

DOI: 10.13234/j.issn.2095-2805.2025.2.57

中图分类号: TM464

文献标志码: A

一种基于虚拟矢量 PWM 的准 Z 源三电平 逆变器新型控制算法实现

柴 锦¹, 刘 通², 王伟胜³, 陈阿莲⁴(中国电源学会高级会员)

(1.山东大学工程训练中心, 济南 250061; 2.山东大学电气工程学院, 济南 250061;
3.山东奥太电气有限公司, 济南 250104; 4.山东大学控制科学与工程学院, 济南 250061)

摘要: 准 Z 源三电平逆变器的升压控制和中点电位平衡控制之间的耦合严重限制了其控制性能。为解决上述问题, 提出 1 种基于虚拟矢量脉宽调制方法的中点电位平衡策略, 通过直流母线电容电压闭环控制实现中点电位平衡控制, 消除了中点电位低频波动, 同时采用恒直通升压调制策略, 避免了升压控制对中点电位的影响, 保证了准 Z 源网络充足的升压空间。最后通过仿真和实验验证了所提控制策略的有效性。

关键词: 准 Z 源三电平逆变器; 中点电位平衡; 虚拟矢量脉宽调制

Implementation of Novel Control Algorithm for Quasi-Z-source Three-level Inverter Based on Virtual Space-vector PWM

CHAI Jin¹, LIU Tong², WANG Weisheng³, CHEN Ailian⁴, *Senior Member, CPSS*

(1. Engineering Training Center, Shandong University, Ji'nan 250061, China; 2. School of Electrical Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China; 3. Shandong Aotai Electric Co., Ltd., Ji'nan 250104, China; 4. School of Control Science and Engineering, Shandong University, Ji'nan 250061, China)

Abstract: The coupling between the boost control and neutral-point voltage balance control of a quasi-Z-source three-level inverter seriously limits its control performance. To solve this problem, a neutral-point voltage balance control strategy based on a virtual space-vector pulse width modulation method is proposed. The neutral-point voltage balance control is realized through a closed-loop control of the DC-bus capacitor voltage, and the low-frequency fluctuations in the neutral-point voltage are eliminated. Meanwhile, a constant shoot-through boost modulation strategy is employed, which avoids the adverse impact on the neutral-point voltage and guarantees an ample boosting capacity of the quasi-Z-source network. Finally, simulation and experimental results verified the validity of the proposed control strategy.

Keywords: Quasi-Z-source three-level inverter; neutral-point voltage balance; virtual space-vector pulse width modulation

随着我国“双碳”目标的确立, 能源供给侧加速向清洁低碳化、绿色化发展, 有力推进了新型电力系统的转型升级。截至 2023 年 10 月底, 全国

可再生能源发电装机规模已经突破了 14 亿千瓦, 其中光伏发电高达 5.36 亿千瓦, 展现出巨大的发展潜力^[1]。传统的光伏发电并网系统通常采用低频变压器, 这会增加成本和尺寸, 降低整体效率。因此, 无变压器光伏系统因为具有高效、低成本和小体积的优点, 得到广泛青睐^[2]。此外, 光伏板的发电性能高度依赖于太阳辐照度和温度等环境条件, 导致光伏系统输出电压的变化较大。为此, 在光伏侧和逆变器侧之间增加额外的转换器(即两级式)可提高低光伏电压, 然而这种结构对于提升系统效率、降

收稿日期: 2023-12-29; 修回日期: 2024-02-06; 录用日期: 2024-03-05; 网络首发日期: 2024-04-08

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U2006222); 国家重点研发计划资助项目(2022YFB2402903)

This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant U2006222; the National Key Research and Development Program of China under the grant 2022YFB2402903

低系统尺寸是有限的。为解决这一问题,以 Z 源逆变器 ZSI(Z-source inverter)为代表的单级式升压光伏发电系统被提出,因其具备降压和升压功能、系统尺寸小等优势而得到广泛关注^[3]。

Z 源逆变器于 2003 年首次被提出^[4],其通过增加 Z 源网络和直通调制方式实现直流升压,且 Z 源逆变器无需考虑死区,提升了系统的可靠性。文献[5]中提出了单 Z 源网络的三电平中点钳位 NPC(neutral-point clamped)逆变器,在降低系统成本的同时,得到了更好的输出波形质量和更低的电流纹波。然而,Z 源三电平 NPC 逆变器的输入电流本质上是不连续的,而且 Z 源网络导致输入电流和电压之间产生不可控相移^[6],这限制了其在光伏发电系统和燃料电池系统中的应用。准 Z 源逆变器作为 Z 源逆变器的衍生物,用于降低元件额定值并获得连续输入电流^[7]。文献[8]中提出的准 Z 源三电平 NPC 逆变器拓扑,结合了三电平 NPC 逆变器和准 Z 源逆变器输出波形优越、功率器件电压应力小、单级能量转换、输入电流连续等优点。然而准 Z 源三电平逆变器仍然存在中点电位不平衡的问题,需要通过调节小矢量的作用时间来实现中点电位的平衡,而准 Z 源网络的直通状态也需要调节 1 个开关周期内小矢量的作用时间,因此准 Z 源三电平逆变器控制策略中需要解决的核心问题之一即是升压控制与中点平衡控制两者之间的协调控制^[9-11]。

本文提出 1 种准 Z 源三电平逆变器新型控制算法,以改善其升压调节和中点平衡能力。该方法在虚拟矢量脉宽调制 PWM(pulse width modulation)理论基础上,将逆变器直流母线电容电压的波动作为扰动反馈量,经过 PI 调节器计算出虚拟矢量对应的小矢量调整时间,实现了中点平衡和升压调节的解耦控制,有效消除了中点电位的低频振荡。

