

## 变拓扑准Z源逆变器

李志军, 张珈玮, 刘 爽, 奚文霞, 张川博

(河北工业大学控制科学与工程学院, 天津 300130)

**摘 要:** 提出一种新型变拓扑结构,通过双向开关连接级联准Z源逆变器级联单元负极,可同时实现工作范围的增加与效率的提高。当输入电压较低时其工作在级联准Z源逆变器模式,获得更宽的工作范围,当输入电压较高时逆其工作在等效准Z源模式,实现更高的效率。介绍变拓扑准Z源逆变器的拓扑结构及基本工作原理,同时提出一种适用于此结构的SVPWM升压调制策略,并解析效率提升的机理。最后通过仿真对此技术方案进行验证。

**关键词:** 逆变器; 拓扑; 效率; SVPWM

**中图分类号:** TM464 **文献标识码:** A

### 0 引 言

Z源逆变器<sup>[1]</sup>允许上下桥直通,不仅提高可靠性、消除死区且可实现单级升压,但也存在着部分缺点。故2008年Z源逆变器的提出者彭方正教授提出其改进拓扑,即准Z源逆变器<sup>[2]</sup>,其继承原有结构优点的同时,一定程度上克服原有缺点,故受到越来越多的关注。

为解决准Z源逆变器存在的问题,文献[3~5]对级联准Z源逆变器进行研究,提升其升压能力。文献[6~9]对其改进拓扑进行研究,实现准Z源拓扑的优化。为解决单一拓扑存在较多缺点的问题,文献[10~12]对变拓扑电路进行研究,实现不同模式的切换,从而获得两模式的优点。在并网系统中,效率、工作范围、成本、可靠性、电能质量均具有非常重要的地位。但传统逆变器上下桥无法直通,故需加入死区,这就降低了可靠性及电能质量。无法单级升压就使得成本增加、工作范围减小。级联逆变器具有较大工作范围但效率较低。

本文提出变拓扑准Z源逆变器,可单级升压、消除死区且允许上下桥直通。实现级联准Z源模式与等效准Z源模式的切换,获得效率的提高与工作范围的拓宽。提出一种单相空间矢量脉宽调制

(space vector pulse width modulation, SVPWM),实现变拓扑准Z源逆变器的升压调制。最后,对开关损耗及导通损耗进行分析与计算,证得等效准Z源模式具有更高的效率,通过仿真验证其正确性。

### 1 准Z源逆变器工作原理

准Z源逆变器拓扑结构如图1a所示,在忽略二极管压降的情况下,其存在2种等效工作状态,一种为非直通等效状态如图1b所示,一种为直通等效状态如图1c所示。

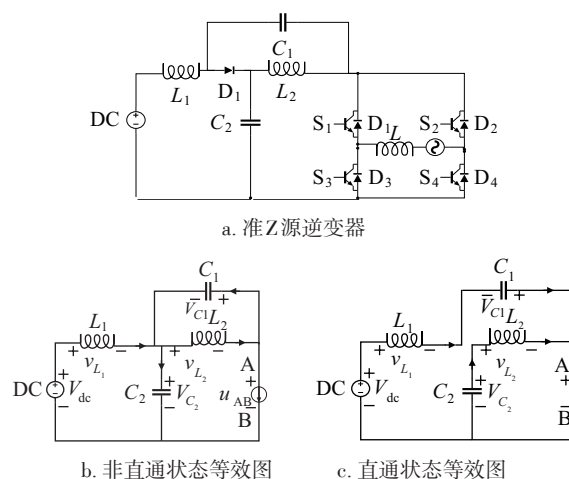


图1 准Z源逆变器电路

Fig. 1 Circuits of quasi-Z-source inverter

收稿日期: 2016-08-15

基金项目: 河北省科技支撑计划(15212105D)

通信作者: 李志军(1964—), 男, 博士、正高级工程师、博士生导师, 主要从事绿色能源转换及控制技术方面的研究。zhijun\_li@263.net

当工作于非直通状态时:

$$\begin{cases} V_{dc} = v_{L_1} + V_{C_2} \\ u_{AB} = V_{C_2} - v_{L_2} \\ V_{C_1} = v_{L_2} \end{cases} \quad (1)$$

当工作于直通状态时:

$$\begin{cases} V_{C_2} = v_{L_2} \\ V_{dc} = v_{L_1} + V_{C_1} \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)、式(2)并根据伏秒定理可得:

$$\begin{cases} T_N(V_{dc} - V_{C_2}) + T_0(V_{dc} - V_{C_1}) = 0 \\ T_N V_{C_1} + T_0 V_{C_2} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

式中,  $V_{dc}$  —— 直流输入电压;  $v_{L_1}$ 、 $v_{L_2}$  —— 电感  $L_1$ 、 $L_2$  电压;  $V_{C_1}$ 、 $V_{C_2}$  —— 电容  $C_1$ 、 $C_2$  电压;  $u_{AB}$  —— 负载两端电压;  $T_0$  —— 一个开关周期内的直通时间;  $T_N$  —— 一个开关周期内的非直通时间。

由式(3)求得:

$$\begin{cases} V_{C_1} = \frac{T_0}{T_0 - T_N} V_{dc} \\ V_{C_2} = \frac{T_N}{T_N - T_0} V_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

将式(4)代入式(1)得, 非直通状态下直流输出端的峰值电压  $u_{AB}$  为:

$$u_{AB} = \frac{1}{1 - 2D_0} V_{dc} = BV_{dc} \quad (5)$$

式中,  $D_0$  —— 直通占空比;  $B$  —— 准Z源逆变器的升压系数。

设  $T_s$  为一个开关周期,  $D_0 = T_0/T_s$ ,  $B = 1/(1 - 2D_0)$ , 显然升压系数大于等于1。逆变器最终输出的相电压峰值  $V_{out} = 2MBV_{dc}$ , 其中设调制度为  $M = \sqrt{E_m^2 + (\omega L I_m)^2} / (2BV_{dc})$ ,  $E_m$  为并网峰值电压,  $I_m$  为并网峰值电流,  $\omega$  为电网频率。由  $V_{out}$  表达式可知, 通过调节调制度及升压系数可实现准Z源逆变器的升降压。

## 2 基于准Z源的可实时变换拓扑结构

可变换拓扑结构如图2所示, 通过  $S_9$  控制双向开关的开通与关断, 使其拥有级联准Z源模式和等效准Z源模式2种工作模式。

### 2.1 级联准Z源模式

当开关管  $S_9$  关闭时工作于级联准Z源模式, 其拓扑结构如图3所示, 为一个准Z源级联五电平逆变

器, 含有准Z源逆变器的单级升压效果及直通特性, 可在较低的电压实现并网, 且消除死区改善电能质量, 提高其可靠性。同时此结构有级联结构输出多电平、提高输出电压、各单元可独立实现MPPT等优点, 因此可优化电能质量、增大工作范围, 且易于控制。

