

单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器

朱小全¹, 叶开文¹, 金科¹, 周玮阳¹, 张波²

(1. 南京航空航天大学自动化学院, 江苏省 南京市 210016;
2. 华南理工大学电力学院, 广东省 广州市 510641)

Single-phase Single-stage Coupled Inductor Split-source Boost Inverter

ZHU Xiaoquan¹, YE Kaiwen¹, JIN Ke¹, ZHOU Weiyang¹, ZHANG Bo²

(1. College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics and Astronautics, Nanjing 210016, Jiangsu Province, China; 2. School of Electric Power Engineering, South China University of Technology, Guangzhou 510641, Guangdong Province, China)

ABSTRACT: This paper proposes a single-phase single-stage couple inductor split-source Boost inverter suitable for new energy power generation. The proposed converter has the following characteristics: 1) High output voltage Boost factor by adopting the Δ -source coupled inductor structure, as well as a more free degree of freedom in adjusting the output voltage gain; 2) improved reliability of the inverter by implementing the dual-Buck structure to suppress the shoot-through current; 3) a high modulation factor under the condition of high output voltage gain, thereby improving the quality of the output voltage waveform. Comprehensive working principles, modulation strategy, steady-state analysis and parameter design guideline are introduced; both simulation and experimental results are presented to confirm the characteristics of the proposed topology.

KEY WORDS: split-source inverter (SSI); dual-Buck inverter; high Boost factor; Boost inverter

摘要: 面对全球资源日渐紧缺、环境问题日益严重、传统化石能源开发利用越发困难等新挑战, 世界各国都在大力探索、发展新能源发电技术, 以新能源为主体的新型电力系统是未来电力系统的发展方向。该文提出一种单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器及其调制策略, 所提出的变换器具有如下特点: 1) 采用 Δ 型耦合电感, 极大地提升变换器的输出电压增益, 并具有高输出电压增益调节自由度。2) 采用双 Buck 结构, 有效抑制逆变桥臂直通电流, 降低死区时间配置要求, 提高变换器可靠性。3) 高输出电压增益条件下具有高调制系数, 从而有效提升输出电压波形质量。该文

对该变换器的拓扑结构、工作原理、调制策略和输出特性等进行详细分析, 通过仿真与实验验证变换器的可行性与有效性。

关键词: 分裂源逆变器; 双 Buck 结构; 高增益; 升压逆变器

0 引言

面对全球资源日渐紧缺、环境问题日益严重、传统化石能源开发利用越发困难等新挑战, 世界各国都在大力探索、发展新能源发电技术, 以新能源为主体的新型电力系统是未来电力系统的发展方向^[1-3]。通常情况下, 典型新能源(如太阳能、风能、化学能等)设备的输出直流电压等级较低, 而传统电压型逆变器为降压型逆变器, 为使新能源发电设备输出的直流电逆变后输出得到适用于民用电(110 或 220 V)的并网电压, 需要在新能源发电设备后级联 DC-DC 升压变换器, 再经逆变器产生适用于并网的电压等级, 称为两级式升压逆变器^[4-6]。然而, 在这类两级式升压逆变器系统中, 前级 DC-DC 升压变换器使用的高频开关及其伴随的驱动电路增加系统成本, 额外使用的电容、电感不可避免地增加系统体积重量。为解决这些问题, 通过合适的拓扑改造及调制设计, 将前级 DC-DC 升压的功能集成到后级逆变器, 可以获得同时具备升压和逆变功能的单级式升压逆变器。一种典型的单级升压逆变器为 Z 源逆变器^[7](Z-source inverter, ZSI), ZSI 具有单级升压逆变的功能, 其逆变桥同一桥臂的开关管允许直通, 避免设置死区时间, 这些优点使 ZSI 得到广泛应用^[8-11]。然而, ZSI 高电压增益条件下需要较大的直通占空比, 这将降低 ZSI 的调制系数, 导致

基金项目: 国家自然科学基金项目(62201256); 江苏省自然科学基金项目(BK20210306); 南京航空航天大学校创新计划项目(cxcjh20210342)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (62201256); Natural Science Foundation of Jiangsu Province (BK20210306); Innovation Program of Nanjing University of Aeronautics and Astronautics (cxcjh20210342).

母线电压利用率降低,并使得输出电压波形质量变差,且ZSI的非连续输入电流会引起较大的输入冲击电流^[12]。面对这些问题,一种解决思路是调整电路拓扑结构,使变换器能够在低直通占空比的条件下实现高增益,如添加开关电感/电容结构^[13-14],二极管/电容辅助结构^[15]等。但过多的器件数量将导致变换器体积重量的进一步增加。

文献[16]提出另一种典型的单级式升压逆变器,称为分裂源逆变器(split-source inverter, SSI)。SSI由1个电感、1个电容、2个二极管以及1个全桥逆变桥臂构成。SSI具有单级升压逆变、输入电流连续、输入电压源与逆变桥共地等优点。相比于传统阻抗源逆变器,如(准)Z源逆变器,(准)开关升压逆变器,SSI仅使用2个无源器件,升压侧仅使用2个二极管,使得SSI具有更紧凑的结构及更低的器件使用成本;此外,SSI可以在获得高输出电压增益的同时保持较高的调制系数,在保证高电压波形质量的同时实现较高的输出电压增益。

基于这些优点,SSI得到广泛的研究与应用,文献[17]提出SSI的三相型式,并提出相应调制策略消除输入电流低频纹波。文献[18]通过使用2个开关管代替SSI输入侧的2个二极管,有效抑制SSI输入侧二极管电流高频换向的问题,提升变换器效率,但引入的开关管及伴随的驱动电路增加了变换器成本。文献[19]通过调整SSI输入侧二极管及逆变桥开关管位置,构造一种简化型SSI(simplified split-source inverter, S³I),该S³I的输出电压增益为SSI的2倍。文献[20]提出一种分裂Y源逆变器,显著提高变换器的输出电压增益。文献[21]针对SSI直流母线电压利用率低的问题,提出一种增强型SSI(active split-source inverter, ASSI),但该ASSI的缺点在于额外使用2个MOS管,使得变换器成本进一步增加。文献[22]将九开关结构同SSI结合起来,构造一种新型单输入双输出升压逆变器。然而,目前各类改进型SSI仍然受制于相对较低的升压能力,并且需要设置死区时间以避免逆变桥臂开关管直通,然而死区时间的引入会不可避免地导致输出电压波形质量变差。针对这些问题,本文提出一种单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器拓扑,该拓扑具有以下特点:

1) 采用 Δ 型耦合电感代替SSI的电感,极大提升变换器的输出电压增益,既可以通过调整占空比改变输出电压增益,也可以通过调节耦合电感匝

数来改变输出电压增益,输出电压增益调节自由度高。

2) 采用双降压逆变结构(dual-Buck inverter, DBI),可以有效抑制逆变桥臂直通电流,降低死区时间配置要求,提高变换器可靠性。

3) 高输出电压增益条件下具有高调制系数,从而提升输出电压波形质量。

本文详细阐述该逆变器的工作原理,并通过仿真与实验验证理论分析的正确性。

1 拓扑结构与工作原理

1.1 电路拓扑

本文提出的单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器(delta-source split-source inverter, DSSI)如图1所示,直流侧由电压源 U_{dc} 、3个二极管(D_a 、 D_b 、 D_c)、 Δ 型耦合电感以及电容 C 构成;逆变侧由4个开关管 S_1 - S_4 、4个二极管 D_1 - D_4 和4个限流电感 L_{11} 、 L_{21} 、 L_{12} 、 L_{22} 构成的双降压结构逆变桥,LC滤波器 L_o 、 C_o 以及负载电阻 R_o 构成。升压侧采用的 Δ 型耦合电感将 U_{dc} 升压后作为DBI的输入,逆变生成交流电经LC滤波输出至负载。DBI能有效抑制桥臂直通时产生的直通电流,提高电路可靠性。

