014, 38(12): 3313-3320.

[17] QIN L, DUAN B Y, SOON J L, et al. Hybrid PFM and SPWM control scheme for DCM single-leg-integrated boost inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12288-12298.

[18] 段冰莹，沈家鹏，秦岭，等. DCM 单桥臂集成 Boost 逆变器用 PFM+SPWM 混合调制策略[J]. 中国电机工程学报，2023，43(11)：4398-4409.
DUAN Bingying, SHEN Jiapeng, QIN Ling, et al. PFM+SPWM hybrid modulation scheme for DCM single-leg-integrated Boost Inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(11): 4398-4409.

[19] 周磊，秦岭，王亚芳，等. 连续三态模式开关前置型准 Z 源高增益 Boost 变换器的特性[J]. 高电压技术，2023，49(5)：2150-2160.
ZHOU Lei, QIN Ling, WANG Yafang, et al. Characteristics of prepositive-switch quasi-Z-source high-gain Boost converter in continuous triple-state mode[J]. High Voltage Engineering, 2023, 49(5): 2150-2160.

[20] 钱天泓，贾兴洋，黄新，等. 混合储能用高压侧电流近似零纹波且少器件的 ZVS 高增益双向变换器[J]. 高电压技术，2026，52(2)：754-767.
QIAN Tianhong, JIA Xinyang, HUANG Xin, et al. ZVS high gain bidirectional converter with near-zero ripple high voltage side current and reduced components for hybrid energy storage systems[J]. High Voltage Engineering, 2026, 52(2): 754-767.

[21] YAO K, LIU J T, ZHU D D, et al. High power factor CRM boost PFC converter with optimum switching frequency variation range control based on variable inductor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(10): 11019-11025.

[22] HE Q Q, LUO Q M, WEI Y Q, et al. A variable inductor controlled single-stage AC/DC converter for modular multi-channel LED driver[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 2912-2923.

[23] TENG J H, CHEN S S, CHOU Z X, et al. Novel half-bridge LLC resonant converter with variable resonant inductor[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(6): 6952-6962.

[24] ZHU X, ZHAO X, LI Y, et al. High-efficiency WPT system for CC/CV charging based on double-half-bridge inverter topology with variable inductors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2437-2448.



殷泽宇
2001—，男，硕士生
主要从事单桥臂集成分裂源逆变器控制策略研究
E-mail: 2312320024@stmail.ntu.edu.cn

YIN Zeyu



秦　岭(通信作者)
1977—，男，博士，教授，硕导
主要从事高效率、高功率密度光伏储能发电系统的拓扑、建模与先进控制策略研究
E-mail: Qin.l@ntu.edu.cn

QIN Ling
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-07-18　在线出版日期　2025-12-26　　编辑　陈　蔓

附录 A

表 A1　PFM+SPWM 下的电感参数

Table A1　Inductor parameters under PFM+SPWM

器件	参数
输入电感 L_{in}	145 μH, $R_{L,dc}$=24 mΩ@f_{s1}=0, $R_{L,ac}$=28 mΩ@f_{s1}=20 kHz, $R_{L,ac}$=51 mΩ@f_{s1}=40 kHz, EDT49, PC40, B_m=0.3 T, V_e=24.3 cm^3
输出电感 L_f	KSF250060*2, 5.5 mH, R_L=270 mΩ, V_e=104.6 cm^3