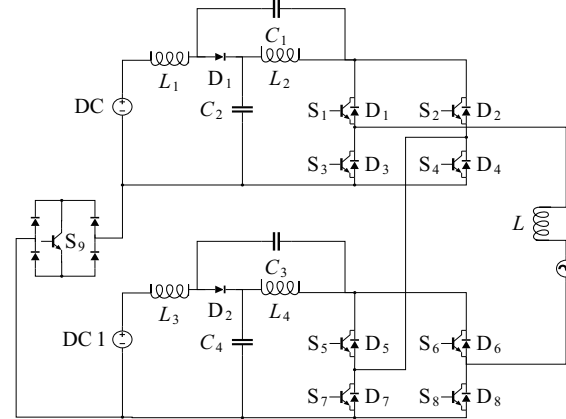


图2 变拓扑准Z源逆变器

Fig. 2 Variable topology quasi-Z-source inverter

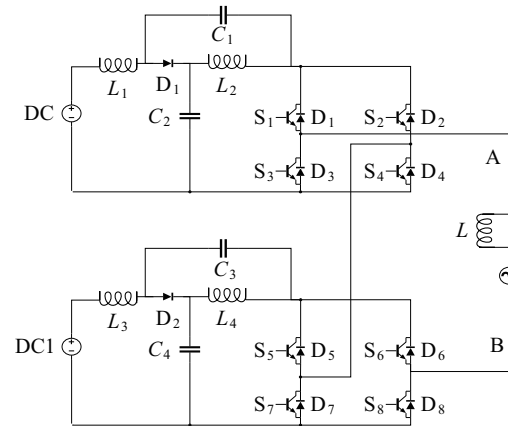


图3 级联准Z源模式拓扑

Fig. 3 Topology of quasi-Z-source cascaded multilevel mode

级联准Z源模式与传统级联准Z源逆变器结构相同, 有较多研究<sup>[3-5]</sup>, 因篇幅原因, 对其各状态不做详细分析。主要对本文所提出的等效准Z源模式进行研究, 以下为等效准Z源模式介绍, 以及此模式下各状态的分析。

### 2.2 等效准Z源模式

当开关管  $S_9$  开通  $S_4$ 、 $S_7$  关闭时将工作于等效准Z源模式, 拓扑结构如图4所示, 此结构等效为2个准Z源逆变器的结合, 工作模式与传统准Z源逆变器结构类似。不仅包含准Z源逆变器的优点, 且较级联准Z源模式拥有更高的效率。

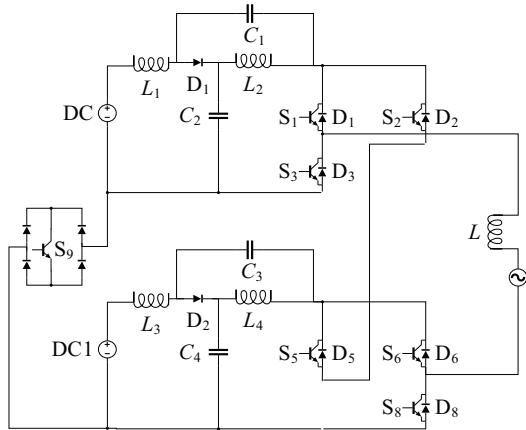


图4 等效准Z源模式拓扑

Fig. 4 Topology of equivalent quasi-Z-source mode

此模式有如图 5a~5f 所示的 6 种工作状态。6 个状态中因篇幅原因,图 5c、图 5d、图 5e、图 5f 仅对输出正半轴状态进行表示。以下为各状态分析:

#### 1) 等效准 Z 源模式状态 1

如图 5a 所示,此时开关管  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_5$ 、 $S_8$ 、 $S_9$  开通,其余开关管关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  正向导通。此时逆变器工作在非直通矢量状态,输出有效矢量,产生正向电压矢量。储能电感 ( $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $L_4$ ) 处于放电状态,与电源共同为储能电容 ( $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ ) 充电,同时为交流侧输出能量。

#### 2) 等效准 Z 源模式状态 2

如图 5b 所示,此时开关管  $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 、 $S_9$  开通,其余开关管关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  正向导通。此时逆变器工作在非直通矢量状态,输出反向电压矢量。与状态 1 相同电感放电,电感与电源为电容充电,为交流侧输出能量。

#### 3) 等效准 Z 源模式状态 3

如图 5c 所示,此时开关管  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 、 $S_9$  开通,其余开关管关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  正向导通。此时逆变器工作在传统零矢量状态,同以上 2 种状态一样,电感与电源同时为电容充电,但并不向交流侧输出能量, $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_5$ 、 $S_6$  起到续流作用。

#### 4) 等效准 Z 源模式状态 4

如图 5d 所示,此时开关管  $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_5$ 、 $S_8$ 、 $S_9$  开通,其余开关管关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  正向导通。此时与状态 3 相同,处于传统零矢量状态, $S_3$ 、 $S_8$ 、 $S_9$  起到续流作用。

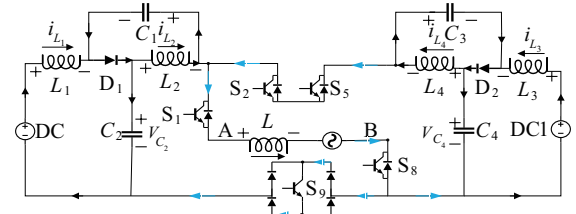
#### 5) 等效准 Z 源模式状态 5

如图 5e 所示,此时开关管  $S_1$ 、 $S_3$ 、 $S_6$ 、 $S_8$ 、 $S_9$  开通,

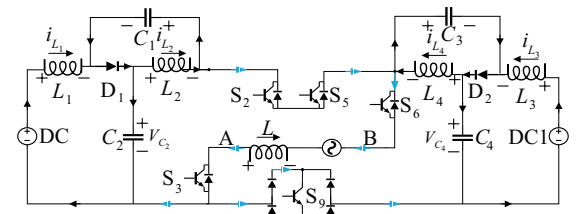
其余开关管关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  反向截止。此时逆变器工作在直通零矢量状态,电源协同储能电容 ( $C_1$ 、 $C_2$ 、 $C_3$ 、 $C_4$ ) 为储能电感 ( $L_1$ 、 $L_2$ 、 $L_3$ 、 $L_4$ ) 供电,但并不向交流侧输出能量,母线电压为零, $S_3$ 、 $S_8$ 、 $S_9$  此时起到续流作用。