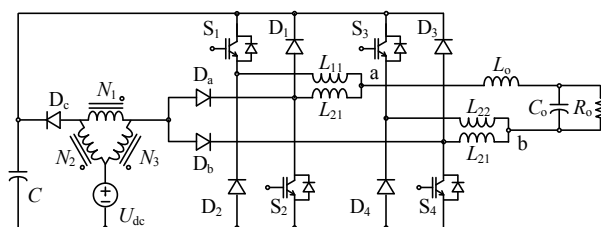
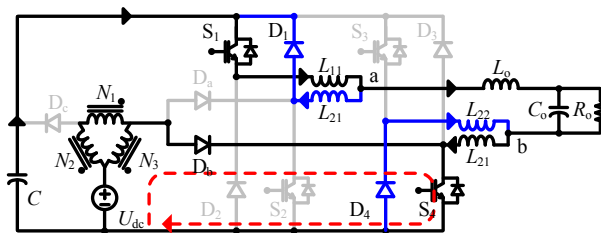


图1 单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器

Fig. 1 Topology of the proposed converter

1.2 工作原理

电路各工作模式等效电路如图2所示,图中红线为耦合电感充/放电回路,灰线表示无电流流通,蓝线为逆变过程中产生的电流通路。模式1至模式3输出电压为正(规定电流方向往右为正),此时 L_{11} 、 L_{12} 、 L_o 为滤波电感;模式4至模式5输出电压为负,



(a) 工作模式1

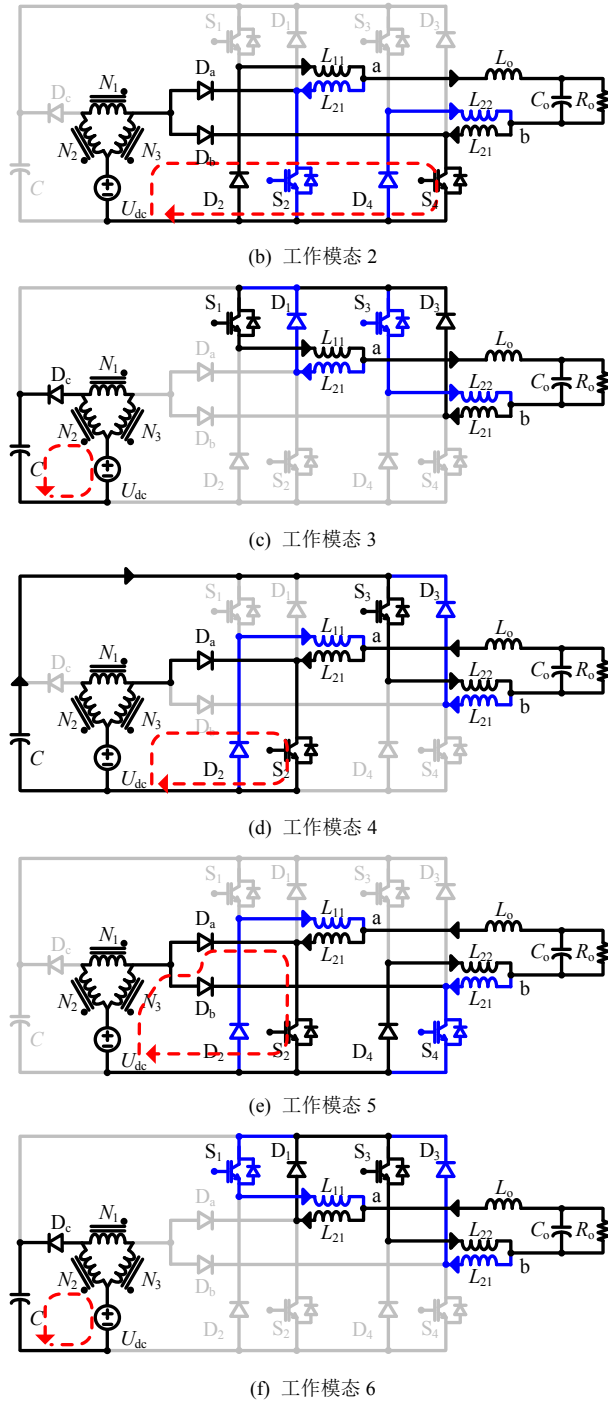


图2 本文所提逆变器工作模式示意图

Fig. 2 Schematic diagram of the operating mode of the proposed inverter

此时 L_{21} 、 L_{22} 、 L_0 为滤波电感。假设 $L_{11}=L_{12}=L_{21}=L_{22}=L$ ，则等效滤波电感 $L_{eq}=2L+L_0$ 。

1) 工作模式 1: 如图 2(a) 所示。在该模式中，开关管 S_1 、 S_4 开通， S_2 、 S_3 关断；二极管 D_b 、 D_1 、 D_4 开通， D_a 、 D_c 、 D_2 、 D_3 关断。输入电压源经 D_b 、 S_4 对耦合电感充电，电容 C 经 S_1 、 L_{11} 、 L_{12} 、 S_4 对负载放电，输出电压为正。

2) 工作模式 2: 如图 2(b) 所示。在该模式中，

开关管 S_2 、 S_4 开通， S_1 、 S_3 关断；二极管 D_a 、 D_b 、 D_2 、 D_4 开通， D_c 、 D_1 、 D_3 关断。输入电压源经 D_b 、 S_4 对耦合电感充电，电感 L_{11} 、 L_{12} 及 L_0 对负载放电，输出电压为正。

3) 工作模式 3: 如图 2(c) 所示。在该模式中，开关管 S_1 、 S_3 开通， S_2 、 S_4 关断；二极管 D_1 、 D_3 开通， D_a 、 D_b 、 D_2 、 D_4 关断。输入电压源与耦合电感 N_2 绕组经 D_c 同时对电容 C 充电。电感 L_{11} 、 L_{12} 及 L_0 对负载放电，输出电压为正。

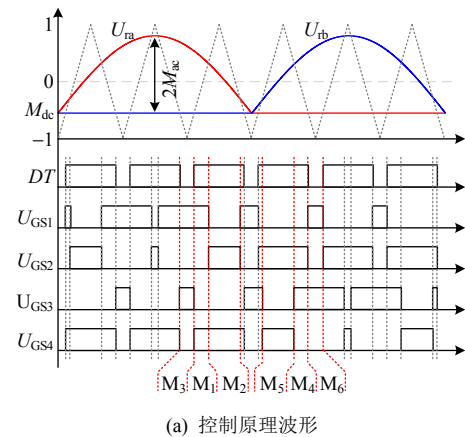
4) 工作模式 4: 如图 2(d) 所示。在该模式中，开关管 S_2 、 S_3 开通， S_1 、 S_4 关断；二极管 D_a 、 D_2 、 D_3 开通， D_b 、 D_c 、 D_1 、 D_4 关断。输入电压源经 D_a 、 S_2 对耦合电感充电，电容 C 经 S_3 、 L_{22} 、 L_{21} 、 S_2 对负载放电，输出电压为负。

5) 工作模式 5: 如图 2(e) 所示。在该模式中，开关管 S_2 、 S_4 开通， S_1 、 S_3 关断；二极管 D_a 、 D_b 、 D_2 、 D_4 开通， D_c 、 D_1 、 D_3 关断。输入电压源经 D_a 、 S_2 对耦合电感充电，电感 L_{21} 、 L_{22} 及 L_0 对负载放电，输出电压为负。

6) 工作模式 6: 如图 2(f) 所示。在该模式中，开关管 S_1 、 S_3 开通， S_2 、 S_4 关断；二极管 D_1 、 D_3 开通， D_a 、 D_b 、 D_2 、 D_4 关断。输入电压源与耦合电感 N_2 绕组经 D_c 同时对电容 C 充电。电感 L_{21} 、 L_{22} 及 L_0 对负载放电，输出电压为负。

