

DOI:10.19322/j.cnki.issn.1006-4710.2021.01.012

# 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器

李云侠, 张巧杰, 余 巧

(北京信息科技大学 自动化学院, 北京 100192)

**摘要:** 为了提高准 Z 源逆变器的升压能力,同时减小电容电压应力和输入电感电流纹波,结合具有高升压能力的改进型开关电感,用改进型开关电感替代级联型准 Z 源逆变器二级阻抗网络中的电感,提出了一种新型准 Z 源逆变器。分析了其拓扑结构和工作原理,仿真结果表明,与级联型准 Z 源逆变器相比,该逆变器具有升压能力强、输入电感电流纹波小、电容电压应力小等优点,验证了拓扑的正确性和可行性。

**关键词:** 准 Z 源逆变器; 开关电感; 电容电压应力; 升压能力; 输入电感电流纹波

**中图分类号:** TM464      **文献标志码:** A      **文章编号:** 1006-4710(2021)01-0083-07

## Cascade quasi-Z-source inverter based on improved switched inductor

LI Yunxia, ZHANG Qiaojie, YU Qiao

(School of Automation, Beijing Information Science and Technology University, Beijing 100192, China)

**Abstract:** In order to improve the boost capability of the quasi-Z-source inverter, and reduce the capacitor voltage stress and the input inductor current ripple, this paper presented a novel quasi-Z-source inverter. The inverter introduces an improved switched inductor with high boost capability to replace the inductor in the secondary impedance network of the cascaded quasi-Z-source inverter. The simulation results show that, compared with the cascade quasi-Z-source inverter, the inverter has higher boost capability, smaller input inductor current ripple, and smaller capacitor voltage stress, which verifies the correctness and feasibility of the topology.

**Key words:** quasi-Z-source inverter; switched inductor; capacitor voltage stress; the boost capability; input inductor current ripple

随着国家“十三五”计划的颁布实施,促使新能源的应用研究尤其是光伏发电迅速发展<sup>[1-2]</sup>。传统的光伏逆变器通常由 DC/DC 升压电路和逆变器两级结构组成,2004 年彭方正<sup>[3-4]</sup>教授提出的 Z 源逆变器只需要一级结构就可以同时完成升压和逆变的功能。另外,Z 源逆变器利用其独特的 Z 源阻抗网络,允许逆变器的上下桥臂同时导通,并利用其直通状态实现升压功能,不需要设置死区,从而弥补了传统逆变器由死区时间带来的缺陷,提高了逆变器输出波形的质量。但是传统的 Z 源逆变器也存在缺陷:输入电流不连续、冲击电流大、硬件电路成本高。针对上述缺陷,彭教授提出了准 Z 源逆变器<sup>[5]</sup>,两者具有相同的工作原理,但是升压能力未得到提升。

光伏发电系统输入电压一般较低,为了得到较高的输出并网电压,需要增大直通占空比  $D_0$ ,而较大的直通占空比  $D_0$ 会降低逆变器的基波逆变能力,从而影响逆变器的输出波形质量<sup>[6-8]</sup>。近年来,提高准 Z 源逆变器的升压能力成为相关领域一个新的研究热点。文献[9~10]通过增加开关器件,实现增大 Z 源网络升压能力的目的;文献[11~12]利用耦合电感结构提高准 Z 源逆变器的升压能力;文献[13]结合前者的特性,将耦合电感和开关电感相结合,更好地提高了升压因子,同时降低了电容电压应力;文献[14~15]通过将 Z 源网络级联,得到大升压比的阻抗结构,更适应于低输入电压的发电场合。

本文在上述研究的基础上,提出了一种基于改

收稿日期: 2019-09-29; 网络出版日期: 2020-07-15

网络出版地址: <https://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1294.N.20200715.0907.002.html>

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51777012)

第一作者: 李云侠,女,硕士生,研究方向为电力电子变换及控制。E-mail: 906514110@qq.com

通信作者: 张巧杰,女,博士生,副教授,研究方向为电力电子与电气传动。E-mail: qiaojiezhang@163.com

进型开关电感的级联准 Z 源逆变器结构,该结构是用一个改进型开关电感替代级联型准 Z 源逆变器中的一个储能电感。新拓扑在相同直通占空比的情况下具有更大的升压因子和更小的电容电压应力。

## 1 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器拓扑结构和原理分析

### 1.1 级联型准 Z 源逆变器的拓扑结构

文献[14~15]所提的级联型准 Z 源逆变器拓扑结构如图 1 所示,图中, $L_1 \sim L_3$  为电感, $D_1$ 、 $D_2$  为二极管, $C_1 \sim C_4$  为电容, $S_1 \sim S_6$  为逆变器开关管。该结构由两级准 Z 源阻抗网络构成,其工作原理和传统准 Z 源逆变器相同。稳定状态下的升压因子为:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - 3D_0} \quad (1)$$