#### 6) 等效准 Z 源模式状态 6

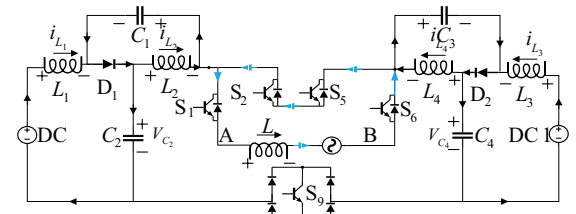
如图 5f 所示,此时开关管  $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_3$ 、 $S_5$ 、 $S_6$ 、 $S_8$  开通,其余开关管关断,二极管  $D_1$ 、 $D_2$  反向截止。此时与状态 5 类似,工作在直通零矢量状态,电源与电容同时为电感供电, $S_1$ 、 $S_2$ 、 $S_5$ 、 $S_6$  此时起到续流作用。



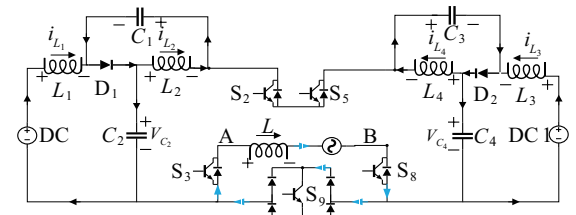
a. 等效准Z源模式状态 1



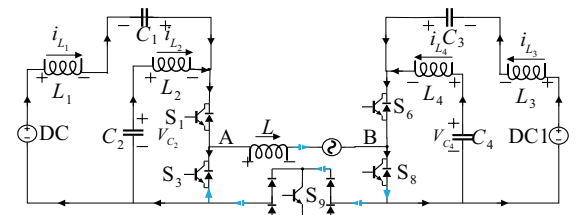
b. 等效准Z源模式状态 2



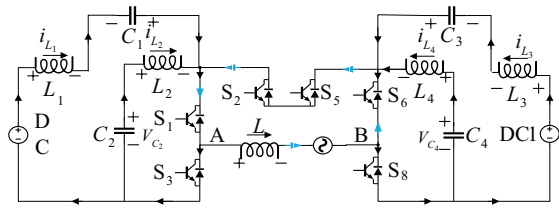
c. 等效准Z源模式状态 3



d. 等效准Z源模式状态 4



e. 等效准Z源模式状态 5



f. 等效准Z源模式状态6

图5 等效准Z源模式等效电路

Fig. 5 Equivalent circuits of equivalent

### 2.3 切换方式

当直流电源输出电压较低时,不能满足等效准Z源模式并网条件,此时采用工作范围广的级联准Z源模式。当直流电源输出电压可满足等效准Z源模式并网条件时,切换到等效准Z源模式以实现效率提高。为避免两模式频繁切换带来电能质量的降低,本文采用图6所示切换方式,其中横轴为直流输入电压,纵轴0代表级联准Z源模式,1代表等效准Z源模式。

通过设置高压模式阈值  $u_{T1}$  与低压模式阈值  $u_{T2}$ ,当直流电源电压高于  $u_{T1}$  时,开关管  $S_9$  导通,变拓扑 Quasi-Z 源逆变器由级联准Z源模式切换到等效准Z源模式;当直流电源电压低于  $u_{T2}$  时,开关管

$S_9$  关断,由等效准Z源模式切换到级联准Z源模式。

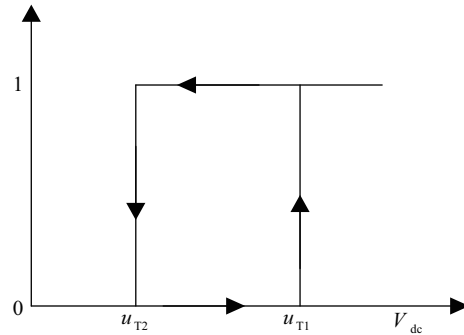


图6 切换方式

Fig. 6 Switch mode

### 2.4 变拓扑准Z源逆变器的三相输出策略

本文主要对变拓扑准Z源逆变器的单相输出情况进行研究,若有三相输出需求,可通过图7所示的星形联接方式或三角形联接方式获得,其中  $u_{sa}$ 、 $u_{sb}$ 、 $u_{sc}$  分别代表三相电压。此拓扑类似于级联准Z源逆变器三相系统<sup>[13]</sup>,与其具有相似的控制策略。应用此联接方式,可使变拓扑准Z源逆变器两模式均满足三相输出要求,因篇幅原因不对三相系统做详细介绍。

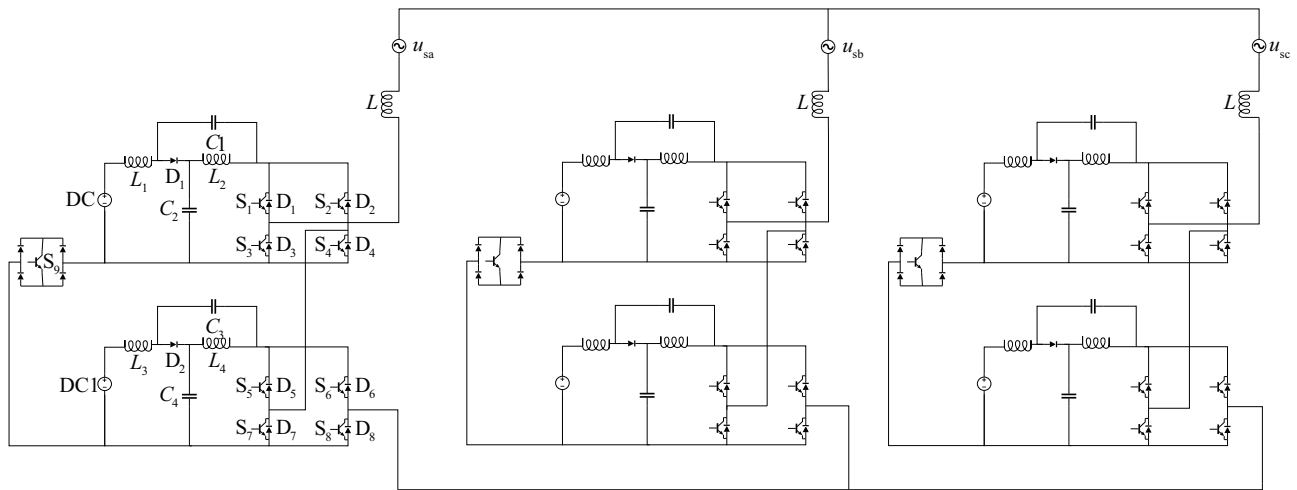


图7 三相并网系统拓扑

Fig. 7 Topology of proposed three-phase power system

## 3 一种适用于本结构的单相SVPWM

本文提出一种单相 SVPWM 对变拓扑 Quasi-Z 源逆变器进行调制,空间矢量调制拥有高电压利用效率、谐波含量少、易数字化实现等多种优点,以下为此种单相 SVPWM 的原理及实现。