1.3 控制策略

图 3 为本文所提逆变器所采用的控制策略及其



(b) 单个开关周期中耦合电感充放电过程

图3 本文所提逆变器控制策略

Fig. 3 Control strategy of the proposed inverter

关键波形图。

图3(a)中, 调制波 U_{ra} 、 U_{rb} 的幅值为 $2M_{ac}$, 偏移量为 M_{dc} ($-1 < M_{dc} < 1$), 用以控制直流侧母线电容的充电时间恒定。 M_{ac} 与 M_{dc} 的关系为

$$0 < 2M_{ac} \leq 1 - M_{dc} < 2 \quad (1)$$

调制波 U_{ra} 大于三角载波时, 驱动 S_1 导通, S_2 与 S_1 互补导通; 调制波 U_{rb} 大于三角载波时, 驱动 S_3 导通, S_4 与 S_3 互补导通。在一个开关周期内, 当载波同时小于调制波时, S_1 、 S_3 同时导通, 此时输入电压源与耦合电感 N_2 绕组经 D_c 同时对电容 C 充电, 对应模式3与模式6, 其余时间耦合电感皆处于充电状态, 如图3(b)所示。定义耦合电感充电占空比为 D , 其表达式如式(2)所示:

$$D = \frac{1 - M_{dc}}{2} \quad (2)$$

由式(2)可知, 当选定调制波偏移量 M_{dc} , 耦合电感的充电占空比即为定值, 即一个开关周期中, 耦合电感充放电的时间固定, 与传统的正弦充电占空比相比^[22], 固定充电占空比可以简化电路分析, 同时降低输出电压纹波以及器件电压应力。

1.4 双降压结构

传统的逆变桥桥臂结构如图4(a)所示, 设开关管 S_1 与 S_2 的导通电阻为 r_{DS} , 当桥臂上下两管同时导通时, 流过开关管的电流迅速增大, 将击穿开关管, 导致变换器故障。此时直通电流大小为

$$I_{sh} = \frac{U_{dc}}{2r_{DS}} \quad (3)$$

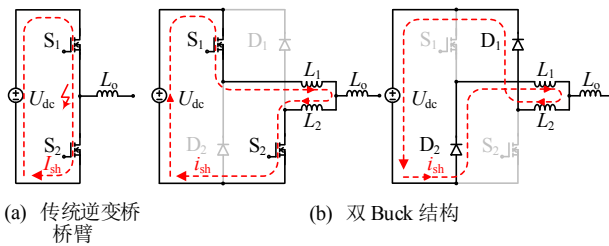


图4 传统逆变桥桥臂与双降压结构直通电流通路比较

Fig. 4 Comparison of shoot-through paths in conventional legs and DBI legs

采用双 Buck 降压结构时, 当桥臂上下两管同时导通时, 由于限流电感 L_1 与 L_2 的存在, 流过开关管的电流不能瞬时增大, 此时直通电流增长率为

$$\frac{\Delta i_{sh+}}{\Delta t_{sh}} = \frac{U_{dc} - 2i_{sh}r_{DS}}{L_1 + L_2} \quad (4)$$

由式(4)可知, 采用双降压结构, 可以使得逆变桥臂的开关管能够承受一定的桥臂直通时间而不会被击穿, 从而提升电路的可靠性。该承受时间与所采用开关管的耐流值、开关管导通电阻值、逆变桥输入电压值及限流电感的感值大小有关。

桥臂开关管均关断时, 限流电感将其在直通时储存的能量, 通过二极管 D_1 与 D_2 反馈回输入侧, 此时, 流过限流电感的电流降低率为

$$\frac{\Delta i_{sh-}}{\Delta t_{dt}} = \frac{U_{dc} - 2U_F}{L_1 + L_2} \quad (5)$$

式中 U_F 为二极管的导通压降。

逆变桥臂直通时, 直流母线电压释放的能量储存在限流电感中, 这会产生电路逆变侧的电流环流, 该环流的大小随直通次数的增大而累计增大, 因此, 为保证电路可靠性, 在每个开关周期中, 应设置一定的死区时间, 释放限流电感的能量。流过限流电感的电流大小可定义为

$$i_{sh} = \frac{U_{dc}}{L_1 + L_2} (\sum t_{sh} - \sum t_{dt}) \quad (6)$$

式(6)中忽略二极管的导通压降及开关管寄生电阻的压降, $\sum t_{sh}$ 和 $\sum t_{dt}$ 分别为直通状态及死区状态的累计时间, 当 $\sum t_{sh} \leq \sum t_{dt}$ 时, 则 i_{sh} 能维持为 0, 需要注意的是, 每个开关周期中不一定会发生直通状态, 但在每个开关周期中设置一个较小的死区时间, 即可满足限流电感能量释放要求, 因此, 该变换器设定 300 ns 的死区时间。

1.5 输出特性

由 1.2 节模态分析可知, 在耦合电感充电期间有:

$$U_{dc} = U_{N3} \quad (7)$$

耦合电感放电时, 由基尔霍夫电压定律 (Kirchhoff voltage law, KVL) 可得:

$$U_{dc} = U_C + \frac{N_2}{N_3} U_{N3} \quad (8)$$

结合式(7)、(8), 由电感电压伏秒平衡原理可得:

$$U_{dc}DT + \frac{N_3(U_{dc} - U_C)}{N_2}(1-D)T = 0 \quad (9)$$

由式(9)可求出直流母线电容电压 U_C 为

$$U_C = \frac{N_3 + (N_2 - N_3)D}{N_3(1-D)} U_{dc} \quad (10)$$

则对应的直流电压增益 G_{dc} 为

$$G_{dc} = \frac{U_c}{U_{dc}} = \frac{1 + \lambda D}{1 - D}, \quad \lambda = \frac{N_2 - N_3}{N_3} \quad (11)$$

交流侧输出电压幅值为

$$U_o = M_{ac} \frac{1 + \lambda D}{1 - D} U_{dc} \quad (12)$$

对应的交流输出电压增益为

$$G_{ac} = G_{dc} M_{ac} = M_{ac} \frac{1 + \lambda D}{1 - D} \quad (13)$$

所提变换器输入电流为

$$I_{in} = \frac{M_{ac}^2 (1 + \lambda D)^2 U_{dc}}{2(1 - D)^2 R} \quad (14)$$

图5绘制所提逆变器在不同匝比下的直流增益曲线，横坐标为占空比 D ，纵坐标为直流电压增益 G_{dc} 。由图5可知，所提逆变器的直流增益均高于传统 SSI，设置匝比为2， D 大于0.5时，所提逆变器的直流增益要高于 $S^3I^{[19]}$ ，设置匝比大于2， D 大于0.3时，所提逆变器的直流增益均高于 S^3I 。

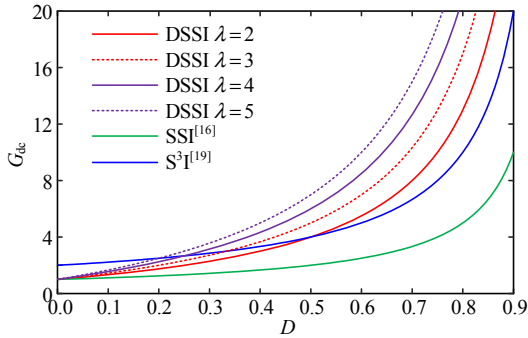


图5 理想直流电压增益与充电占空比关系图

Fig. 5 Ideal dc voltage gain versus charging duty ratio

与传统的阻抗源升压逆变器如准 Z 源逆变器 (quasi-Z source inverter, qZSI) 和准开关升压逆变器 (quasi-switch Boost inverter, qSBI) 相比，本文所提逆变器的交流电压增益不仅可以通过控制占空比来调节，还可以通过设置合适的绕组比来调节输出电压增益，输出电压增益调节自由度高。图6为 qZSI、qSBI 与所提逆变器电压增益 G 与调制系数 M_{ac} 的关系曲线。由于 qZSI 和 qSBI 的调制系数 M_{ac} 随着其充电占空比 D 的增大而减小 ($M_{ac} = 1 - D$)，使得 qZSI 和 qSBI 的电压增益随着调制系数的增大而减小，而过低的调制系数会使交流输出波形畸变，输出波形质量降低。在所提逆变器中，电压增益可随着调制系数的增大而增大，使电路在高电压增益的前提下保证输出波形质量。