1 准 Z 源三电平逆变器工作原理

准 Z 源三电平逆变器的拓扑结构如图 1 所示,包括了 2 个参数完全一致的准 Z 源网络和 1 个传统的二极管中点钳位 NPC 三电平逆变器。在准 Z 源

网络的二极管阴极与电感连接点引出母线电容 C_1 和 C_2 作为母线分压电容,其公共点为母线中点电位。 U_{dc} 为直流侧电压。

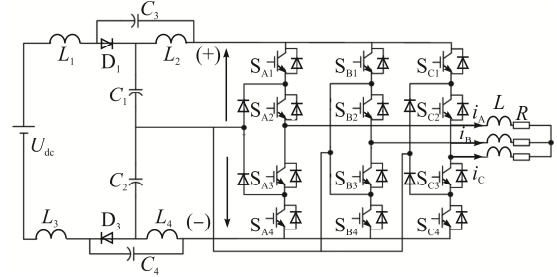


图 1 准 Z 源三电平逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of quasi-Z-source three-level inverter

为实现升压功能,准 Z 源三电平逆变器开关状态中需要加入直通状态,包括上直通 UST(upper shoot-through)、下直通 LST(lower shoot-through)和全直通 AST(all shoot-through)共 3 种。以 A 相为例,准 Z 源三电平逆变器工作状态见表 1。由于全直通状态下一次换相过程会引入多个开关器件的动作,这导致器件开关次数增加,输出波形的谐波增大,因此在升压过程中不引入全直通状态。

表 1 准 Z 源三电平逆变器工作状态 ($X=A, B, C$ 相)

Tab. 1 Working states of quasi-Z-source three-level inverter (X equals phase A, B or C)

持续时间	工作状态	导通器件	输出电压
T_{NST}	P	S_{X1}, S_{X2}, D_1, D_2	$U_{dc}/2$
T_{NST}	O	S_{X2}, S_{X4}, D_1, D_2	0
T_{NST}	N	S_{X3}, S_{X4}, D_1, D_2	$-U_{dc}/2$
T_{UST}	上直通	$S_{X1}, S_{X2}, S_{X3}, D_2$	0
T_{LST}	下直通	$S_{X2}, S_{X3}, S_{X4}, D_1$	0
T_{AST}	全直通	$S_{X1}, S_{X2}, S_{X3}, S_{X4}$	0

准 Z 源三电平逆变器工作状态示意如图 2 所示。

为保证准 Z 源网络中上、下直通状态的升压效果一致,对 2 组准 Z 源网络电气参数约束为

$$\begin{cases} L_1 = L_2, L_2 = L_4 \\ C_2 = C_4, C_1 = C_3 \end{cases} \quad (1)$$

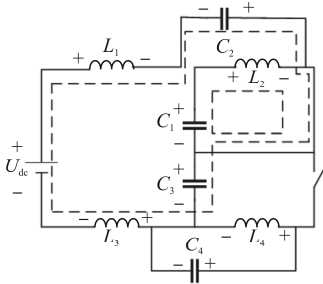
根据电路对偶定理,可得各电感和电容的电压为

$$\begin{cases} U_{L_1} = U_{L_3}, U_{L_2} = U_{L_4} \\ U_{C_2} = U_{C_4}, U_{C_1} = U_{C_3} \end{cases} \quad (2)$$

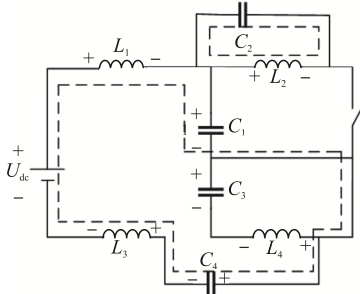
准 Z 源三电平逆变器上直通状态下,二极管 D_1

承受反压关断, 等效电路如图 2(a)所示。根据基尔霍夫电压定律, 结合式(2), 可以得到准 Z 源网络电感电压为

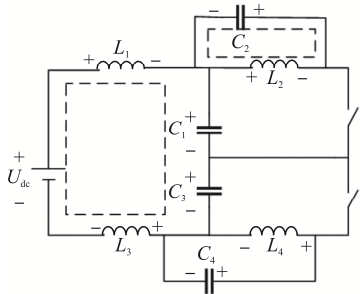
$$\begin{cases} U_{L_1} = \frac{1}{2}(U_{dc} + U_{C_2} - U_{C_1}) \\ U_{L_2} = U_{C_1} \end{cases} \quad (3)$$



(a) 上直通状态等效电路



(b) 下直通状态等效电路



(c) 非直通状态等效电路

图 2 准 Z 源三电平逆变器等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of quasi-Z-source three-level inverter

在下直通状态下, 二极管 D_2 承受反压关断, 此时等效电路如图 2(b)所示。根据基尔霍夫电压定律, 可以得到准 Z 源网络电感电压为

$$\begin{cases} U_{L_1} = \frac{1}{2}(U_{dc} + U_{C_2} - U_{C_1}) \\ U_{L_2} = -U_{C_2} \end{cases} \quad (4)$$

在非直通状态下, 等效电路如图 2(c)所示。根

据基尔霍夫电压定律, 得到准 Z 源网络电感电压为

$$\begin{cases} U_{L_1} = \frac{1}{2}U_{dc} - U_{C_1} \\ U_{L_2} = -U_{C_2} \end{cases} \quad (5)$$

在 1 个开关周期 T 内, 假设上直通时间为 T_{UST} , 下直通时间为 T_{LST} , 直通时间为 T_{ST} , 定义 $T_{UST} = T_{LST} = T_{ST}$ 。根据 1 个开关周期内电感上的伏秒平衡定理, 可得

$$\begin{cases} U_{C_1} = \frac{T - T_{ST}}{2(T - 2T_{ST})}U_{dc} \\ U_{C_2} = \frac{T_{ST}}{2(T - 2T_{ST})}U_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