开关状态及其对应输出电压矢量如表1所示,  $S_1$ 、 $S_4$ 、 $S_5$ 、 $S_8$  开关状态中,“1(直)”表示对应上下桥臂直通,其余默认为上下桥开关管状态相反。 $S_9$  为双向开关对应开关管,控制双向开关导通与关断。 $u_{AB}$  为 A、B 两点间电压。开关状态中 1 表示导通状态,零表示为关断状态。

表 1 两模态开关状态及输出电平关系表

Table 1 Switch state and output level relationship of two modes

模态	S <sub>0</sub>	S <sub>1</sub>	S <sub>4</sub>	S <sub>5</sub>	S <sub>8</sub>	u <sub>AB</sub>
级联准 Z 源模态	0	0	0	0	0	-2BV <sub>dc</sub>
	0	0	0	0(1)	1(0)	-BV <sub>dc</sub>
	0	0(1)	1(0)	0	0	-BV <sub>dc</sub>
	0	1(0)	0(1)	1(0)	0(1)	0
	0	1	1	1(0)	0(1)	BV <sub>dc</sub>
	0	1(0)	0(1)	1	1	BV <sub>dc</sub>
	0	1	1	1	1	2BV <sub>dc</sub>
	0	1(直)	*	1(直)	*	0
	0	1(直)	*	1(0)	1(0)	±BV <sub>dc</sub>
	0	1(0)	1(0)	1(直)	*	±BV <sub>dc</sub>
等效准 Z 源模态	1	1	0	1	1	BV <sub>dc</sub>
	1	0	0	1	1	0
	1	0	0	1	0	-BV <sub>dc</sub>
	1	1	0	1	0	0
	0	1(直)	0	1	1(直)	0
	1	1(直)	1	0	1(直)	0

注: \*代表此开关管 0 或 1 状态均可。

本文根据  $|2M \cos(\omega t)| \geq 1$ 、 $0 \leq |2M \cos(\omega t)| < 1$  将空间矢量图划分为 4 个区间, 设期望输出电压为  $U_{ref} = 2MB \cos(\omega t)V_{dc}$ , 稳定状态下  $U_{ref}$  位于由电压矢量  $V_1$ 、 $V_2$  组成的区间内, 根据伏秒定理:

$$U_{ref}T_s = V_1T_1 + V_2T_2 \quad (6)$$

式中,  $T_1$ ——电压矢量  $V_1$  作用时间;  $T_2$ ——电压矢量  $V_2$  作用时间。

当工作于级联准 Z 源模态且  $|2M \cos(\omega t)| \geq 1$ , 如图 8 级联准 Z 源模态状态 2 所示, 作用时间关系为<sup>[14]</sup>:

$$\begin{aligned} T_1 &= (|2M \cos(\omega t)| - 1)T_s \\ T_2 &= (2 - |2M \cos(\omega t)|)T_s \end{aligned} \quad (7)$$

当工作于级联准 Z 源模态且  $0 \leq |2M \cos(\omega t)| < 1$  时, 如图 8 级联准 Z 源模态状态 1 所示。当工作于等效准 Z 源模态, 2 种状态作用时间计算方法为:

$$\begin{aligned} T_1 &= |2M \cos(\omega t)|T_s \\ T_2 &= (1 - |2M \cos(\omega t)|)T_s \end{aligned} \quad (8)$$

通过计算矢量切换阈值  $T_{cm1} = T_1/4$ , 矢量切换阈值二  $T_{cm2} = T_1/4 + T_2/2$  得到矢量切换点。

准 Z 源逆变器与传统逆变器的调制策略差异在于直通零矢量的加入, 本文采用图 8 所示方法插入直通零矢量。

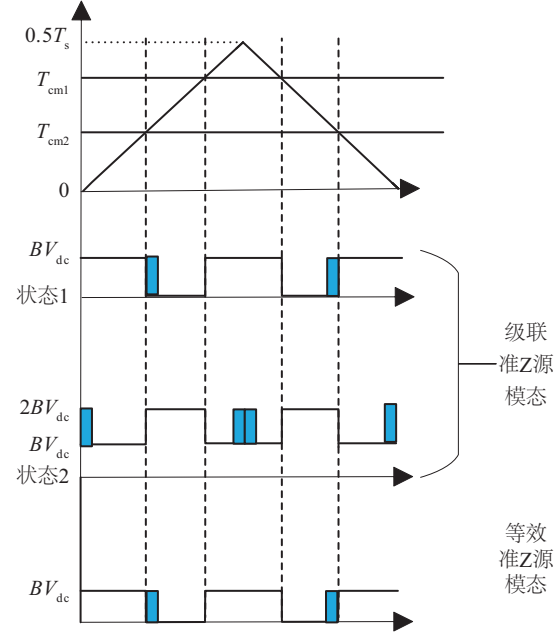


图 8 两模态时序图

Fig. 8 Sequence diagram of two modes

当处于级联准 Z 源逆变器状态 2 时, 直通零矢量插入时刻  $T_{cm1D0} = T_{cm1} - D_0/2T_s$ ,  $T_{cm2D0} = (1/2 - D_0/2)T_s$  分别插入到 2 个级联级联单元传统零矢量中, 当处于级联准 Z 源状态 1 或处于等效准 Z 源模态时, 直通零矢量插入时刻据零矢量阈值  $T_{cm3D0} = T_{cm1} + D_0/2T_s$  决定。

## 4 损耗分析

### 4.1 IGBT 及二极管导通损耗

任意时刻 IGBT (insulated gate bipolar translator) 及二极管的导通损失可线性的表示<sup>[15]</sup>为:

$$\begin{aligned} P_{c-IGBT} &= U_{ce1}i = (U_{ce1} + R_{on1})i \\ P_{c-dio} &= U_Fi = (U_{FOD} + R_{onD})i \end{aligned} \quad (9)$$