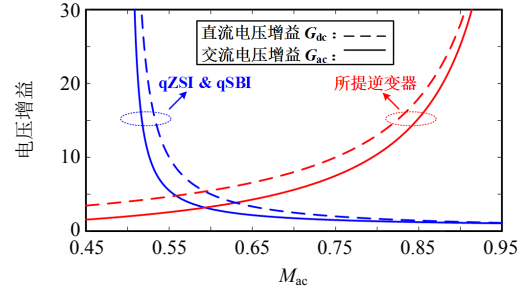


图6 理想电压增益与调制系数关系图

Fig. 6 Ideal voltage gains versus modulation ratios

此外，考虑电路器件中寄生参数的影响，非理想状态下的直流电压增益系数为

$$\begin{cases} G'_{dc} = G_{dc} - \frac{U_F G_{dc}}{U_{dc}} + \frac{(A_1 r_L + A_2 r_{DS} - r_C) D^2 G_{dc}^2}{2R} \\ A_1 = \frac{(N_3 - N_2)D - N_3^2}{N_3^2(1 - D)} \\ A_2 = \frac{N_2 D}{N_3(D - 1)} \end{cases} \quad (15)$$

式中： r_L 为电感寄生电阻； r_C 为电容等效串联电阻； r_{DS} 为开关管导通电阻； U_F 为二极管导通压降。结合式(11)、(15)，图7为考虑器件寄生参数情况下的直流电压增益曲线。比较所提逆变器的理想直流电压增益与非理想直流电压增益，由于寄生参数的影响，当占空比高于0.85时，所提逆变器的实际电压增益将呈现下降趋势。

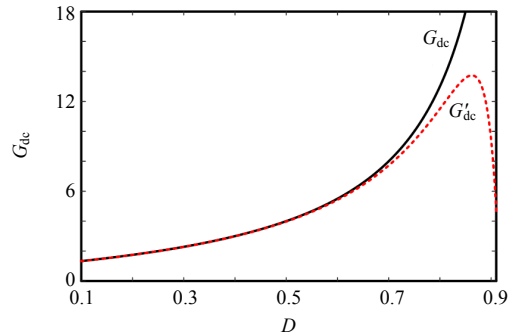


图7 考虑器件寄生参数情况下的直流电压增益曲线

Fig. 7 Non-ideal dc voltage gain versus duty ratio

2 参数设计

2.1 电容设计

根据1.2节中电路构造模态的分析，模态3与模态6中，输入电压源与耦合电感同时对直流母线电容充电，此时其电压应力最大，如式(16)所示：

$$U_c = \frac{1 + \lambda D}{1 - D} U_{dc} \quad (16)$$

由式(16)可得, 直流母线电容容值应设计^[23]为

$$C \geq \frac{P}{2\pi f_o U_C \Delta U_C} \quad (17)$$

式中: U_C 为电压应力; ΔU_C 为电压纹波; f_o 为输出电压频率; P 为输出功率。

2.2 耦合电感设计

耦合电感中的励磁电感通过在模态 1、模态 2、模态 4 与模态 5 中储存能量, 在模态 3 与模态 6 释放能量至直流母线电容以实现直流侧电压升压效果。励磁电感充电时, 励磁电流峰值为

$$I_{Lm_pk} = \frac{U_{Lm}}{L_m} DT = \frac{U_{N1}}{L_m} DT = \frac{N_1 DT U_{dc}}{N_3 L_m} \quad (18)$$

由式(18)可得励磁电流纹波为

$$\Delta i_{Lm} = \frac{1}{2} I_{Lm_pk} = \frac{N_1 DT U_{dc}}{2 N_3 L_m} \leq x\% I_{Lm} \quad (19)$$

由式(19)可知, 励磁电感感值的设计表达式为

$$L_m \geq \frac{N_1 DT U_{dc}}{2 N_3 x\% I_{Lm}} \quad (20)$$

2.3 滤波电感设计

所提逆变器在每个调制波周期中各有 2 个限流电感起滤波作用, 则等效滤波电感如式(21)所示:

$$L_{eq} = L_{11} + L_{12} + L_o = L_{21} + L_{22} + L_o \quad (21)$$

该等效滤波电感值由输出电压, 输出电流及输出电流纹波决定, 则其感值应满足以下条件:

$$L_{eq} \geq \frac{U_o(1-D)T}{\Delta i_L} = \frac{U_o(1-D)T}{x\% I_o} \quad (22)$$

2.4 功率开关管及二极管设计

功率开关管及二极管的电压应力及电流应力表达式如表 1 所示。

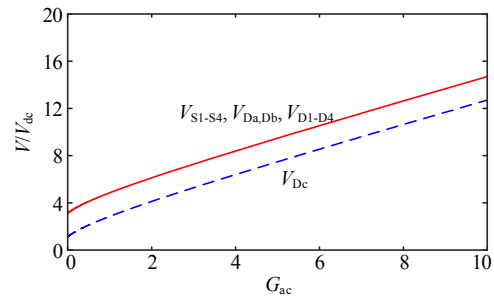
表 1 功率开关管及二极管电压电流应力

Table 1 Voltage/Current Stresses on Switch and Diode

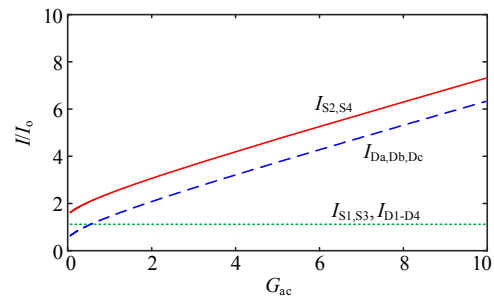
应力种类	功率开关管	二极管
电压应力	$U_{S1-4} = \frac{1+\lambda D}{1-D} U_{dc}$	$\begin{cases} U_{Da} = U_{Db} = \frac{1+\lambda D}{1-D} U_{dc} \\ U_{Dc} = U_C - U_{dc} + U_{N2} \\ U_{D1} = U_{D2} = U_{D3} = U_{D4} = U_C \end{cases}$
电流应力	$\begin{cases} I_{S1} = I_{S3} = I_o \\ I_{S2} = I_{S4} = I_o + I_{in} \end{cases}$	$\begin{cases} I_{Da} = I_{Db} = I_{Dc} = I_{in} \\ I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4} = I_o \end{cases}$

根据表 1, 功率开关管及二极管的电压应力与输入电压的比值、电流应力与输出电流的比值与交流电压增益 G_{ac} 关系绘制于图 8。由图 8 可以看出, 有源器件的电压和电流应力随着交流输出电压增

益的增大而增加。



(a) 有源器件电压应力图



(b) 有源器件电流应力图

图 8 本文所提逆变器有源器件电压电流应力图

Fig. 8 Voltage/current stresses of the proposed inverter

3 损耗分析

本节对本文提出的逆变器进行损耗分析, 所提逆变器的整体损耗可分为开关管损耗、二极管损耗、电感损耗和电容损耗。其中, 开关器件损耗可分为开关管开通与关断过程中产生的开关损耗, 以及导通时产生的导通损耗, 根据逆变器工作模式分析, 电路中开关器件的电压应力和电流应力分别为

$$\begin{cases} U_{S1-4} = \frac{1+\lambda D}{1-D} U_{dc} \\ I_{S1} = I_{S3} = I_o = \frac{(1+\lambda D) D U_{dc}}{(1-D) R} \\ I_{S2} = I_{S4} = I_o + I_{in} = \frac{[2+(-1+2\lambda)D+\lambda^2 D^3] D U_{dc}}{2(1-D)^2 R} \end{cases} \quad (23)$$