由此, 可以得到准 Z 源网络输出电压 U_{ZO} 为

$$U_{ZO} = \begin{cases} \frac{T}{T - 2T_{ST}}U_{dc} & \text{非直通状态} \\ \frac{T}{2(T - 2T_{ST})}U_{dc} & \text{直通状态} \end{cases} \quad (7)$$

2 准 Z 源三电平逆变器中点电位控制

2.1 虚拟矢量 PWM 算法

如前所述, 在准 Z 源三电平逆变器中, 中矢量的作用会引起中点产生 3 倍于基波频率的波动(即低频波动), 不仅使母线电容的设计容量增大, 还会恶化输出波形质量。因此, 中点平衡问题是准 Z 源三电平逆变器研究的关键问题。虚拟空间矢量脉宽调制 VSVPWM (virtual space-vector pulse width modulation) 方法将三电平空间小矢量和中矢量合成虚拟中矢量, 消除了中矢量对中点电位的影响, 从而消除了中点电位低频波动^[12-13]。以传统 SVPWM 矢量图第 1 扇区的矢量为例, 对矢量调整为

$$\begin{cases} V_{VS1} = \frac{1}{2}V_{POO} + \frac{1}{2}V_{ONN} \\ V_{VL1} = V_{PNN} \\ V_{VM1} = \frac{1}{3}V_{ONN} + \frac{1}{3}V_{PON} + \frac{1}{3}V_{PPO} \\ V_{VL2} = V_{PPN} \\ V_{VS2} = \frac{1}{2}V_{PPO} + \frac{1}{2}V_{OON} \end{cases} \quad (8)$$

式中： V_{VS1} 、 V_{VS2} 为虚拟小矢量； V_{VL1} 、 V_{VL2} 为虚拟大矢量； V_{VM1} 为虚拟中矢量。经过变换后，在 1 个开关周期内虚拟中、小矢量对应的中线电流为 0，对 中点电位将不产生影响。虚拟矢量分布如图 3 所示。

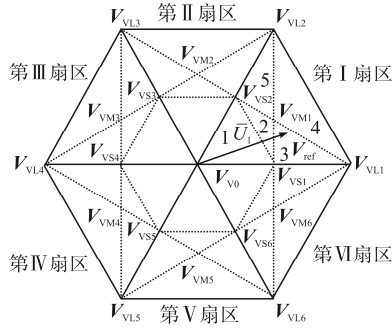


图 3 虚拟矢量分布

Fig. 3 Distribution of virtual vectors

由电压伏秒平衡原理可以得到各虚拟矢量的作用时间，进而得到 A 相输出电压在 P 状态的作用时间 T_{ap} 为

$$\begin{cases} T_{ap} = m \cos(\theta - \pi/6) & 0 \leq \theta < 2\pi/3 \\ T_{ap} = 0 & 2\pi/3 \leq \theta < 4\pi/3 \\ T_{ap} = m \cos(\theta + \pi/6) & 4\pi/3 \leq \theta < 2\pi \end{cases} \quad (9)$$

A 相输出电压在 N 状态作用时间 T_{ap} 与表达式一致，相位相差 180° 。同理可计算出 B、C 两相输出电压的作用时间 T_{bp} 、 T_{bn} 、 T_{cp} 、 T_{cn} 的表达式，此处不再赘述。当合成参考电压 V_{ref} 位于图 3 所示扇区时，根据最近三矢量原则，选择虚拟矢量 V_{VS1} 、 V_{VL1} 、 V_{VM1} 对参考矢量进行合成，虚拟矢量 PWM 输出开关序列如图 4 所示。

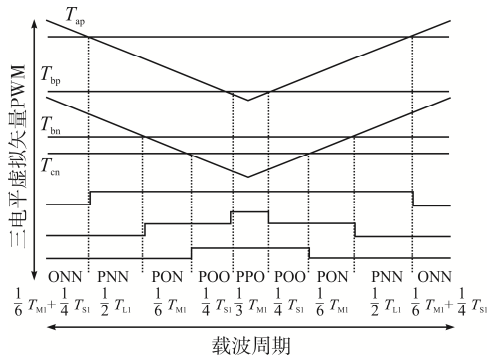


图 4 第 I 扇区区域 3 开关序列

Fig. 4 Switching sequence in Area 3 in Sector I

2.2 改进的中点平衡控制算法

VSVPWM 算法可以消除三电平逆变器中点电位的低频波动，但由于电容初始电位不平衡及电容电荷的累积效应，中点电位不平衡问题仍然存在^[14]。为解决上述问题，本文提出 1 种利用 PI 调节器在一定范围内动态调整小矢量作用时间的方法，实现了中点电位的实时、高效控制。

准 Z 源三电平逆变器中点平衡控制示意如图 5 所示。通过检测直流母线电容电压，得到中点电位偏移量，再经过 PI 调节器可以得到中点平衡控制因子 k 。因此，控制因子 k 是动态调节值，当中点电位累计偏差较大，或者外界干扰引起中点电位发生突变时， k 值增大，可以使中点电位迅速达到平衡状态；当中点电位无明显偏移时， k 值变小，也处于相位稳定状态。

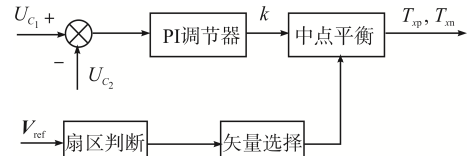


图 5 准 Z 源三电平逆变器中点平衡控制示意

Fig. 5 Schematic of neutral-point balance control of quasi-Z-source three-level inverter