式中,  $P_{c-IGBT}$ 、 $P_{c-dio}$ ——IGBT 的导通损耗、二极管的导通损耗;  $U_{ce1}$ ——IGBT 的导通压降;  $R_{on1}$ ——IGBT 的导通电阻;  $U_F$ ——二极管电压;  $U_{FOD}$ ——二极管的导通压降;  $R_{onD}$ ——二极管的导通电阻,  $i$ ——输出电流,  $i = I_m \sin(\omega t)$ 。

根据表 2 中各状态 IGBT 及二极管开通个数, 求得当  $M \geq 0.5$  时, 级联准 Z 源逆变器模态下 IGBT



及二极管一个周期内的平均导通损失<sup>[3]</sup>分别为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{c-IGBT1} = & \left( \frac{4}{\pi} + M \right) U_{ceol} I_m + \left( 1 + \frac{8M}{3\pi} \right) R_{on1} I_m^2 + \\ & \left( \frac{4}{\pi} - \frac{\sqrt{4M^2 - 1}}{\pi M} \right) D_0 U_{ceol} I_m + \left[ 1 - \frac{\sqrt{4M^2 - 1}}{4\pi M^2} - \right. \\ & \left. \frac{\arccos(1/2M)}{\pi} \right] D_0 R_{on1} I_m^2 \\ \bar{p}_{c-dio1} = & \left( \frac{4}{\pi} - M \right) U_{FOD} I_m + \left( 1 + \frac{8M}{3\pi} \right) R_{onD} I_m^2 \end{aligned} \quad (10)$$

当  $M < 0.5$  时, IGBT 及二极管在一个周期内的平均导通损失分别为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{c-IGBT1} = & \left( \frac{4}{\pi} + M \right) U_{ceol} I_m + \left( 1 + \frac{8M}{3\pi} \right) R_{on1} I_m^2 + \\ & \frac{4}{\pi} D_0 U_{ceol} I_m + D_0 R_{on1} I_m^2 \end{aligned} \quad (11)$$

$$\bar{p}_{c-dio1} = \left( \frac{4}{\pi} - M \right) U_{FOD} I_m + \left( 1 + \frac{8M}{3\pi} \right) R_{onD} I_m^2$$

工作于准 Z 源全桥逆变器状态下 IGBT 及二极管在一个周期内的平均导通损失分别为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{c-IGBT2} = & \left( \frac{2}{\pi} + M \right) U_{ceol} I_m + \left( 0.5 + \frac{8M}{3\pi} \right) R_{on1} I_m^2 + \\ & \frac{2}{\pi} D_0 U_{ceol} I_m + \frac{D_0}{2} R_{on1} I_m^2 \\ \bar{p}_{c-dio1} = & \left( \frac{2}{\pi} - M \right) U_{FOD} I_m + \left( 0.5 + \frac{8M}{3\pi} \right) R_{onD} I_m^2 \end{aligned} \quad (12)$$

表2 不同模式下功率器件导通数

Table 2 Number of conduction-state power components in different modes

模式	$u_{AB}$	$2U_d$	$U_d$	0	$-U_d$	$-2U_d$	直通
qZS-CMI 模式	IGBT	4	3	2	3	4	4
	二极管	0	1	2	1	0	2
传统准Z源逆变器	IGBT		2	1	2		2
	二极管		0	1	0		1
等效qZS-HBI 模式较传统拓扑增加数	IGBT		2	1	2		4
	二极管		3	1(2)	3		1(2)

注:  $U_d$  代表  $BV_{de}$ 。

等效准 Z 源模式下, IGBT 及二极管一个周期内平均导通损失较准 Z 源逆变器增加量为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{c-add} = & \left( \frac{2}{\pi} - \frac{M}{2} \right) U_{ceol} I_m + \left( 0.5 - \frac{2M}{\pi} \right) R_{on1} I_m^2 - \\ & \frac{D_0}{2} R_{on1} I_m^2 + \left( \frac{3}{\pi} - \frac{3M}{4} \right) U_{FOD} I_m + \left( \frac{3}{4} - \frac{8M}{3\pi} \right) R_{onD} I_m^2 \end{aligned} \quad (13)$$

求得当  $M < 0.5$  时, 级联准 Z 源模式平均导通损失与等效准 Z 源模式平均导通损失之差为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{c-add1} = & \frac{M}{2} U_{ceol} I_m + \frac{2M}{\pi} R_{on1} I_m^2 + D_0 R_{on1} I_m^2 + \\ & \frac{2}{\pi} D_0 U_{ceol} I_m + \left( \frac{3M}{4} - \frac{1}{\pi} \right) U_{FOD} I_m + \\ & \left( \frac{8M}{3\pi} - \frac{1}{4} \right) R_{onD} I_m^2 \end{aligned} \quad (14)$$

求得当  $M \geq 0.5$  时, 级联准 Z 源模式平均导通损失与等效准 Z 源模式平均导通损失之差为:

$$\begin{aligned} \bar{p}_{c-add2} = & \frac{2M}{\pi} R_{on1} I_m^2 + \left( \frac{8M}{3\pi} - \frac{1}{4} \right) R_{onD} I_m^2 + \\ & \left( \frac{3M}{4} - \frac{1}{\pi} \right) U_{FOD} I_m + \left( \frac{2}{\pi} - \frac{\sqrt{4M^2 - 1}}{\pi M} \right) D_0 U_{ceol} I_m + \\ & \left[ 1 - \frac{\sqrt{4M^2 - 1}}{4\pi M^2} - \frac{\arccos(1/2M)}{\pi} \right] D_0 R_{on1} I_m^2 + \\ & \frac{M}{2} U_{ceol} I_m \end{aligned} \quad (15)$$

## 4.2 IGBT 及二极管开关损耗

二极管开通损耗很小, 基本可忽略, 因此开关损耗主要由 IGBT 的开通损耗和关断损耗以及二极管的关断损耗组成<sup>[16]</sup>, 其中 IGBT 的开关损耗计算方法如下:

$$\begin{aligned} P_{sw\_IGBT} = & \frac{f_s}{T} \int_0^T [E_{on}(t) + E_{off}(t)] dt \\ = & \frac{f_s}{T} \sum_{i=1}^{T_f} [E_{on}(t) + E_{off}(t)] \end{aligned} \quad (16)$$

其中,

$$\begin{cases} E_{on} = \frac{U_{dc}}{V_{Test}} \frac{E_{on}(R_{gon})}{E_{on}(R_{gon\_Test})} E_{on\_Test} \\ E_{off} = \frac{U_{dc}}{V_{Test}} \frac{E_{off}(R_{goff})}{E_{off}(R_{goff\_Test})} E_{off\_Test} \end{cases} \quad (17)$$