开关管导通时流过的电流有效值为

$$I_{S(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{T_1} i_L^2(t) dt + \int_0^{T_2} i_o^2(t) dt \right)} \quad (24)$$

式中: T_1 为开关管在耦合电感充电时的导通时间; T_2 为开关管在耦合电感放电时的开通时间。

开关管的开关损耗表达式为

$$P_{switching} = \frac{U_S I_S}{2} (t_{on} + t_{off}) f_s \quad (25)$$

式中 t_{on} 、 t_{off} 分别为开关管开通和延迟延迟时间。

开关管的导通损耗表达式为

$$P_{\text{conduction}} = I_{\text{S(RMS)}}^2 r_{\text{DS}} \quad (26)$$

开关管的整体损耗表达式为

$$P_{\text{S-LOSS}} = P_{\text{switching}} + P_{\text{conduction}} \quad (27)$$

二极管导通时流过的电流有效值和平均值为

$$\begin{cases} I_{\text{D(AVG)}} = \frac{1}{T} (\int_0^{T_3} i_{\text{D}}(t) dt + \int_0^{T_4} i_{\text{D}}(t) dt) \\ I_{\text{D(RMS)}} = \sqrt{\frac{1}{T} (\int_0^{T_3} i_{\text{D}}^2(t) dt + \int_0^{T_4} i_{\text{D}}^2(t) dt)} \end{cases} \quad (28)$$

式中 T_3 、 T_4 分别为二极管在耦合电感充电和放电时的导通时间。

二极管由于导通电压降 U_{F} 和寄生电阻 r_{D} 产生的损耗为

$$\begin{cases} P_{\text{UF-LOSS}} = I_{\text{D(AVG)}} U_{\text{F}} \\ P_{\text{rD-LOSS}} = I_{\text{D(RMS)}}^2 r_{\text{D}} \end{cases} \quad (29)$$

则二极管的整体损耗表达式为

$$P_{\text{D-LOSS}} = P_{\text{VF-LOSS}} + P_{\text{rD-LOSS}} \quad (30)$$

所提逆变器的电感损耗可分为铜耗和铁耗，相比于电感铜耗，电感铁耗在总电感损耗中占比很小，因此电感铜耗可认为近似等于总电感损耗。流过 DSSI 变换器中电感的电流有效值表达式为

$$\begin{cases} I_{\text{L1(RMS)}} = \sqrt{\frac{1}{T} (\int_0^{T_5} i_{\text{N1}}^2(t) dt + \int_0^{T_6} i_{\text{N1}}^2(t) dt)} \\ I_{\text{L2(RMS)}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D)T} i_{\text{in}}^2(t) dt} \\ I_{\text{L3(RMS)}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{DT} i_{\text{in}}^2(t) dt} \\ I_{\text{L11-L22(RMS)}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T_7} i_{\text{o}}^2(t) dt} \end{cases} \quad (31)$$

式中： $I_{\text{L1(RMS)}}$ — $I_{\text{L3(RMS)}}$ 为流过耦合电感各绕组的电流有效值； T_5 为耦合电感绕组 N_1 在耦合电感充电时的导通时间； T_6 为耦合电感绕组 N_1 在耦合电感放电时的导通时间； T_7 为限流电感的导通时间。

因此，电感的损耗表达式为

$$P_{\text{L-LOSS}} = I_{\text{L(RMS)}}^2 r_{\text{L}} \quad (32)$$

根据逆变器工作模式分析，流过电容的电流有效值表达式为

$$I_{\text{C(RMS)}} = \sqrt{\frac{1}{T} (\int_0^{T_8} i_{\text{C}}^2(t) dt + \int_0^{T_9} i_{\text{C}}^2(t) dt)} \quad (33)$$

式中： T_8 为电容充电时间； T_9 为耦合电感充电过程中电容的充电时间。

因此，电容的损耗表达式为

$$P_{\text{C-LOSS}} = I_{\text{C(RMS)}}^2 r_{\text{C}} \quad (34)$$

基于上述各器件功率损耗分析和公式推导，所提逆变器的整体损耗表达式为

$$P_{\text{total-LOSS}} = P_{\text{S-LOSS}} + P_{\text{D-LOSS}} + P_{\text{L-LOSS}} + P_{\text{C-LOSS}} \quad (35)$$

根据上述损耗分析计算，在 $M_{\text{ac}}=0.65$ ， $M_{\text{dc}}=-0.4$ ，输出电压有效值 $U_{\text{o(rms)}}=110\text{ V}$ ，负载电阻 $R=50\ \Omega$ 条件下，所提逆变器的损耗分布如图 9 所示。由图 9 可知，有源器件的损耗为逆变器整体损耗的主要组成部分，约占 84.67%，无源器件损耗占比较小，约为 15.33%。其中，双降压结构(dual-Buck inverter, DBI)的损耗包括 4 个限流电感 L_{11} - L_{22} 与 4 个二极管 D_1 - D_4 的损耗，该部分损耗仅占总损耗的 8.49%，在逆变器总损耗中占比较小，但 DBI 的引入可以提高变换器的可靠性，因此 DBI 相应产生的损耗在一定程度上是可以接受的。

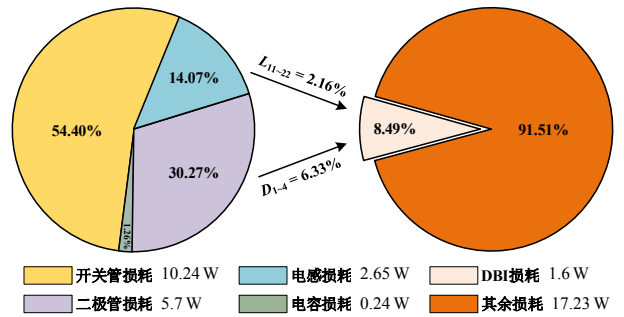


图 9 本文所提逆变器的损耗分布图

Fig. 9 Loss distribution diagram of the proposed inverter

4 仿真与实验验证

4.1 仿真验证

为验证前述理论分析中所提逆变器的工作特性，采用 PSIM 软件对所提逆变器进行仿真验证。表 2

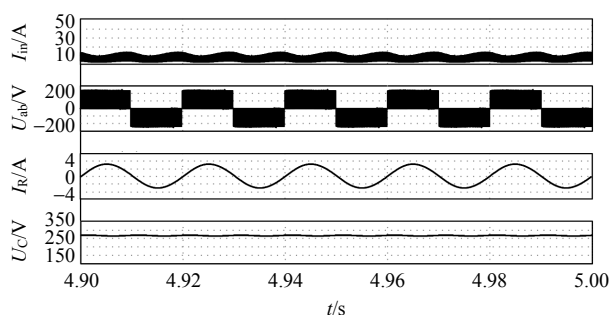
表 2 仿真模型参数

Table 2 Parameters of the simulation

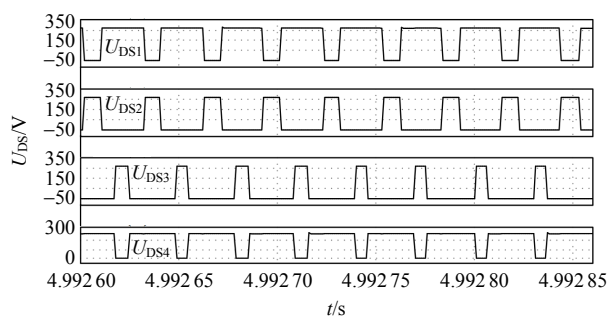
参数	数值
输入电压 U_{dc}/V	36
直流母线电容 $C/\mu\text{F}$	860
限流电感 L_{11} — $L_{22}/\mu\text{H}$	100
滤波电感 L_{o}/mH	10
滤波电容 $C_{\text{o}}/\mu\text{F}$	3
负载电阻(水泥电阻) R_{o}/Ω	50
耦合电感匝比 $N_1:N_2:N_3$	40:60:20
励磁电感 L_{m}/mH	2
开关频率 f_s/kHz	30
调制比 M_{ac}	0.65
偏移量 M_{dc}	-0.4