由图 5 可知，本文所提中点平衡控制策略由中点平衡控制因子 k 对参考电压矢量 V_{ref} 所处扇区的小矢量时间进行调整。以参考矢量位于图 3 所示位置为例，可用于中点平衡控制的小矢量为 ONN 和 POO，其作用时间由虚拟中矢量的 T_{M1} 和虚拟小矢量的 T_{S1} 决定。在保证参考电压伏秒平衡的基础上，只能通过调整虚拟小矢量的作用时间来完成中点平衡控制。根据图 4 给出的各虚拟矢量作用时间，可以得到三相参考电压作用时间与其对应关系为

$$\begin{cases} T_{ap} = T_{L1} + \frac{2}{3}T_{M1} + \frac{1}{2}T_{S1} \\ T_{bp} = \frac{1}{3}T_{M1} \\ T_{bn} = \frac{2}{3}T_{M1} + \frac{1}{2}T_{S1} \\ T_{cn} = \frac{1}{3}T_{M1} + \frac{1}{2}T_{S1} \end{cases} \quad (10)$$

进一步计算出虚拟小矢量作用时间为

$$\frac{1}{2}T_{S1} = U_{cn} - U_{bp} \quad (11)$$

小矢量 ONN 和 POO 的作用时间由 T_{ap} 、 T_{bn} 、 T_{cn} 三者共同决定, 因此调整为

$$\begin{cases} T'_{ap} = T_{ap} - kT_{S1} \\ T'_{bn} = T_{bn} - kT_{S1} \\ T'_{cn} = T_{cn} - kT_{S1} \end{cases} \quad (12)$$

其中, 中点平衡控制因子 k 的表达式为

$$k = K_p(U_{C1} - U_{C2}) + K_i \sum_{i=1}^n (U_{C1} - U_{C2}) \quad (13)$$

式中, K_p 和 K_i 分别为 PI 控制器的比例和积分系数。

经过对中点平衡控制的调整后, 第 I 扇区第 3 小扇区的开关序列如图 6 所示。

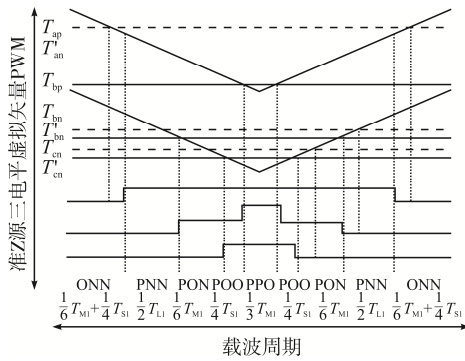


图 6 中点平衡控制后的开关序列

Fig. 6 Switching sequence with neutral-point balance control

根据上述方法, 可以对 VSVPWM 矢量图中每个扇区对应的虚拟小矢量作用时间进行计算, 得到需要调整的相电压作用时间, 结果见表 2, 由此, 通过简单的查表法即可方便地选择不同扇区进行中点平衡控制所需调节的相电压作用时间。中点平衡控制中需要注意: ①在虚拟矢量图每个大扇区的第 1、2 小扇区中, 包含了 2 对可以调整的小矢量, 选择任意 1 对小矢量进行中点平衡控制即可; ②每个大扇区的第 3、5 小扇区都存在 1 对可以调整的小矢量, 可以通过调整表 2 给出的矢量作用时间进行中点电位平衡控制; ③每个大扇区的第 4 个小扇区不存在成对出现的小矢量, 为了保证伏秒平衡, 在该区域不进行中点平衡控制。

表 2 每个扇区对应的虚拟小矢量作用时间

Tab. 2 Duration of small virtual vector in each sector

大扇区	小扇区	虚拟小矢量作用时间	相电压作用时间
I	1, 2, 3	$T_{cn} - T_{bp}$	T_{ap}, T_{bn}, T_{cn}
	1, 2, 5	$T_{bn} - T_{ap}$	T_{ap}, T_{bp}, T_{cn}
II	1, 2, 3	$T_{an} - T_{bp}$	T_{ap}, T_{bp}, T_{cn}
	1, 2, 5	$T_{cn} - T_{ap}$	T_{an}, T_{bp}, T_{cn}
III	1, 2, 3	$T_{an} - T_{cp}$	T_{an}, T_{bp}, T_{cn}
	1, 2, 5	$T_{cn} - T_{bp}$	T_{an}, T_{bp}, T_{cp}
IV	1, 2, 3	$T_{bn} - T_{cp}$	T_{an}, T_{bp}, T_{cp}
	1, 2, 5	$T_{an} - T_{bp}$	T_{an}, T_{bn}, T_{cp}
V	1, 2, 3	$T_{bn} - T_{ap}$	T_{an}, T_{bn}, T_{cp}
	1, 2, 5	$T_{an} - T_{cp}$	T_{ap}, T_{bn}, T_{cp}
VI	1, 2, 3	$T_{cn} - T_{ap}$	T_{ap}, T_{bn}, T_{cp}
	1, 2, 5	$T_{bn} - T_{cp}$	T_{ap}, T_{bn}, T_{cn}

3 准 Z 源三电平逆变器升压控制

准 Z 源三电平逆变器通过加入上、下直通 2 种工作状态, 实现准 Z 源网络的升压控制, 同时增加了系统的可靠性。为了保证参考电压矢量的伏秒平衡, 直通状态需要在小矢量中注入^[15-16]。本文中采用恒直通占空比的方式在小矢量中注入直通状态, 避免了直通状态对中点电位的影响, 保证升压后输出电压的稳定, 且不增加系统的开关次数。图 7 给出了第 I 扇区第 3 小扇区中开关序列直通状态注入的示意。