二极管的关断损耗表示方式如式(18):

$$P_{sw\_dio} = \frac{f_s}{T} \int_0^T E_{rec}(t) dt = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{T_f} E_{rec}(t_i) \quad (18)$$

其中,

$$E_{rec} = \frac{U_{dc}}{V_{Test}} \frac{E_{rec}(R_{gon})}{E_{rec}(R_{gon\_Test})} E_{rec\_Test} \quad (19)$$

式中,  $P_{sw\_IGBT}$  —— IGBT 的开关损失;  $f_s$  —— 关断时间;  $T$  —— 周期;  $t$  —— 时间;  $R_{gon}$ 、 $R_{goff}$ 、 $R_{goff\_Test}$  —— 门极电阻开通损耗、门极电阻关断损耗、

门极电阻关断测试损耗;  $V_{\text{Test}}$  ——测试电压;  $E_{\text{on}}$  ——IGBT 开通一次的损失;  $E_{\text{off}}$  ——IGBT 关断一次的损失;  $E_{\text{rec}}$  ——二极管关断一次的损失;  $E_{\text{on}}(R_{\text{gon\_Test}})$  ——IGBT 额定电流下门极电阻对应的开通损耗;  $E_{\text{off}}(R_{\text{goff\_Test}})$  ——IGBT 额定电流下门极电阻对应的关断损耗;  $E_{\text{on}}(R_{\text{gon}})$  ——额定电流下门极电阻对应的实际 IGBT 开通损耗;  $E_{\text{off}}(R_{\text{goff}})$  ——额定电流下门极电阻对应的实际 IGBT 关断损耗;  $P_{\text{sw\_dio}}$  ——二极管的关断损失;  $V_{\text{Test}}$  ——测试电压;  $E_{\text{rec}}(R_{\text{gon\_Test}})$  ——二极管反向恢复损耗;  $E_{\text{rec}}(R_{\text{gon}})$  ——二极管反向恢复损耗。

开关损耗与直流母线电压、开关频率、电流、门极电阻、结温等有关,因此在相同开关频率、相同并网电流,相同外部条件下,2 种工作模式所产生的开关损耗差异较小,因此不做具体分析。

由 2 种模式平均导通损失差,求其关于  $M$  的导数,可知在  $M$  的不同区间内均为关于  $M$  的增函数。通过 FF200R12KT3 的技术文档,如表 3 所示,将相关参数代入可得,在  $D_0=0.1$ 、 $M=0.5$  情况下,损耗差值为:

$$P_{\text{c-add1}} = 0.29I_m + 0.0026I_m^2 \quad (20)$$

由式(20)显然可知  $P_{\text{c-add1}} > 0$ , 因此对于任意  $M \leq 0.5$ , 两模式损耗差值均大于 0。

当  $D_0=0.1$ 、 $M < 0.5$  时,将相关参数代入式(14)得两模式损耗差值为:

$$P_{\text{c-add2}} = (1.1M - 0.19)I_m + (0.0059M - 0.0003)I_m^2 \quad (21)$$

由式(21)可知,对于任意  $I_m$  均满足当  $M \geq 0.173$  时,损耗差值大于 0。且随  $I_m$  增大,满足条件的  $M$  取值范围亦增大。由以上证明可知,在大范围内准 Z 源等效模式较级联准 Z 源模式拥有更高的效率。

表 3 本文相关参数

Table 3 Values of parameters

参数	数值	参数	数值
$V_{\text{dc}}/\text{V}$	150~300	$E_m/\text{V}$	311
$f_s/\text{kHz}$	5	$M$	0.4
$V_{\text{Tset}}/\text{V}$	600	$R_{\text{onD}}/\Omega$	0.0032
$U_{\text{FOD}}/\text{V}$	0.8	$U_{\text{ceol}}/\text{V}$	1
$R_{\text{on1}}/\Omega$	0.005	$E_{\text{off}}(R_{\text{goff\_Test}})/\text{mJ}$	25
$E_{\text{on}}(R_{\text{gon\_Test}})/\text{mJ}$	16	$E_{\text{rec}}(R_{\text{gon\_Test}})/\text{mJ}$	17.5

## 5 仿真分析验证

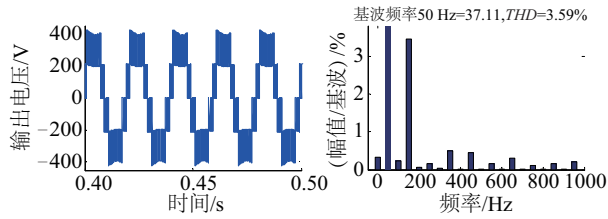
为验证本结构的正确性,应用 Matlab/Simulink 对本结构搭建模型,并搭建本文所提的 SVPWM 调制模型,分别验证此结构的升压功能及 2 种模式效率的差别。假设直流电压  $V_{\text{dc}} \in [150, 350]$ , 传统单级式并网逆变器需要满足  $V_{\text{dc}} > E_m$  才可实现并网,因此其最大的工作区间为  $[311, 350]$ 。采用变拓扑准 Z 源逆变器可在工作区间  $[150, 350]$  上实现并网,并可在较高电压时变换拓扑结构实现效率提升。假设  $u_{T1} = u_{T2} = 300 \text{ V}$ , 因此当  $V_{\text{dc}} \in [150, 300]$  工作于级联准 Z 源拓扑模式,当  $V_{\text{dc}} \in [300, 350]$  工作于等效准 Z 源模式。

本文选取载波频率为 5 kHz, 分别在  $V_{\text{dc}} = 150 \text{ V}$  及  $V_{\text{dc}} = 300 \text{ V}$  对本结构进行分析, 当  $V_{\text{dc}} = 150 \text{ V}$  时采用级联准 Z 源模式实现低电压并网。当  $V_{\text{dc}} = 300 \text{ V}$  时切换级联准 Z 源模式为等效准 Z 源模式, 在此电压下分别对 2 种拓扑结构进行仿真, 并计算效率绘制效率曲线。准 Z 源电感及电容值分别为 1.8 mH 及 3300  $\mu\text{F}$ , 并网电感值为 8 mH, 直通占空比采用 0.132, 其余数据如表 3 所示。