给出相应的仿真参数。

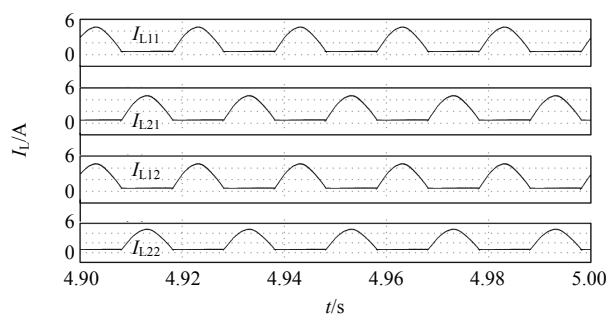
图 10 为本文所提逆变器在表 2 参数下获得的仿真波形。图 10(a)中,直流升压侧直流母线电容的电压 U_C 升压至 280 V, 输出电流 I_R 的幅值为 3.7 A。相对应的直流电压增益与交流电压增益均与式(11)、(13)吻合。图 10(b)中展示所提逆变器中功率开关管的电压应力仿真波形, 这些有源器件的电压应力仿真结果均与表 1 中的结果吻合。图 10(c)给出限流电感 L_{11} - L_{22} 的电流波形图。



(a) 输入电流、输出电压、输出电流和直流母线电容电压波形



(b) 功率开关管电压应力仿真波形



(c) 限流电感电流仿真波形

图 10 所提逆变器仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms of the proposed inverter

图 11 为所提逆变器直流输入 30 V, 交流输出 220 V/50 Hz 微型光伏逆变工况下的仿真波形, 此时耦合电感匝比设置为 $N_1:N_2:N_3=50:60:10$, 调制比 $M_{ac}=0.695$, 偏移量 $M_{dc}=-0.4$ 。图中交流输出电压 U_R 的有效值为 220 V, 频率为 50 Hz, 输出电流 I_R 有效值为 4.4 A, 桥臂电压 U_{ab} 幅值为 450 V。相

对应的直流电压增益和交流电压增益均与理论值相一致。

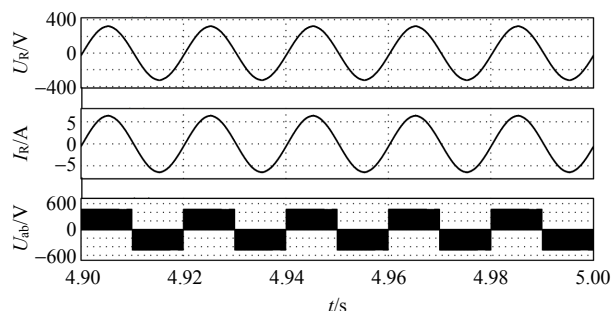


图 11 所提逆变器微型光伏逆变工况下仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms of the proposed inverter under micro-PV inversion conditions

对所提逆变器与现有阻抗源升压逆变器进行输出电压 THD 仿真比较, 比较对象为增强型有源准开关升压逆变器^[24](enhanced Boost active quasi switch Boost inverter, EB-AqSBI)、增强型有源准 Z 源逆变器^[25](enhanced Boost active quasi Z source inverter, EB-AqZSI)以及增强型准 Z 源升压逆变器^[26](EB-qZSI), 仿真工作条件统一设定为 $V_{in}=36$ V、 $V_{o(rms)}=110$ V、 $R=50$ Ω 以及交流增益 $G_{ac}=3$ 、4、5。仿真结果如图 12 所示, 由图可知, 在 3 种交流增益条件下, 所提逆变器的 THD 值均低于其他 3 种阻抗源逆变器, 此外, 由图可知, 由于所提逆变器的输出电压增益可随调制系数的增大而增大, 因此所提逆变器的 THD 值随着交流增益 G_{ac} 的升高而降低, 而阻抗源类型逆变器的调制系数随输出增益的增大而降低, 因此其他 3 种阻抗源逆变器的 THD 值均随着交流增益 G_{ac} 的升高而升高, 与前述分析吻合。

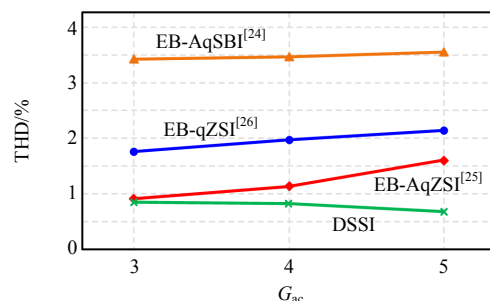


图 12 仿真输出电压总谐波失真度 THD 比较图

Fig. 12 Comparison of simulation THD result

4.2 实验验证

为进一步验证本文所提逆变器的可行性, 在实验室搭建 1 台基于 TM320F28335 开发板的实验样机, 如图 13 所示。实验参数设置同仿真设置, 如

表 2 所示。样机所采用的器件型号如表 3 所示。

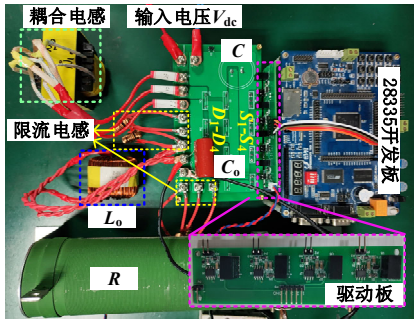


图 13 实验样机

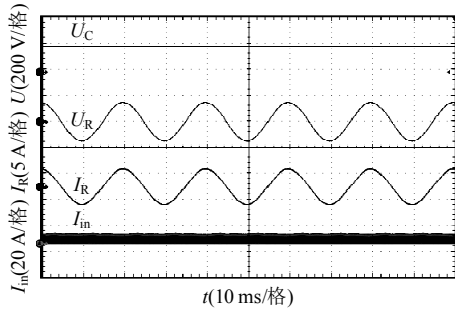
Fig. 13 Laboratory prototype of the proposed inverter

表 3 实验样机参数

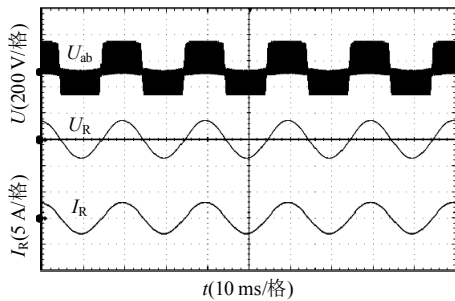
Table 3 Parameters of the experiment

参数	数值
直流母线电容 C	860 μF , 450 V
耦合电感 $N_1:N_2:N_3$	DMR95EE-65B(40:60:20), $L_m=2\text{ mH}$
功率开关管 $S_1\text{--}S_4$	60R045P7
二极管 $D_1\text{--}D_4$	RHRG3060
二极管 $D_a\text{--}D_b$	RHRG30120

图 14 给出所提变换器输入、输出关键波形图，在表 2 参数条件下，负载电阻电压 U_R 的有效值约为 110 V。负载电阻电流 I_R 的有效值约为 2.1 A。