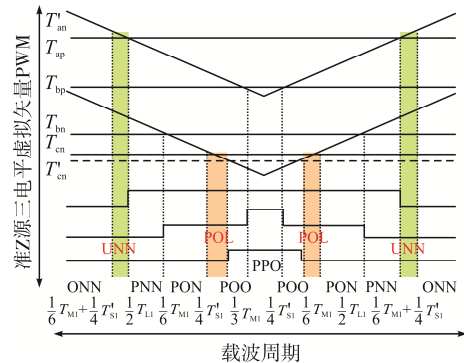


图 7 开关序列直通状态注入示意

Fig. 7 Schematic of shoot-through state insertion in switching sequence

假设直通时间为 t_0 , 则对三相输出电压作用时

间 T_{xp} 、 T_{xn} 的最大值 $T_{x\max}$ 和最小值 $T_{x\min}$ 转换为

$$\begin{cases} T'_{x\max} = T_{x\max} + t_0 \\ T'_{x\min} = T_{x\min} - t_0 \end{cases} \quad x = a, b, c \quad (14)$$

式中： $T'_{x\max}$ 和 $T'_{x\min}$ 分别为转换后的最大值和最小值。上直通状态在 $T'_{x\max}$ 和 $T_{x\max}$ 之间注入，在图 7 所示的开关序列中，矢量状态由小矢量 ONN，切换到上直通状态 UNN，再切换到大矢量 PNN，无额外的器件进行开关动作；下直通状态在 $T'_{x\min}$ 和 $T_{x\min}$ 之间注入，矢量状态由中矢量 PON 切换到下直通状态 POL，再切换到小矢量 POO，同样无额外的器件进行开关动作。

4 实验结果分析

对本文所提出的准 Z 源三电平逆变器中点平衡算法进行仿真和实验验证。仿真与实验参数见表 3。

表 3 仿真与实验参数

Tab. 3 Simulation and experimental parameters

参数	数值
直流母线电压 U_{dc}/V	200
直流母线电容 $C_1, C_3/\mu F$	470
准 Z 源电感 $L_1 \sim L_4/mH$	2
准 Z 源电容 $C_2, C_4/\mu F$	470
PI 调节器比例系数 K_p	0.2
PI 调节器积分系数 K_i	0.01
滤波电感 $L/\mu H$	450
负载电阻 R/Ω	10
载波频率 f_s/kHz	30

图 8 给出了采用 SVPWM 算法时，通过调节小矢量作用时间实现准 Z 源三电平逆变器中点电位平衡时，2 个直流母线电容电压 U_{C_1} 、 U_{C_2} 及其差值 $\Delta U = U_{C_1} - U_{C_2}$ 的波形，其中：调制比为 0.9；直通占空比为 0.1。根据式(5)可以计算出直流母线电容电位为 112.5 V。从图 8 仿真结果可以看出，虽然算法实现了三电平中点电位平衡控制与准 Z 源网络的升压控制，但是中点电位存在低频波动， ΔU 的波动范围在 $-5 \sim +5$ V。

图 9 为未经中点平衡控制的直流母线电容电压波形。

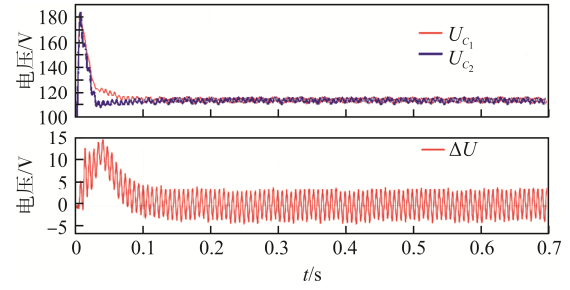


图 8 SVPWM 算法中点平衡控制后低频波动仿真波形
Fig. 8 Simulation waveforms of low-frequency fluctuations with neutral-point balance control based on SVPWM algorithm

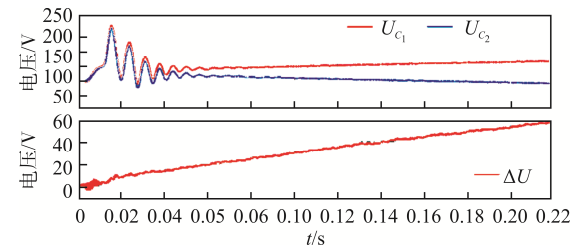
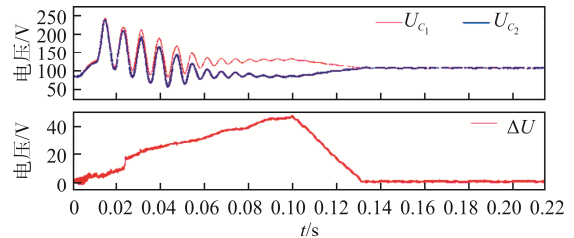
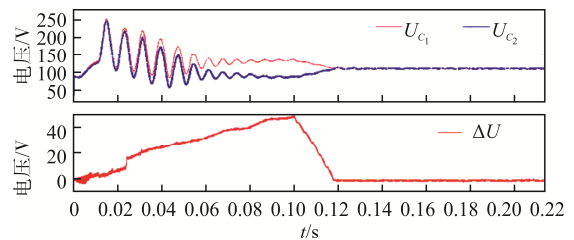


图 9 未经中点平衡控制的直流母线电容电压波形
Fig. 9 Waveforms of DC-bus capacitor voltage without neutral-point balance control

在相同的仿真条件下进行实验，当实验进行到 0.1 s 时，采用本文提出的中点平衡算法进行控制，实验验证波形如图 10 所示。可以看出，在 0.1 s 时由于中点平衡控制因子 k 的作用，中点偏移立刻得到抑制，此时 ΔU 波动范围在 $-1 \sim +1$ V。根据所设



(a) $K_p=0.1$ 时中点电位平衡效果



(b) $K_p=0.3$ 时中点电位平衡效果

图 10 加入中点电位平衡控制的直流母线电容电压波形
Fig. 10 Waveforms of DC-bus capacitor voltage with neutral-point voltage balance control