在  $V_{\text{dc}} = 150 \text{ V}$ 、 $E_m = 311 \text{ V}$  条件下, 对变结构准 Z 源逆变器进行并网, 设期望输出功率为 5.5 kW, 此时期望并网电流为  $I_m = 35.35 \text{ A}$ , 因输入电压低, 采用级联准 Z 源模式, 理论输出电压分别为  $BV_{\text{dc}} = 203.8 \text{ V}$ 、 $2BV_{\text{dc}} = 407.6 \text{ V}$ , 根据调制度公式  $M = \sqrt{E_m^2 + (\omega LI_m)^2} / (2BV_{\text{dc}})$  可知  $M \approx 0.796$ , 故而本文选取  $M = 0.8$ , 此时理论输出相电压峰值为  $2MBV_{\text{dc}} = 326.08 \text{ V}$ 。通过上述参数仿真得到此时并网电流、并网电压、电流谐波畸变率及输出电压如图 9a、图 9b 所示, 所得并网电流为 37.11 A, 电流谐波畸变率为 3.59%, 此时输出功率为 5.77 kW。

$V_{\text{dc}} = 300 \text{ V}$  处于两模式切换点, 此时电压较高, 切换到等效准 Z 源模式。设期望输出功率为 5.5 kW, 求得此时期望并网电流为 35.35 A, 理想调制度为  $M = 0.398$ , 因此取  $M = 0.4$ , 在此临界条件下对两模式进行仿真。

处于级联准 Z 源模式时, 得到此时并网电流、并网电压、电流谐波畸变率及输出电压如图 10a、图 10b 所示, 并网电流为 36.09 A, 电流谐波畸变率为 1.18%, 此时输出电压理论值为 407.6 V, 输出功率为 5.6 kW, 结果与理论值接近。



a. 150 V 直流输入下输出电压及并网电流谐波畸变率

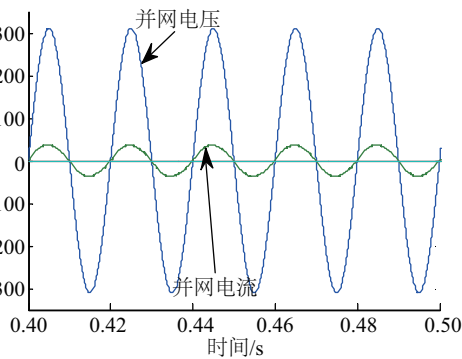
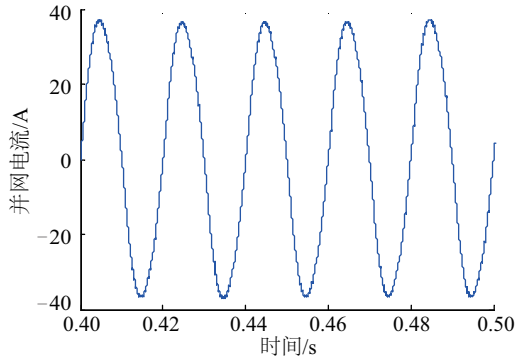
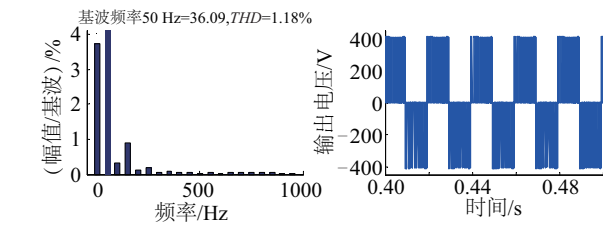
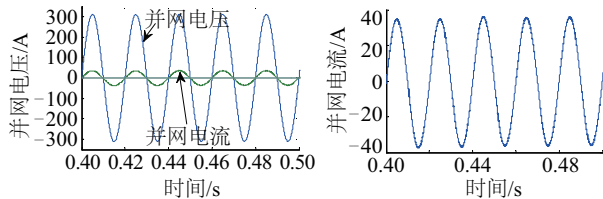
b. 150 V 直流输入下并网电压及并网电流  
图9 150 V 直流输入电压下仿真结果

Fig. 9 Simulation results of 150 V DC input



a. 300 V 直流输入下级联准Z源模式输出电压及并网电流 THD



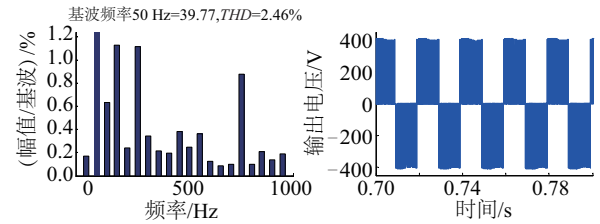
b. 300 V 直流输入下级联准Z源模式并网电压及并网电流

图10 300 V 直流输入电压下级联准Z源模式仿真结果

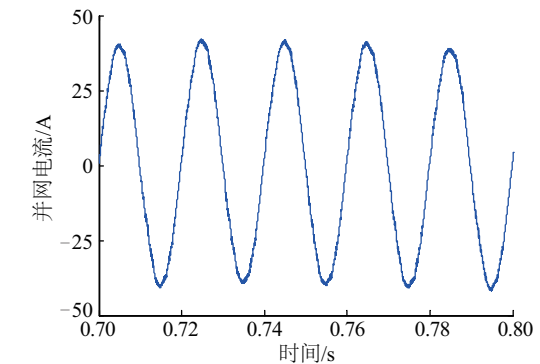
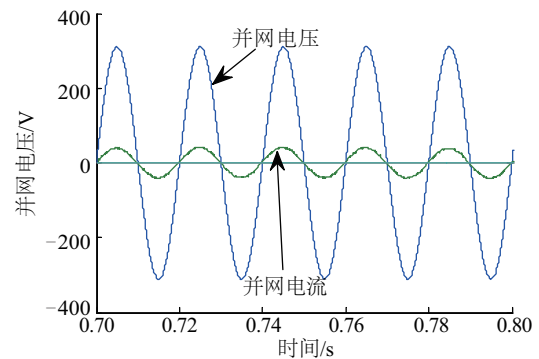
Fig. 10 Simulation results of quasi-Z-source cascaded multilevel mode using 300 V DC voltage as the input

当处于等效准Z源模态,得到此时并网电流、并网电压、电流谐波畸变率及输出电压分别如图11a、图11b所示。并网电流为39.77 A,电流谐波畸变率为2.46%,此时输出电压理论值为407.6 V,输出功率为6.1 kW,结果与理论值接近。

图12为300 V直流输入条件下,变拓扑准Z源逆变器的效率曲线,其中0.3时刻2种模式进行切换。其中时间区间(0,0.3)上逆变器处于级联准Z源模态,时间区间(0.3,1)上逆变器处于等效准Z源模态。求得区间(0.1,0.3)上效率平均值为83.3%,求得区间(0.3,0.9)上效率平均值为91.2%。由此得出相同条件下,等效准Z源模态较级联准Z源模态拥有更高的效率,同时验证了式(21)的计算结果。



a. 300 V 直流输入下等效准Z源模式输出电压及并网电流 THD



b. 300 V 直流输入下等效准Z源模式并网电压及并网电流

图11 300 V 直流输入电压下等效准Z源模式仿真结果

Fig. 11 Simulation results of equivalent quasi-Z-source mode using 300 V DC voltage as input