(a) 电容电压及输入电流波形

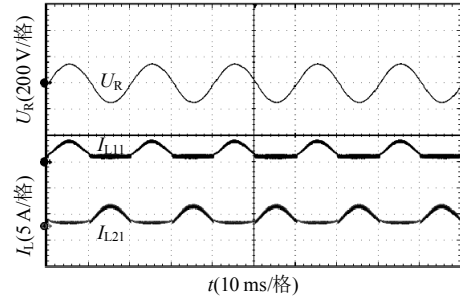


(b) 输出电压电流波形

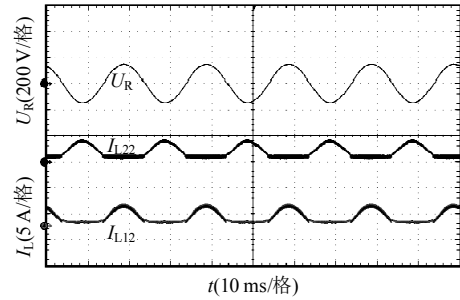
图 14 变换器输入、输出关键波形

Fig. 14 Experimental waveforms of the proposed inverter

图 15 给出 DBI 结构中 4 个限流电感的电流波形。从图 15 可以看出，连接于同一逆变桥臂的 2



(a) L_{11} 、 L_{21} 限流电感电流波形



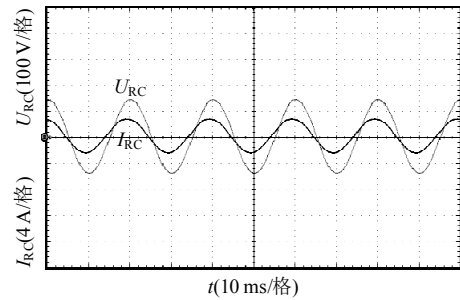
(b) L_{22} 、 L_{12} 限流电感电流波形

图 15 DBI 电感电流波形

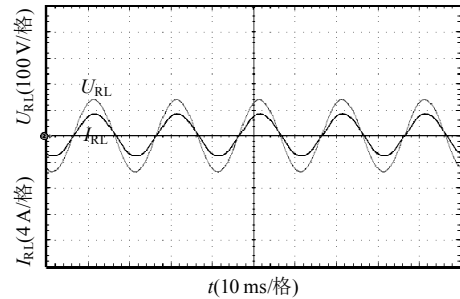
Fig. 15 Experimental waveforms of the DBI inductor

个限流电感(左侧为 L_{11} 与 L_{21} ，右侧为 L_{22} 与 L_{12})分别在半个工频周期交替流过电流。

图 16 给出所提变换器在不同功率因数负载下的输出电压和电流波形。由图可知，当负载为容性



(a) 容性负载输出电压电流波形



(b) 感性负载输出电压电流波形

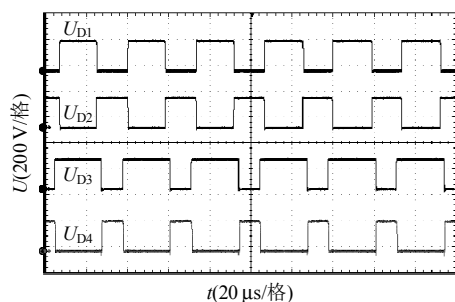
图 16 不同功率因数负载情况下的实验波形

Fig. 16 Experimental waveforms under different load power factor

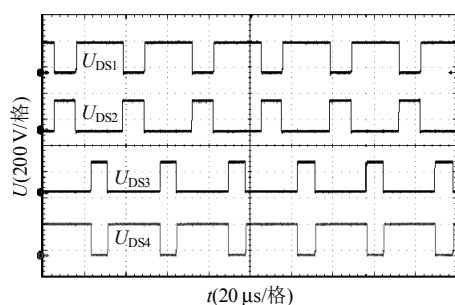
负载时, 输出负载 $R=50$, $C=200\mu\text{F}$, 负载阻抗为 $Z_{\text{RC}}=52.47\angle-17.66^\circ\Omega$, 此时输出电流超前输出电压 17.66° , 如图 16(a)所示。当负载为感性负载时, 输出负载 $R=50$, $L=5\text{mH}$, 负载阻抗为 $Z_{\text{RL}}=50.02\angle1.8^\circ\Omega$, 此时输出电流滞后输出电压 1.8° , 如图 16(b)所示。

图 17(a)给出 DBI 中二极管的电压应力波形, 图中 DBI 二极管的电压应力约为 250V 。图 17(b)给出开关管的电压应力波形, 与 DBI 二极管的电压应力相同, 其幅值约为 250V 。从图 17(c)可以看出, 当开关管 S_4 开通时, 流过二极管 D_c 的电流为零, 二极管 D_c 关断, 此时耦合电感 N_3 绕组电流上升, 表明此时为耦合电感充电状态, 与前述模态分析的导通情况相一致。

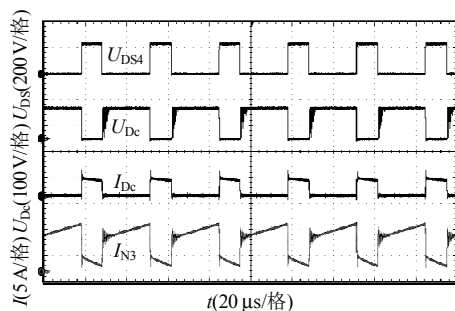
图 18 给出所提变换器在负载突变情况下的输



(a) 功率二极管电压应力波形



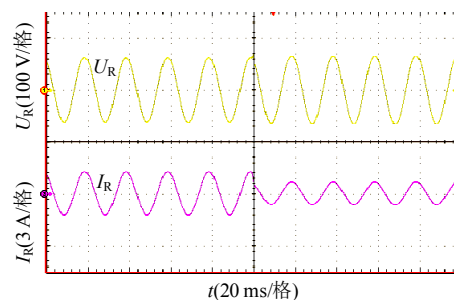
(b) 功率开关管电压应力波形



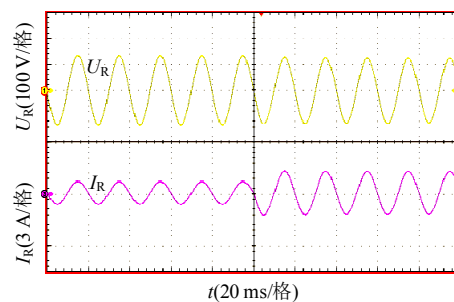
(c) 功率器件电压电流应力波形

图 17 有源和无源器件电压电流应力波形

Fig. 17 Experimental waveforms of the voltage stresses



(a) 满载变半载输出电压电流波形



(b) 半载变满载输出电压电流波形

图 18 负载突变情况下的实验波形

Fig. 18 Experimental waveforms when the load changed

出电压电流波形。图 18(a)中, 负载由满载($R=50\Omega$)突变至半载($R=100\Omega$), 负载电流幅值由满载值降至一半, 负载电压幅值则保持稳定; 图 18(b)中, 负载由半载($R=100\Omega$)突变至满载($R=50\Omega$), 负载电流幅值由半载值升至满载值, 负载电压幅值则保持稳定, 可以看出所提变换器具有良好的动态响应特性。

根据所搭建实验样机的实验数据, 在不同调制系数下由 YOKOGAWA WT500 功率分析仪测出的输出电压 THD 值如图 19 所示, 在 300ns 死区时间的设置下, 3 种调制系数下的 THD 值均在 2 以下, 符合 IEEE 519 标准。相比于现存其他阻抗源升压逆变器, 所提逆变器在不同交流增益下都具有更低的 THD 值, 与前述理论分析和仿真分析相符。

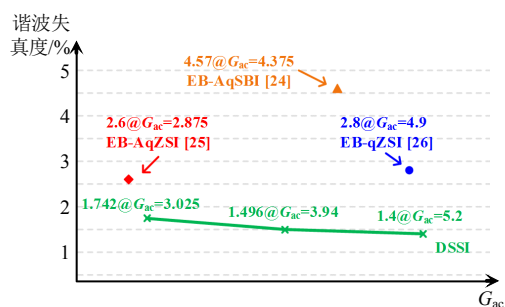


图 19 不同调制系数条件下输出电压总谐波失真值

Fig. 19 The THD of output voltage under different modulation index

测得不同调制系数下的实验效率如图 20 所示, 所测出的实验数据与理论仿真数据有少许偏差, 这是由于实验采用电路元器件存在的寄生参数导致的。此外, 可以通过采用 SiC 等宽禁带器件代替样机中采用的 Si 器件, 并提高变换器工作频率来减少损耗, 提高系统效率。