式中: $B$  为升压因子; $V_{PN}$  为直流侧母线电压; $V_{in}$  为输入电压; $D_0$  为直通占空比, $D_0 = T_0/T$ , $T_0$  为一个开关周期  $T$  内的直通时间。

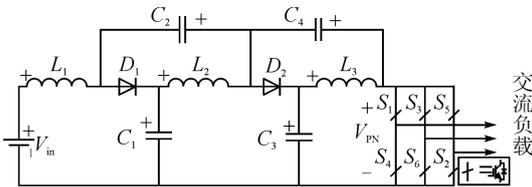
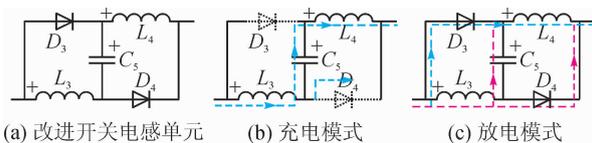


图 1 级联型准 Z 源逆变器的拓扑结构

Fig. 1 Topology of cascade quasi-Z-source inverter

### 1.2 改进型开关电感单元

为了提高准 Z 源逆变器的升压能力,在级联型准 Z 源逆变器结构中引入改进的开关电感单元,如图 2(a),由两个电感  $L_3$ 、 $L_4$ ,两个二极管  $D_3$ 、 $D_4$  和一个电容  $C_5$  构成。该开关电感单元有两种工作状态:充电模式和放电模式,分别如图 2(b)和(c)所示。



注:  $\rightarrow$  电流流向;  $\dashrightarrow$  不同支路电流流向。

图 2 改进开关电感单元

Fig. 2 Improved switched inductor cell

本文用图 2 所示的单元结构代替图 1 中的电感  $L_3$ ,得到基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器,如图 3 所示。

### 1.3 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的工作原理

改进后的准 Z 源逆变器与传统的准 Z 源逆变器的工作原理完全相同,工作状态可分为直通状态

和非直通状态(6 种有效状态和 2 种零状态)。本文计算时假设所有器件均工作在理想状态,同时拓扑中的电容和电感的取值均相同,即  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L$ ,  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = C$ 。

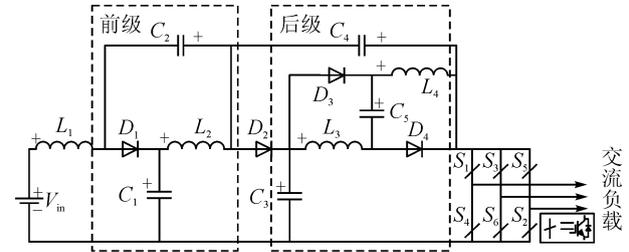


图 3 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器拓扑

Fig. 3 Topology of cascade quasi-Z-source inverter based on improved switched inductor

1) 直通状态。当准 Z 源逆变器工作在直通状态时,基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的三相桥臂工作在直通零电压状态,等效为短路,其等效电路如图 4(a)所示。此时,前级准 Z 源阻抗网络结构中的二极管  $D_1$  反向截止,电源和电感  $L_1$  给电容  $C_1$ 、 $C_2$  充电;后级准 Z 源阻抗网络结构中的二极管  $D_2$  反向截止,电容  $C_3$ 、 $C_4$  充电,开关电感单元中的二极管  $D_3$ 、 $D_4$  导通,电容  $C_5$  充电,电感  $L_3$ 、 $L_4$  放电。

根据基尔霍夫电压定律(KVL),可得电感电压方程:

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} + V_{C2} + V_{C4} \\ V_{L2} = V_{C1} + V_{C4} \\ V_{L3} = V_{L4} = V_{C3} = V_{C5} \end{cases} \quad (2)$$

2) 非直通状态。当准 Z 源逆变器工作在非直通状态时,基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器等效为电流源,其等效电路如图 4(b)所示。此时,前级准 Z 源阻抗网络结构中的二极管  $D_1$  导通,电容  $C_1$ 、 $C_2$  放电,电感  $L_1$  充电;后级准 Z 源阻抗网络结构中的二极管  $D_2$  导通,电容  $C_3$ 、 $C_4$  放电,开关电感单元中的二极管  $D_3$ 、 $D_4$  反向截止,电容  $C_5$  放电,电感  $L_3$ 、 $L_4$  串联充电。

根据 KVL,可得电感电压方程:

$$\begin{cases} V_{L1} = V_{in} - V_{C1} \\ V_{L2} = -V_{C2} = V_{C1} - V_{C3} \\ V_{L3} = V_{L4} = 1/2(V_{C5} - V_{C4}) \end{cases} \quad (3)$$