计中点平衡控制器控制规律, 改变 PI 调节器参数可以影响中点电位偏移对控制因子 k 的作用, 从而改变中点电位控制效率。如图 10(a)所示, 当 K_p 为 0.1、 K_i 为 0.01 时, 中点电位在 300 μs 时间内达到动态平衡; 调节 K_p 为 0.3, K_i 不变, 提高平衡因子 k 对于中点电位偏移的敏感程度, 中点电位在 90 μs 时间内达到平衡, 如图 10(b)所示。控制器参数需要根据实际系统进行调节, 从而达到最佳控制效果。

图 11 给出了直通占空比为 0.1 时准 Z 源网络升压后波形, 仿真结果符合设计要求。此时输出线电压 U_{AB} 和三相电流波形如图 12 所示。

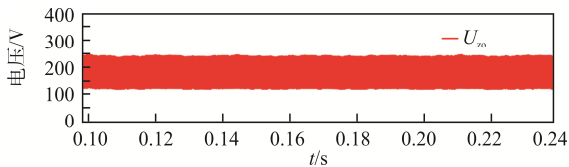


图 11 准 Z 源网络输出电压波形

Fig. 11 Waveform of output voltage of quasi-Z-source network

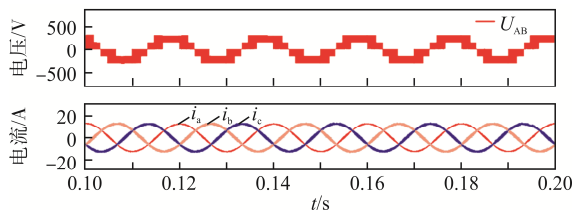
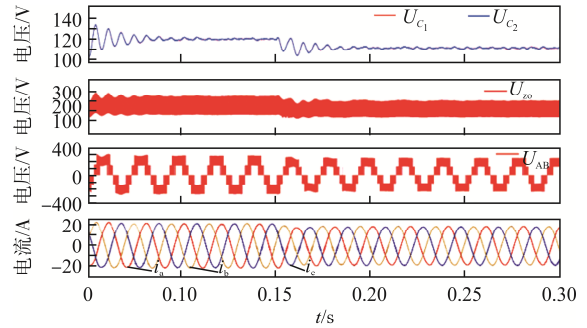


图 12 逆变器输出线电压、相电流波形

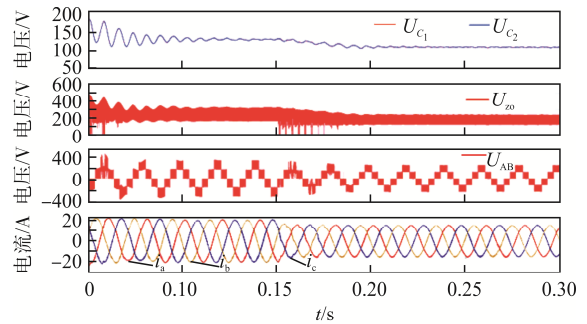
Fig. 12 Waveforms of output line voltage and phase current of inverter

为了验证所提中点平衡算法在不同调制比和不同直通占空比下的有效性, 进行了进一步的实验验证。设置初始调制比为 0.80、直通占空比为 0.15, 在 0.15 s 时直通占空比下调为 0.1, 从仿真波形图 13(a)中可以看出, 准 Z 源网络输出电压从 285.7 V 下降到 250.0 V, 中点电位始终保持平衡状态; 设置初始调制比为 0.65、直通占空比为 0.20, 在 0.15 s 时直通占空比下调为 0.10, 从仿真波形图 13(b)中可以看出, 准 Z 源网络输出电压从 333.3 V 下降到 250.0 V, 中点电位始终保持平衡状态。

直流母线电压使用 100 V, 其余参数与表 3 一致, 搭建准 Z 源三电平逆变器实验平台, 采用 Xilinx A7 系列 FPGA 作为主控芯片对逆变器进行控制,



(a) $M=0.80$ 、占空比由 0.15 调为 0.10 时的输出波形



(b) $M=0.65$ 、占空比由 0.20 调为 0.10 时的输出波形

图 13 不同调制比和直通占空比时的波形

Fig. 13 Waveforms at different modulation ratios and different shoot-through duty cycles

从而进一步验证本文所提出的中点电位平衡控制算法准确性。图 14 给出了传统 SVPWM 策略和改进后 VSVPWM 策略下准 Z 源三电平逆变器的输出波形。由图 14(a)可以看出, SVPWM 策略可以实现中点电位的动态平衡, 但存在振幅在 $-10 \sim +10$ V 范围的低频波动, 从而导致线电压波形畸变大; 采用提出的基于 VSVPWM 的中点平衡控制算法后, 中点电位低频波动得到了有效抑制, 如图 14(b)所示。

图 15 给出了不同比例系数 K_p 下, 中点平衡效果对比波形。当比例系数设置为 0.1、负载电感为 450 μH 、负载电阻为 1.6 Ω 时施加中点平衡控制算法, 中点电位在 1.2 ms 时间内达到平衡, 如图 15(a)所示; 当比例系数增大到 0.3、其余条件不变时, 中点电位在 0.5 ms 时间内达到平衡, 如图 15(b)所示。

为进一步验证所提中点平衡控制算法的有效性, 分别对不同负载和不同工作频率工况进行实验验证, 实验结果如图 16 所示。在图 16 (a)中负载电感 450 μH , 负载电阻 1.6 Ω , 在运行到 2 s 时刻, 工作频率突变为原频率的 1/2, 中点电位仍保持平衡,