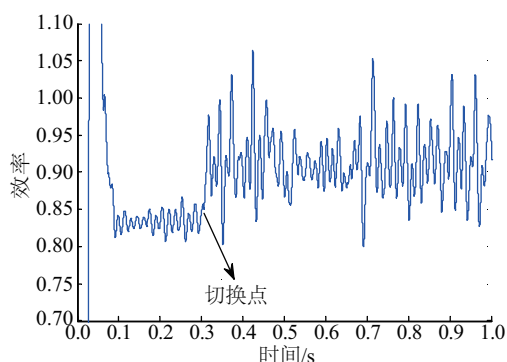


图 12 效率曲线

Fig. 12 Efficiency curve

## 6 结 论

本文基于准 Z 源拓扑结构,提出一种新型实时可变换拓扑结构并网逆变器,可实现级联准 Z 源逆变器与准 Z 源逆变器在不同输入电压工况下的适时转换。实现工作范围的增大与谐波的改善,同时利用等效准 Z 源工作模式的高效率特点实现系统效率的提升。理论分析和仿真实验结果证实,此技术方案可在获得拓宽输入电压工作范围的同时实现系统效率的提升。

### [参考文献]

- [1] Peng Fangzheng. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504—510.
- [2] Anderson J, Peng Fangzheng. Quasi-Z-source inverters [A]. IEEE Power Electronics Specialist Conference[C], Rhodes, Greece, 2008, 2743—2749.
- [3] Liu Yushan, Ge Baoming, Peng Fangzheng. An effective control method for three-phase quasi-Z-source cascaded multilevel inverter based grid-tie photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12): 6794—6802.
- [4] Sun Dongsan, Ge Baoming, Yan Xingyue, et al. Modeling, impedance design and efficiency analysis of quasi-Z-source module in cascaded multilevel photovoltaic power system [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(11): 6108—6117.
- [5] Liu Yushan, Ge Baoming, Abu-Rub H, et al. An effective control method for quasi-Z-source cascade multilevel inverter-based grid-tie single-phase photovoltaic power system [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2014, 10(1): 399—407.
- [6] 丁新平,苑红,杨水涛,等.单级可升压逆变电路统一拓扑:电抗源逆变电路[J].中国电机工程学报, 2015, 35(19): 5030—5038.
- [6] Ding Xinping, Yuan Hong, Yang Shuitao, et al. X-source inverter: Generic topology of the single-stage boost inverters [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(19): 5030—5038.
- [7] Ahmed H F, Cha Honnyong, Kim Su-Han, et al. Switched-coupled-inductor quasi-Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1241—1254.
- [8] Jiang Jun-Soon, Low Kay-Soon. Sigma-Z-source inverters [J]. IET Power Electronics, 2015, 8(5): 715—723.
- [9] 史宁,唐胜安,唐海国,等.光伏并网系统中 Z 源逆变器的研究[J].太阳能学报, 2014, 35(6): 971—978.
- [9] Shi Ning, Tang Shengan, Tang Haiguo, et al. Study of Z-source inverter for on-grid PV power system [J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2014, 35(6): 971—978.
- [10] 廖政伟,张雪,尤伟,等.应用于超宽输入范围的变拓扑 LLC 电路[J].浙江大学学报:工学版, 2013, 47(12): 2073—2079.
- [10] Liao Zhengwei, Zhang Xue, You Wei, et al. Variable LLC circuit used in ultra-wide input voltage range [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2013, 47(12): 2073—2079.
- [11] 戎萍,陈威,邓哲,等.适用于宽输入电压范围的变拓扑变流器[J].浙江大学学报:工学版, 2011, 45(3): 472—479, 519.
- [11] Rong Ping, Chen Wei, Deng Zhe, et al. Variable topology converter dedicated to wide input range applications [J]. Journal of Zhejiang University: Engineering Science, 2011, 45(3): 472—479, 519.
- [12] Wu Fengjiang, Sun Bo, Duan Jiandong, et al. Online variable topology-type photovoltaic grid-connected inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(8): 4814—4822.
- [13] Liu Yushan, Ge Baoming, Abu-Rub H. Modelling and controller design of quasi-Z-source cascaded multilevel inverter-based three-phase grid-tie photovoltaic power system [J]. IET Renewable Power Generation, 2014, 8(8): 925—936.
- [14] 杨晓冬,王崇林,史丽萍,等.级联型逆变器的统一 SVPWM 方法[J].电工技术学报, 2014, 19(6): 145—152.

- [14] Yang Xiaodong, Wang Chonglin, Shi Liping, et al. Generalized space vector PWM method for cascaded multilevel inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 19(6): 145—152.
- [15] Zarri L, Mengoni M, Tani A, et al. Minimization of the power losses in IGBT multiphase inverters with carrier-based pulsewidth modulation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(11): 3695—3706.
- [16] 丰瀚麟, 肖华锋, 谢少军. 反激型电流源光伏并网逆变器的损耗分析与优化设计[J]. 太阳能学报, 2011, 32(6): 814—820.
- [16] Feng Hanlin, Xiao Huafeng, Xie Shaojun. Losses analysis and optimal design of flyback-type current source grid-connected PV inverter[J]. Acta Energetica Solaris Sinica, 2011, 32(6): 814—820.

## VARIABLE TOPOLOGY QUASI-Z-SOURCE INVERTER

Li Zhijun, Zhang Jiawei, Liu Shuang, Xi Wenxia, Zhang Chuanbo

(College of Control Science and Engineering, Hebei University of Technology, Tianjin 300130, China)

**Abstract:** A new type variable topology structure is proposed, which can connect the cascaded quasi-Z source inverter cascade unit negative pole through bidirectional switch, which can simultaneously increase the working range and improve the efficiency. When the input voltages are lower, the proposed inverter works in the cascaded quasi-Z source inverter mode to obtain a wider working range. When the input voltages are higher, the proposed inverter is transformed into equivalent quasi-Z-source inverter mode to improve operation efficiency. The topology structure and operating principle of variable topology quasi-Z-source inverter are introduced. Meanwhile, a SVPWM boost modulation strategy suitable for this structure is proposed, and the mechanism of efficiency improvement is analyzed. Finally, the technical scheme can be verified through the simulation.

**Keywords:** inverters; topology; efficiency; SVPWM