电路运行稳定后,由电感  $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $L_4$ 、 $L_5$  的伏秒平衡关系,可得电感平衡方程:

$$\begin{cases} D_0(V_{in} + V_{C2} + V_{C4}) + (1 - D_0)(V_{in} - V_{C1}) = 0 \\ D_0(V_{C1} + V_{C4}) + (1 - D_0)(-V_{C2}) = 0 \\ D_0(V_{C1} + V_{C4}) + (1 - D_0)(V_{C1} - V_{C3}) = 0 \\ D_0V_{C5} + (1 - D_0)(V_{C5} - V_{C4}) = 0 \end{cases} \quad (4)$$

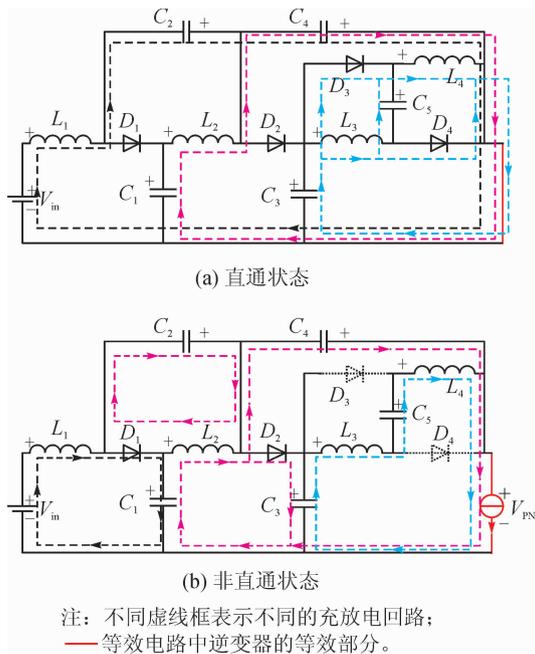


图4 基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器的等效电路  
Fig. 4 Equivalent circuit of cascade quasi-Z-source inverter based on improved switched inductor

稳态时,电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ 、 $C_5$  两端的电压分别为:

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{1-3D_0}{1-5D_0}V_{in} \\ V_{C2} = \frac{2D_0}{1-5D_0}V_{in} \\ V_{C3} = V_{C5} = \frac{1-D_0}{1-5D_0}V_{in} \\ V_{C4} = \frac{1+D_0}{1-5D_0}V_{in} \end{cases} \quad (5)$$

该逆变器的直流侧母线电压为:

$$V_{PN} = V_{C3} + V_{C4} = \frac{2}{1-5D_0}V_{in} \quad (6)$$

改进后准Z源逆变器的升压因子为:

$$B = \frac{V_{PN}}{V_{in}} = \frac{2}{1-5D_0} \quad (7)$$

在简单升压控制中,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器的直通占空比  $D_0$  最大值为  $1-M$ ,当  $M=1$  时, $D_0=0$ , $M$  为逆变器的调制系数。

此时,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器的电压增益  $G$  为:

$$G = MB = \frac{2M}{5M-4} \quad (8)$$

同理,根据式(1)可得级联型准Z源逆变器的电压增益  $G$  为:

$$G = MB = \frac{M}{3M-2} \quad (9)$$

## 2 基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器工作特性对比分析

### 2.1 升压能力对比分析

基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器、级

联型准Z源逆变器和传统准Z源逆变器的升压因子  $B$  随直通占空比  $D_0$  变化的对比曲线如图5所示。由图可知,当直通占空比小于0.2时,改进后的逆变器升压能力明显提升,在直通占空比  $D_0$  较小时就拥有较大的升压因子  $B$ ,升压能力的可选择范围比较大,更适用于光伏发电系统。

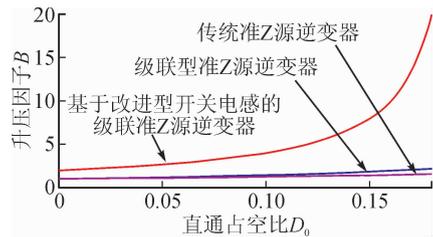


图5 升压因子随直通占空比变化的曲线  
Fig. 5 Curve for ratio of boost factor with change of through duty

基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器、级联型准Z源逆变器和传统准Z源逆变器的电压增益  $G$  随调制系数  $M$  变化的对比曲线,如图6所示。由图6可知,当调制系数取相同值,即具有相同的升压能力时,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器的电压增益更高,并且在调制系数较大时即可获得较高的电压增益。

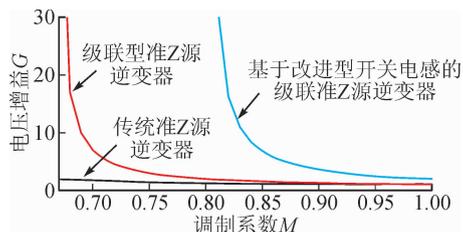


图6 电压增益随调制系数变化的曲线  
Fig. 6 Curve for voltage gain with modulation coefficient

### 2.2 输入电感电流纹波对比分析

由图4可知,当改进后的逆变器运行在直通状态时,电感  $L_1$  充电,当其运行在非直通状态时, $L_1$  放电,由储能原理可得输入电感电流纹波值  $\Delta i_{L1a}$  为:

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1a} &= \frac{D_0 TV_{L1}}{L} = \frac{D_0 T(V_{in} + V_{C2} + V_{C4})}{L} = \\ &= \frac{D_0(2-2D_0)V_{in}T}{(1-5D_0)L} \end{aligned} \quad (10)$$

将式(7)代入式(10),可得:

$$\Delta i_{L1a} = \frac{(4B^2 - 6B - 4)V_{in}T}{25BL} \quad (11)$$

同理,图1所示的级联型准Z源逆变器的输入电感电流纹波值  $\Delta i_{L1b}$  为:

$$\begin{aligned} \Delta i_{L1b} &= \frac{D_0 TV_{L1}}{L} = \frac{D_0 T(V_{in} + V_{C2} + V_{C4})}{L} = \\ &= \frac{D_0(1-D_0)V_{in}T}{(1-3D_0)L} = \frac{-(B+1)+2B^2}{9BL}V_{in}T \end{aligned} \quad (12)$$

传统准 Z 源逆变器的输入电感电流纹波值  $\Delta i_{L1c}$  为:

$$\Delta i_{L1c} = \frac{D_0 TV_{L1}}{L} = \frac{D_0 T(V_{in} + V_{C2})}{L} = \frac{D_0(1-D_0)V_{in}T}{(1-2D_0)L} = \frac{(B^2-1)V_{in}T}{4BL} \quad (13)$$

联立式(11)、式(12)和式(13)可得基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器、级联型准 Z 源逆变器与传统准 Z 源逆变器的输入电感电流纹波相对值:

$$K_1 = \frac{\Delta i_{L1a}}{\Delta i_{L1c}} = \frac{4(4B^2 - 6B - 4)}{25(B^2 + 1)} \quad (14)$$

$$K_2 = \frac{\Delta i_{L1b}}{\Delta i_{L1c}} = \frac{4(2B^2 - B - 1)}{9(B^2 - 1)} \quad (15)$$

式中:  $K_1$  表示基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器与传统准 Z 源逆变器的输入电感电流纹波相对值;  $K_2$  表示级联型准 Z 源逆变器与传统准 Z 源逆变器的输入电感电流纹波相对值。

根据式(14)和式(15)可得 3 种拓扑的输入电感电流纹波相对值  $K_1$ 、 $K_2$  随升压因子  $B$  变化的曲线, 如图 7 所示。

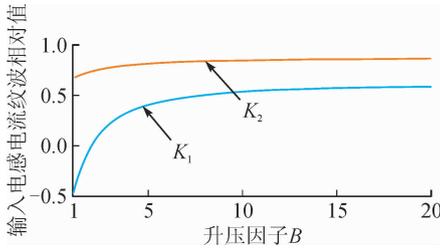


图 7 输入电感电流纹波相对值

Fig. 7 Relative value of input inductor current ripple

由图 7 可知, 在升压因子  $B > 1$ , 即逆变器处于升压状态时, 在其具有相同的升压能力的情况下,  $K_1$  和  $K_2$  均小于 1, 且  $K_1 < K_2$ , 即在 3 种准 Z 源逆变器拓扑结构中, 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器和级联型准 Z 源逆变器的输入电感电流纹波值均小于传统准 Z 源逆变器, 并且, 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的输入电感电流纹波值最小。

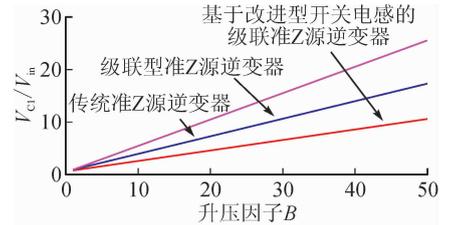
### 2.3 电容电压应力对比分析

联立式(5)和式(7), 可得电容电压应力关于升压因子  $B$  的方程:

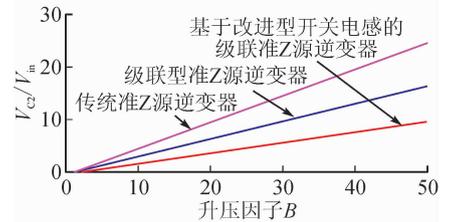
$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{B+3}{5}V_{in} \\ V_{C2} = \frac{B-2}{5}V_{in} \\ V_{C3} = V_{C5} = \frac{2B+1}{5}V_{in} \\ V_{C4} = \frac{3B-1}{5}V_{in} \end{cases} \quad (16)$$