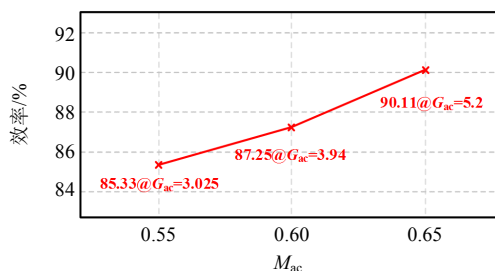


图 20 不同调制系数条件下效率值

Fig. 20 The efficiency under different modulation index

5 结论

本文提出了一种单相单级式耦合电感型分裂源升压逆变器及其调制策略, 该逆变器具有以下优异特性:

- 1) 高输出电压增益, 且输出电压增益调节自由度高;
- 2) 能够有效抑制逆变桥臂直通电流, 可靠性高;
- 3) 在高增益条件下仍能保持较高调制系数, 保证输出电压波形质量。

本文对该变换器的工作模态、调制策略、输出特性及参数设计进行详尽分析, 并搭建一台 200 W 小功率实验样机。理论分析、仿真结果与实验结果的高度一致性验证该变换器的可行性及有效性。因而, 本文所提出的变换器适用于新能源发电领域中高升压逆变需求的单相逆变系统。

参考文献

- [1] 谭辉, 孔祥福, 曾凡涛. 新能源发电技术研究综述[J]. 山东工业技术, 2014(23): 173-174.
TAN Hui, KONG Xiangfu, ZENG Fantao. Review of new energy power generation technology research[J]. Shandong Industrial Technology, 2014(23): 173-174 (in Chinese).
- [2] 黄雨涵, 丁涛, 李雨婷, 等. 碳中和背景下能源低碳化技术综述及对新型电力系统发展的启示[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(S1): 28-51.
HUANG Yuhan, DING Tao, LI Yuting, et al. Decarbonization technologies and inspirations for the development of novel power systems in the context of carbon neutrality[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(S1): 28-51 (in Chinese).
- [3] 刘永奇, 陈龙翔, 韩小琪. 能源转型下我国新能源替代的关键问题分析[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(2): 515-523.
LIU Yongqi, CHEN Longxiang, HAN Xiaoqi. The key problem analysis on the alternative new energy under the energy transition[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(2): 515-523 (in Chinese).
- [4] SHEN Miaosen, JOSEPH A, WANG Jin, et al. Comparison of traditional inverters and Z-source inverter for fuel cell vehicles[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(4): 1453-1463.
- [5] 张一弛, 姚志垒, 毛赛君. 具有电压前馈的两级式逆变器的稳定性分析[J]. 电力电子技术, 2022, 56(3): 105-107, 111.
ZHANG Yichi, YAO Zhilei, MAO Saijun. Stability analysis of two-stage inverter with voltage feedforward[J]. Power Electronics, 2022, 56(3): 105-107, 111 (in Chinese).
- [6] LIU Hongpeng, LOH P C, WANG Xiongfei, et al. Droop control with improved disturbance adaption for a PV system with two power conversion stages[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6073-6085.
- [7] PENG Fangzheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [8] 年珩, 阮晨辉, 何峪嵩, 等. 基于 Z 源逆变器的共直流母线开绕组永磁同步电机系统控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(18): 5509-5519.
NIAN Heng, RUAN Chenhui, HE Yusong, et al. Control strategy for open-winding PMSM system with common DC bus based on Z-source inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(18): 5509-5519 (in Chinese).
- [9] 张阳, 黄守道, 罗德荣. 一种新型半准 Z 源逆变器在风力发电变流系统中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(17): 5107-5117.
ZHANG Yang, HUANG Shoudao, LUO Derong. A novel half quasi-Z-source inverter for wind energy conversion systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5107-5117 (in Chinese).
- [10] 吴昊坤, 黄科元, 吕维, 等. 用于高速永磁电机的 Z 源逆变器直流链电压控制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(16): 3489-3497.
WU Haokun, HUANG Keyuan, LÜ Wei, et al. Z-source inverter DC-link voltage control strategy for high speed permanent magnet motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(16): 3489-3497 (in Chinese).

- [11] 周文齐, 丘东元, 张波, 等. 准开关升压逆变器的多模式组合控制[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(3): 1114-1123.
ZHOU Wenqi, QIU Dongyuan, ZHANG Bo, et al. Multi-modal combination control of quasi-switched Boost inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(3): 1114-1123 (in Chinese).
- [12] CHEN Manxin, YIN Changqing, LOH P C. Magnetically coupled high-voltage-Boost split Y -source inverter without leakage-induced voltage spikes[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(7): 5444-5455.
- [13] ZHU Miao, YU Kun, LUO Fanglin. Switched inductor Z -source inverter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(8): 2150-2158.
- [14] LEE S S. A single-phase single-source 7-level inverter with triple voltage Boosting gain[J]. IEEE Access, 2018, 6: 30005-30011.
- [15] GAJANAYAKE C J, LUO Fanglin, GOOI H B, et al. Extended-boost Z -source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2010, 25(10): 2642-2652.
- [16] RIBEIRO H, PINTO A, BORGES B. Single-stage DC-AC converter for photovoltaic systems[C]//Proceedings of 2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, GA, USA: IEEE, 2010: 604-610.
- [17] ABDELHAKIM A, MATTARELLI P, SPIAZZI G. Three-phase split-source inverter (SSI): analysis and modulation[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(11): 7451-7461.
- [18] LEE S S, HENG Y E. Improved single-phase split-source inverter with hybrid quasi-sinusoidal and constant PWM[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(3): 2024-2031.
- [19] 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.
- [20] 房绪鹏, 阚兴宸, 李鑫媛, 等. 一种改进的高增益无电压尖峰分裂 Y 源逆变器[J]. 电源学报, 2023, 21(5): 41-50.
FANG Xupeng, KAN Xingchen, LI Xinyuan, et al. Improved high-gain split Y -source inverter without voltage spikes[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(5): 41-50 (in Chinese).
- [21] YIN Changqing, DING Wenlong, MING Lei, 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.
- [22] DABOUR S M, ABDEL-KHALIK A S, AHMED S, et al. An optimal PWM technique for dual-output nine-switch Boost inverters with minimum passive component count[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(1): 1065-1079.
- [23] HU Haibing, HARB S, KUTKUT N, et al. A review of power decoupling techniques for microinverters with three different decoupling capacitor locations in PV systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(6): 2711-2726.
- [24] ZHU Xiaoquan, YE Kaiwen, JIANG Liming, et al. Nonisolated single-phase quadratic switched-Boost inverter with continuous input current and step-up inversion capability[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, 2023, 4(1): 276-287.
- [25] GU Yuanwei, CHEN Yanfeng, ZHANG Bo. Enhanced-Boost quasi- Z -source inverter with an active switched Z -network[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8372-8381.
- [26] JAGAN V, KOTTURU J, DAS S. Enhanced-Boost quasi- Z -source inverters with two-switched impedance networks[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6885-6897.



朱小全

在线出版日期: 2023-05-15。

收稿日期: 2022-10-27。

作者简介:

朱小全(1990), 男, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为新能源功率电子变换技术等, ijruexq@nuaa.edu.cn;

叶开文(1997), 男, 硕士研究生, 研究方向为功率电子变换技术, ykw777@nuaa.edu.cn;

金科(1978), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为新能源功率电子变换技术和激光微波无线能量传输技术, jinke@nuaa.edu.cn;

周玮阳(1989), 男, 副研究员, 硕士生导师, 研究方向为新能源功率电子变换技术, zhouweiyang@nuaa.edu.cn;

张波(1962), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子系统分析与控制和谐振式无线电能传输技术等, epbzhang@scut.edu.cn。

(编辑 刘雪莹, 李璇)