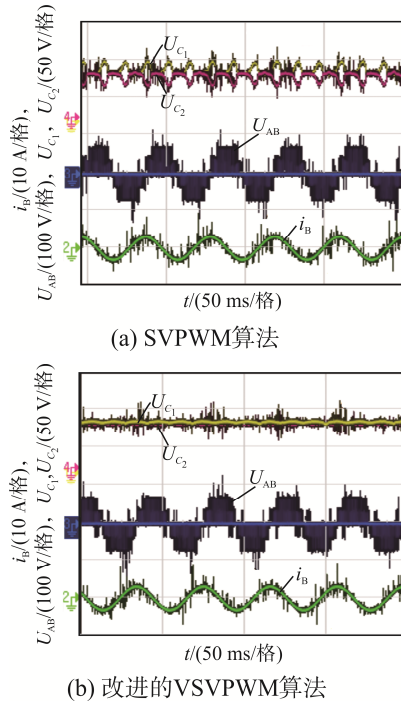


图 14 不同调制算法下准 Z 源三电平逆变器输出波形
Fig. 14 Output waveforms of quasi-Z-source three-level inverter with different modulation algorithms

且无明显低频波动; 在图 16(b)中, 将负载电阻更改为 10Ω , 运行到 2 s 时, 工作频率增大为原频率的

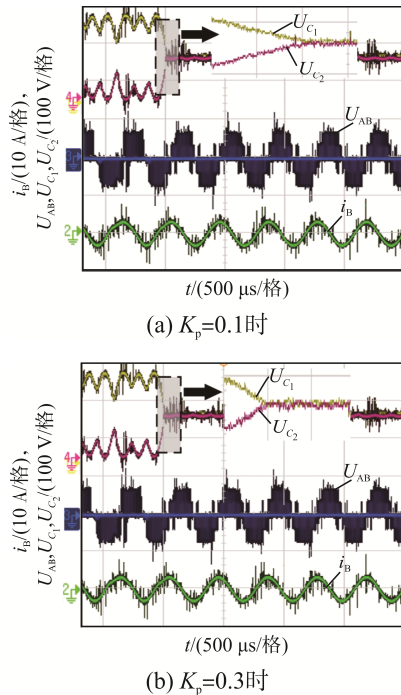


图 15 不同比例系数下中点平衡波形
Fig. 15 Neutral-point balance waveforms with different proportion factors

2 倍, 此时中点电位保持平衡; 准 Z 源三电平逆变器效率通过 YOKOGAWA 公司的 WT5000 功率分析仪进行测量, 通过改变直通占空比实现准 Z 源网络电压在 100~200 V 之间的升压控制, 从而得到不同输出电压下的效率波形, 如图 16(c)所示。在直通占空比为 14.3% 时, 准 Z 源网络输出电压为 140 V, 此时输出频率为 48.6 Hz, 效率最高可达到 93.5%。

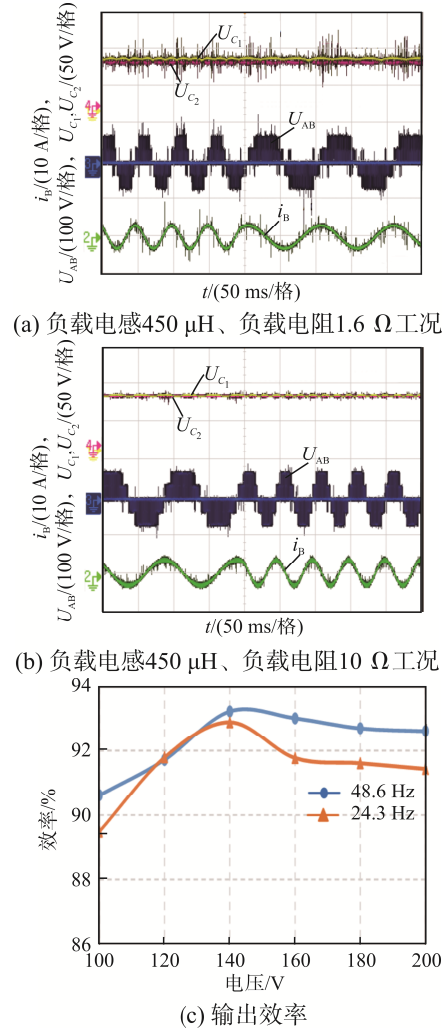


图 16 不同负载和不同工作频率下中点平衡电位和输出效率波形
Fig. 16 Neutral-point balance voltage and output efficiency waveforms with different loads and different working frequencies

5 结语

本文针对准 Z 源三电平逆变器的工作原理特点,

提出 1 种兼顾中点电位控制和升压控制的新型控制算法。其中, 基于虚拟矢量的改进中点电位控制算法实时检测母线电容电压反馈, 通过查表法对不同扇区小矢量作用时间进行调整, 可以简单地实现中点电位的动态高效调整, 且消除了中点电位的低频波动。本文利用恒直通占空比法注入直通信号, 在不对中点电位造成影响的同时, 实现了准 Z 源网络的升压控制。仿真实验验证了所提控制方法的有效性。本文所提控制方法对于准 Z 源三电平逆变器的推广应用具有一定意义。

参考文献:

- [1] 国家能源局. 我国可再生能源发电总装机突破 14 亿千瓦占比接近 50%[N/OL]. http://www.nea.gov.cn/2023-11/30/c_1310753052.htm
- [2] Habib Khan M N, Forouzesh M, Siwakoti Y P, et al. Novel high efficiency H-bridge transformerless inverter for grid-connected single-phase photovoltaic systems [C]// 2018 IEEE Region Ten Symposium (Tensymp). Sydney, NSW, Australia, 2018: 95-99.
- [3] Guo Xiaoqiang, Yang Yong, Wang Baocheng, et al. Leakage current reduction of three-phase Z-source three-level four-leg inverter for transformerless PV system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(7): 6299-6308.
- [4] Peng F Z. Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39(2): 504-510.
- [5] Loh P C, Lim S W, Gao Feng, et al. Three-level Z-source inverters using a single LC impedance network [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007, 22(2): 706-711.
- [6] 李少峰, 郭碧翔, 程启明, 等. 基于准 Z 源直接矩阵变换器的新型空间矢量调制策略研究[J]. 电源学报, 2020, 18(3): 151-159.
Li Shaofeng, Guo Bixiang, Cheng Qiming, et al. Research on novel space vector modulation strategy based on quasi-Z source direct matrix converter [J]. Journal of Power Supply, 2020, 18(3): 151-159. (in Chinese)
- [7] Gayen P K, Das S. An enhanced ultra-high gain active-switched quasi Z-source inverter [J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2022, 69(3): 1517-1521.
- [8] Husev O, Stepenko S, Roncero-Clemente C, et al. Single phase three-level quasi-z-source inverter with a new boost modulation technique [C]// IECON 2012 - 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Montreal, QC, Canada, 2012: 5852-5857.
- [9] Aly M, Mayorga N, Llor A M. A simplified SVPWM method for neutral point voltage control and common mode voltage reduction in three-level qZS T-type PV inverters [C]// 2020 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT). Buenos Aires, Argentina, 2020: 1015-1020.
- [10] Huynh A T, Ho A V, Chun T W. Three-phase embedded modified-Z-source three-level T-type inverters [J]. IEEE Access, 2020, 8: 130740-130750.
- [11] 姜翼展, 张经纬, 何凤有, 等. 一种开关损耗优化的 Z 源逆变器调制策略[J]. 电工技术学报, 2023, 38(16): 4312-4323.
Jiang Yizhan, Zhang Jingwei, He Fengyou, et al. A switching loss optimization modulation strategy for Z-source inverter [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2023, 38(16): 4312-4323. (in Chinese)
- [12] 杨清, 黄景涛, 关海平, 等. 高调制深度下三电平 NPC 逆变器中点电位快速均衡控制[J/OL]. 电源学报, 1-12. (2023-05-26) [2023-12-05]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230524.1732.004.html>.
Yang Qing, Huang Jingtao, Guan Haiping, et al. Fast neutral point potential balancing of three-level NPC inverter under high modulation depth [J/OL]. Journal of Power Supply:1-12. (2023-05-26) [2023-12-05]. <https://kns.cnki.net/kcms/detail/12.1420.TM.20230524.1732.004.html>. (in Chinese)
- [13] Jiang Weidong, Wang Lei, Wang Jinping, et al. A carrier-based virtual space vector modulation with active neutral-point voltage control for a neutral-point-clamped three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 8687-8696.
- [14] Xia Shuai, Wu Xiaojie, Zheng Jinggang, et al. A virtual space vector PWM with active neutral point voltage

control and common mode voltage suppression for three-level NPC converters [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 68(12): 11761-11771.

- [15] Qin Changwei, Xing Xiangyang, Jiang Ying. Topology and space vector modulation method for the reduced switch count quasi-Z-source three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(5): 4332-4344.

- [16] Wang Tao, Wang Xuehua, He Yuying, et al. An improved quasi-Z-source three-level T-type inverter and its modulation scheme [C]// 2020 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). New Orleans, LA, USA, 2020: 412-416.



柴锦

作者简介:

柴锦(1989—),女,硕士,实验师。研究方向:逆变器控制及微电网运行优化。E-mail: chajin@sdu.edu.cn。

刘通(1991—),男,博士。研究方向:新能源技术与多电平控制。E-mail: tong@sdu.edu.cn。

王伟胜(1988—),男,硕士,工程师。研究方向:多电平逆变器控制。E-mail: wangweisheng@aotaidianqi.com。

陈阿莲(1976—),女,中国电源学会高级会员,通信作者,博士,教授。研究方向:可再生能源发电技术,高压大功率多电平变换技术。E-mail: chenalian@sdu.edu.cn。

(责任编辑:陈国珍)

关于推荐第十一届中国电源学会科学技术奖项目及候选人的通知

“第十一届中国电源学会科学技术奖”(国科奖社证字第 0220 号,以下简称“电源科技奖”)现已接受项目推荐申报,截止日期为 2025 年 6 月 25 日。现将相关安排通知如下:

一、奖励设置

项目类奖项:包括“技术发明奖”、“科技进步奖”、“技术创新奖”三个奖项。其中“科技进步奖”包括基础研究和技术开发类。

人物类奖励:包括“科技成就奖”、“青年科技突破奖”和“青年科技创新奖”。

二、推荐渠道

以单位推荐为主要方式,接受以下单位的推荐,同时科技进步奖-基础研究类作为试点接受项目奖提名委员会提名:

1. 学会所属分支机构; 2. 各地方电源学会; 3. 各联合分会; 4. 学会团体会员单位可推荐本单位牵头完成的项目;
5. 各有关高校、科研院所可推荐本单位牵头完成的项目; 6. 学会认定具有推荐资格的其他单位和组织。

青年科技突破奖、青年科技创新奖接受单位推荐和个人(中国电源学会理事、监事)推荐,同时接受人物奖提名委员会提名;科技成就奖仅接受人物奖提名委员会提名。

三、提交材料

进入中国电源学会科学技术奖推荐申报系统(<http://www.cpss.org.cn/Logins/awards>),按要求填写并上传相应材料。

关于“电源科技奖”申报详情情况和各项所需文件请登录学会科技奖励官网(cpssaward.cpss.org.cn)进行查看及下载。

四、联系方式

中国电源学会奖励工作办公室

电话: 022-87574851 邮箱: award@cpss.org.cn

联系人: 陈帆



学会科技奖励官网