根据式(16), 可得电容电压应力与输入电压的比值关于升压因子的对比分析图, 如图 8 所示。由图可知, 当 3 种准 Z 源逆变器具有相同升压能力时, 即升压

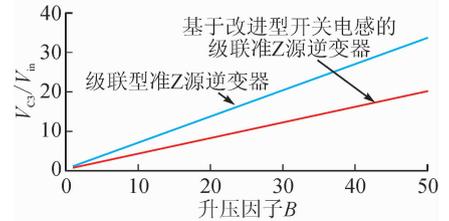
因子  $B$  取相同值时, 改进后拓扑中电容  $C_1$ 、 $C_2$  和  $C_3$  两端的电压应力明显减小, 但电容  $C_4$  两端的电压有所增加。由式(7)可知, 当直通占空比  $D_0 = 0.15$  时, 升压因子为 8, 此时电容  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$  的电压相对输入电压  $V_{in}$  的倍数分别为 2.2、1.2、3.4、4.6, 即使电容  $C_4$  的电压相对增大, 仍比改进前拓扑的最大电容电压应力要小。总的来说, 改进后的拓扑比改进前更好。



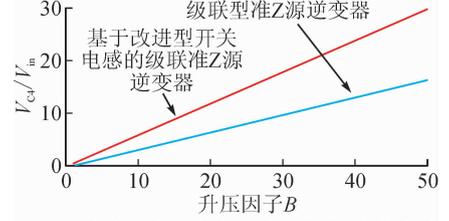
(a) 电容  $C_1$  电压应力随升压因子  $B$  变化曲线



(b) 电容  $C_2$  电压应力随升压因子  $B$  变化曲线



(c) 电容  $C_3$  电压应力随升压因子  $B$  变化曲线



(d) 电容  $C_4$  电压应力随升压因子  $B$  变化曲线

图 8 3 种准 Z 源逆变器电容电压应力对比

Fig. 8 Comparison of capacitor voltage stress of three quasi-Z-source inverters

### 2.4 二极管反向电压对比分析

由图 4 的分析可知, 在直通状态下, 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的二极管  $D_1$ 、 $D_2$  反向截止,  $D_3$ 、 $D_4$  导通, 因此在直通状态下承受反向电压的是二极管  $D_1$ 、 $D_2$ 。关断二极管反向电压为:

$$\begin{cases} V_{D1} = V_{C1} + V_{C2} + V_{C4} = BV_{in} \\ V_{D2} = V_{C3} + V_{C4} = BV_{in} \end{cases} \quad (17)$$

$$\begin{cases} V_{D3} = V_{C5} - V_{L3} = \frac{B}{2}V_{in} \\ V_{D4} = V_{C5} - V_{L4} = \frac{B}{2}V_{in} \end{cases} \quad (18)$$

式中: $V_{D1}$ 、 $V_{D2}$ 、 $V_{D3}$ 、 $V_{D4}$ 为二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $D_3$ 、 $D_4$ 的反向电压。

同理可知,在直通状态下,级联型准Z源逆变器的二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 反向截止,二极管 $D_1$ 、 $D_2$ 反向电压为:

$$\begin{cases} V_{D1} = V_{C1} + V_{C2} = \frac{2B+1}{3}V_{in} \\ V_{D2} = V_{C3} + V_{C4} = BV_{in} \end{cases} \quad (19)$$

根据式(17)~式(19)可知,与级联型准Z源逆变器相比,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器中 $D_1$ 的反向电压应力减小, $D_2$ 的反向电压应力不变,额外增加的 $D_3$ 、 $D_4$ 所承受的反向电压较小,仅为 $D_1$ 的一半。

基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器与级联型准Z源逆变器的性能对比如表1所示。从表1中可以看出,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器与级联型准Z源逆变器、传统准Z源逆变器相比,升压能力得到明显提升,而电容电压应力明显减小。

表1 3种准Z源逆变器的性能对比

Tab. 1 Comparison of the performance of three quasi-Z-source inverters

性能指标	基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器	级联型准Z源逆变器	传统准Z源逆变器
$B$	$2/(1-5D_0)$	$1/(1-3D_0)$	$1/(1-2D_0)$
输入电压	$V_{in}$	$V_{in}$	$V_{in}$
$V_{C1}$	$(B+3)V_{in}/5$	$(B+2)V_{in}/3$	$(B+1)V_{in}/2$
$V_{C2}$	$(B-2)V_{in}/5$	$(B-1)V_{in}/3$	$(B-1)V_{in}/2$
$V_{C3}$	$(2B+1)V_{in}/5$	$(2B+1)V_{in}/3$	
$V_{C4}$	$(3B-1)V_{in}/5$	$(B-1)V_{in}/3$	
$V_{C5}$	$(2B+1)V_{in}/5$		
$V_{D1}$	$BV_{in}$	$(2B+1)V_{in}/3$	$BV_{in}$
$V_{D2}$	$BV_{in}$	$BV_{in}$	$BV_{in}$
$V_{D3}$	$BV_{in}/2$		
$V_{D4}$	$BV_{in}/2$		
$\Delta i_{L1}$	$(4B^2-6B-4)/(25B) \cdot V_{in} T/L$	$(2B^2-B-1)/(9B) \cdot V_{in} T/L$	$(B^2-1)/(4B) \cdot V_{in} T/L$

注:空白处表示无此项。

### 3 仿真分析

由于实验条件的限制,本文仅做了仿真实验。参数设置如下:准Z源阻抗网络中电感为1 mH,电容为470  $\mu$ F,开关频率为10 kHz,直通占空比 $D_0$ 为0.15;逆变器输出端接滤波器及阻性负载,三相输出滤波器滤波电感为3 mH,滤波电容为470  $\mu$ F;三相阻性负载为

10  $\Omega$ 。根据图3搭建改进后准Z源逆变器的Matlab/Simulink仿真模型。基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器系统的仿真结果如图9~13所示。

基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器的输入电感电流和二极管反向电压的仿真波形分别如图9和图10所示。由图可知,输入电感电流和二极管反向电压的仿真值均与理论分析基本一致。

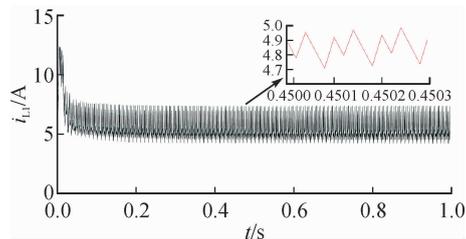


图9 输入电感电流仿真波形

Fig. 9 Simulation waveforms of input inductor current

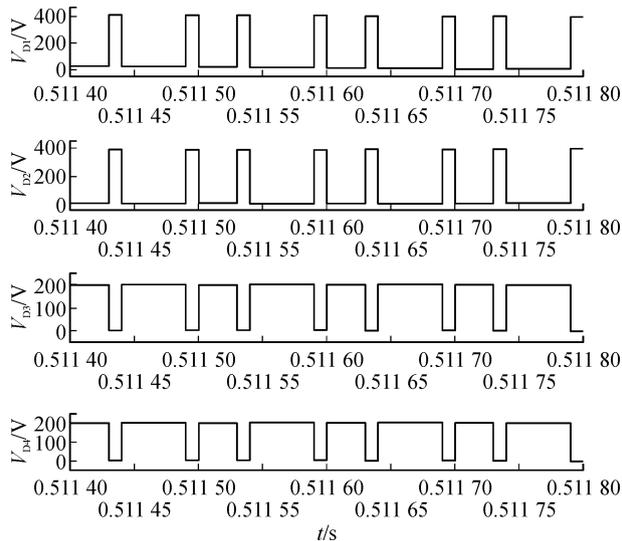


图10 二极管反向电压仿真波形

Fig. 10 Simulation waveforms of diode reverse voltage

简单升压调制策略下,直流源输入电压 $V_{in} = 50$  V时,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器的交流仿真波形如图11所示。

由图11可知,逆变器输出相电压最大值 $V_a = 280$  V,稳态时的电容电压 $V_{C1} = 110$  V、 $V_{C2} = 60$  V、 $V_{C3} = V_{C5} = 170$  V、 $V_{C4} = 230$  V;直流侧母线电压 $V_{PN} = 400$  V,仿真值与理论值基本一致。

图12为直流源输入电压 $V_{in} = 50$  V时,3种电路系统的直流侧母线电压 $V_{PN}$ 仿真对比图。其中,基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器、级联型准Z源逆变器和传统准Z源逆变器的直流侧母线电压分别为 $V_{PN1} = 400$  V、 $V_{PN2} = 90.9$  V、 $V_{PN3} = 71.4$  V,由图12可以看出,仿真值与理论值基本一致。由仿真结果可知,本文所提出的基于改进型开

关电感的级联准 Z 源逆变器的升压能力远远高于其他两种拓扑结构。

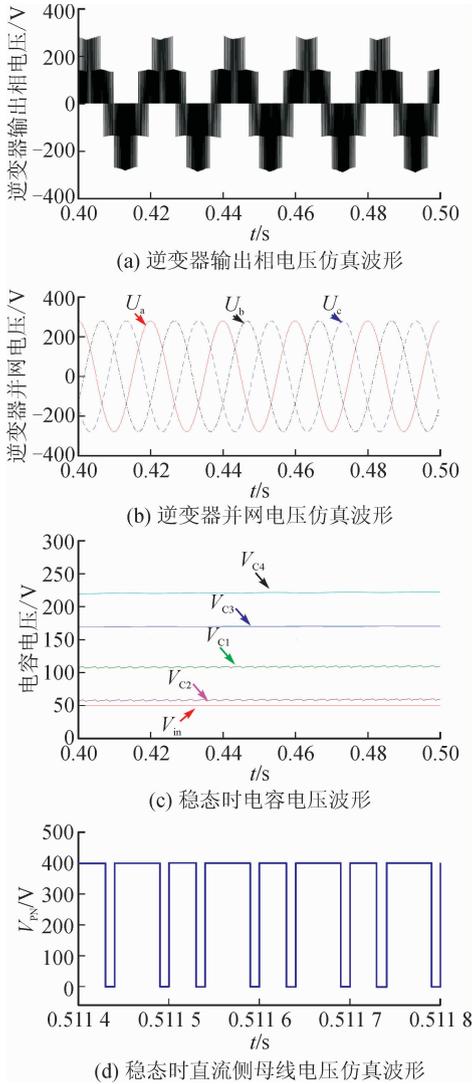


图 11 基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的仿真波形

Fig. 11 Simulation waveforms of cascade quasi-Z-source inverter based on improved switched inductor

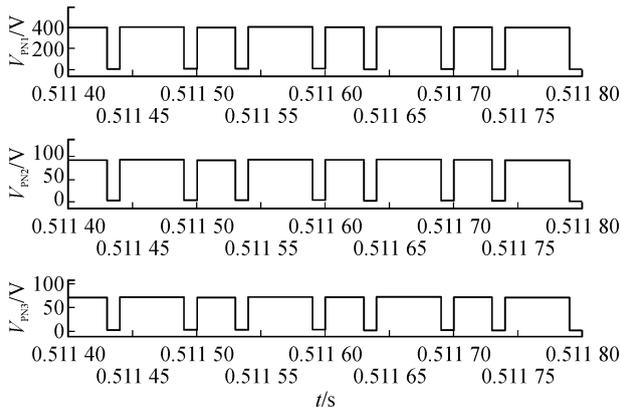


图 12 逆变器直流侧母线电压仿真波形

Fig. 12 Simulation waveforms of inverter DC side bus voltage

当准 Z 源阻抗网络输出相同时,即逆变器直流侧母线电压  $V_{PN}=400\text{ V}$  时,3 种拓扑结构的电容电压对比仿真波形如图 13 所示。其中,基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的电容电压  $V_{C1}=110\text{ V}$ 、 $V_{C2}=60\text{ V}$ 、 $V_{C3}=V_{C5}=170\text{ V}$ 、 $V_{C4}=230\text{ V}$ ;级联型准 Z 源逆变器的电容电压  $V_{C1}=166.7\text{ V}$ 、 $V_{C2}=V_{C4}=116.7\text{ V}$ 、 $V_{C3}=283.3\text{ V}$ ;传统准 Z 源逆变器的电容电压  $V_{C1}=225\text{ V}$ 、 $V_{C2}=175\text{ V}$ 。由图 13 可以看出,各个电容电压的仿真值均与理论值基本一致。

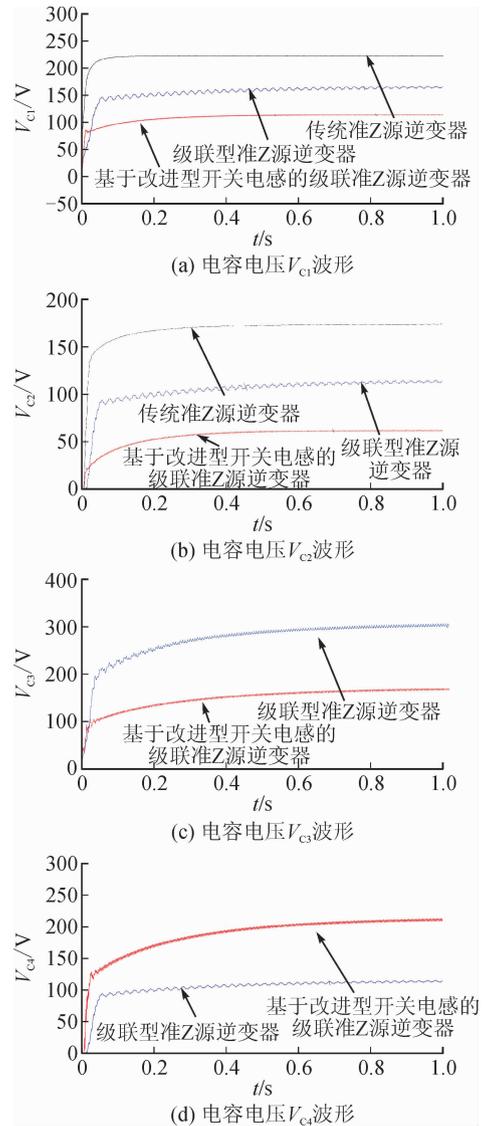


图 13 3 种拓扑电容电压仿真波形

Fig. 13 Simulation waveforms of capacitor voltage with three topologies

仿真结果表明,本文所提出的基于改进型开关电感的级联准 Z 源逆变器的电容电压应力明显减小,电容  $C_4$  两端的电压虽然有所增加,但仍然比级联型准 Z 源逆变器的最大电容电压要小。

## 4 结 语

本文采用改进型开关电感替代级联型准Z源逆变器中的 $L_s$ ,提出了一种基于改进型开关电感的级联准Z源逆变器拓扑结构。首先从理论上分析了新拓扑稳态时的工作原理和工作特性,又与改进前的拓扑结构进行了升压因子、电容电压应力、二极管反向电压和输入电感电流纹波方面的对比,结果表明,本文提出的拓扑在增大升压因子的同时,可以减小网络阻抗中电容的电压应力和输入电感电流纹波,保证了输入电流的连续性。最后,利用Matlab/Simulink仿真软件验证了本文所提拓扑的可行性和可靠性。

### 参考文献:

- [1] 丁明,王伟胜,王秀丽,等. 大规模光伏发电对电力系统影响综述[J]. 中国电机工程学报,2014,34(1):1-14.  
DING Ming, WANG Weisheng, WANG Xiuli, et al. A review on the effect of large-scale PV generation on power systems[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(1): 1-14.
- [2] 陈权,李令冬,王群京,等. 光伏发电并网系统的仿真建模及对配电网电压稳定性影响[J]. 电工技术学报,2013,28(3):241-247.  
CHEN Quan, LI Lingdong, WANG Qunjing, et al. Simulation model of photovoltaic generation grid-connected system and its impacts on voltage stability in distribution grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(3): 241-247.
- [3] PENG Fangzheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2003,39(2): 504-510.
- [4] 彭方正,房绪鹏,顾斌,等. Z源变换器[J]. 电工技术学报,2004,19(2):47-51.  
PENG Fangzheng, FANG Xupeng, GU Bin, et al. Z-source converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2004, 19(2): 47-51.
- [5] ANDERSON J, PENG F Z. Four quasi-Z-source inverters[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes; IEEE, 2008: 2743-2749.
- [6] 杨水涛,丁新平,张帆,等. Z源逆变器在光伏发电系统中的应用[J]. 中国电机工程学报,2008,28(17): 112-118.  
YANG Shuitao, DING Xinping, ZHANG Fan, et al. Study on Z-source inverter for photovoltaic generation system[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(17): 112-118.
- [7] 周玉斐,黄文新,赵萍,等. 基于耦合电感单级升压逆变器的光伏并网发电系统[J]. 电网技术,2013,37(7): 1808-1813.  
ZHOU Yufei, HUANG Wenxin, ZHAO Ping, et al. A

grid-connected photovoltaic generation system based on single-stage voltage step-up inverter with coupled inductor[J]. Power System Technology, 2013, 37(7): 1808-1813.

- [8] 杜强. 基于准Z源逆变器的三相光伏并网控制研究[D]. 兰州:兰州交通大学,2018.  
DU Qiang. Research on control of grid-connected three phase PV power generation based on quasi-Z-source inverter [D]. Lanzhou; Lanzhou Jiaotong University, 2018.
- [9] YANG S, PENG F Z, LEI Q, et al. Current-fed quasi-Z-source inverter with voltage buck-boost and regeneration capability[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2011, 47(2): 882-892.
- [10] 蔡春伟,曲延滨,盛况. 增强型Z源逆变器[J]. 中国电机工程学报,2011,31(S1):259-266.  
CAI Chunwei, QU Yanbin, SHENG Kuang. Enhanced Z-source inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(S1): 259-266.
- [11] 周玉斐,黄文新,赵健伍,等. 抽头电感准Z源逆变器[J]. 中国电机工程学报,2012,32(27):126-134.  
ZHOU Yufei, HUANG Wenxin, ZHAO Jianwu, et al. Tapped inductor quasi-Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(27): 126-134.
- [12] 林宏健,苏宏升. 改进型Z源逆变器的并网控制策略[J]. 电网技术,2015,39(12):3477-3484.  
LIN Hongjian, SU Hongsheng. Grid connection control of an improved Z-source inverter[J]. Power System Technology, 2015, 39(12): 3477-3484.
- [13] AHMED H F, CHA H, KIM S H, et al. Switched-coupled-inductor quasi-Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1241-1254.
- [14] 屈艾文,陈道炼,苏倩. 三相准Z源并网逆变器的简单升压改进空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报,2018,33(4):826-836.  
QU Aiwen, CHEN Daolian, SU Qian. Simple boost modified space vector modulation strategy for three-phase quasi-Z-source grid-connected inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(4): 826-836.
- [15] 屈艾文,陈道炼,苏倩. 新颖的单级三相电压型准Z源光伏并网逆变器[J]. 中国电机工程学报,2017,37(7):2091-2100.  
QU Aiwen, CHEN Daolian, SU Qian. Novel single-stage three-phase voltage-fed quasi-Z-source photovoltaic grid-connected inverter [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(7): 2091-2100.