

DOI: 10.7667/PSPC171659

基于新型双电压空间矢量调制的准Z源六桥臂电压源逆变器

王震¹, 郭有贵^{1,2}, 郭宇³, 黄松涛¹

(1. 湘潭大学信息工程学院, 湖南 湘潭 411105; 2. 俄亥俄州立大学电气与计算机工程系, 美国 俄亥俄州哥伦布 OH 43210-1272; 3. 北京科技大学自动化学院, 北京 100084)

摘要: 传统多相逆变器输出电压幅值普遍低于输入电压。当负载过大, 需要的直流母线电压会更高, 相对应的滤波电容体积会更大, 成本更高。在多相逆变器的传统控制中, 死区设置的复杂性影响着输出波形的质量。针对这些缺点, 将准Z源网络引入六桥臂电压源逆变器(QZS-SL-VSI)中, 在分析传统六桥臂逆变器空间矢量调制策略的基础上提出了一种新的带直通控制的双电压空间矢量调制策略。首先, 分析准Z源六桥臂电压源逆变器(QZS-SL-VSI)升压工作原理; 接着, 分析准Z源六桥臂电压源逆变器的电压矢量分布。在此基础上, 详细阐述了所提出的带直通控制的双电压空间矢量调制策略以及两种基于直通零矢量作用时间分配的开关模式。最后, 基于Matlab/Simulink进行仿真验证并设计了一台小功率样机进行实验验证。通过分析仿真与实验波形, 充分验证准Z源六相逆变器及控制策略的正确性和可行性。

关键词: 准Z源六桥臂逆变器; 双电压空间矢量调制; 升压; 直通零矢量

Quasi Z-source six-leg voltage-source inverter based on a new space vector modulation strategy

WANG Zhen¹, GUO Yougui^{1,2}, GUO Yu³, HUANG Songtao¹

(1. College of Information and Engineering, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China; 2. Department of Electrical & Computer Engineering of the Ohio State University, The Ohio State Columbus, OH 43210-1272, America; 3. University of Science & Technology Beijing, Beijing 100084, China)

Abstract: The output voltage amplitude of traditional multiphase inverter is always lower than the input side. When in a heavy load, higher DC-link voltage is needed, which will enlarge the volume of the filter capacitor and increase the cost. In the traditional control of multiphase inverter, the complexity of setting dead zones affects the quality of the output waveforms. For these drawbacks, the quasi Z-source network is introduced to the six-leg voltage-source inverter (QZS-SL-VSI) and an improved modulation strategy with shoot-through control is presented on the basis of the SVPWM for the traditional six-leg inverter. First, the boost operating principles are analyzed in detail. Then, the distribution of the voltage vectors of quasi Z-source six-leg inverter is analyzed. On this basis, the dual voltage space vector modulation strategy with shoot-through control and two switch modes based on the distribution working time of the shoot-through zero vector is expounded. Finally, Matlab/Simulink simulation is conducted, and a prototype machine is designed to experimental verification. Through analyzing simulative and experimental waveform, the feasibility and validity of the QZS-SL-VSI and new strategy are well verified.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51277156 and No. 51307148) and Foundation of China Scholar Council (No. 201608430006).

Key words: QZS-SL-VSI; dual-voltage space vector modulation; boost; shoot-through zero vector

0 引言

随着多相电机在工业设备以及船舰推进、机车

牵引领域的应用, 发展高性能、高功率多相驱动系统已刻不容缓。六相感应电机因其可靠性较高、各相功率较低, 转矩脉动较小的优点^[1], 在工业领域中应用广泛, 六桥臂逆变器作为其驱动系统, 提高其性能十分必要。

传统六桥臂电压源逆变器拓扑对输入直流电压

基金项目: 国家自然科学基金项目资助(51277156, 51307148); 国家留学基金项目资助(201608430006)

利用率相对较低，输出电压基波幅值受基波电压调制系数的限制普遍低于输入电压，提高电压调制系数虽能提高基波幅值，但会增加输出电流的谐波含量，引起电机转矩脉动。

随着 Z 源网络^[2]和准 Z 源(QZS)网络^[3]的相继提出，其具有一系列优点：传统 Z 源具有升降压可调、允许直通、不需要死区、鲁棒性好、变换效率高的优点^[2]，准 Z 源电路继承了 Z 源全部优点的同时还具有滤波性能好，电容电压应力较低，冲击电流较小的优点^[3]，其在三相逆变器领域取得了一系列成果^[4-6]，而在多相逆变领域相关研究较少。基于此，本文首次将准 Z 源网络与传统六桥臂逆变器结合，提出一种准 Z 源六桥臂逆变器拓扑以提高多相逆变一侧的直流输入电压，改进传统六桥臂逆变器电压利用率低、抗干扰能力差等诸多缺点。

六桥臂逆变器的开关状态有 64 种，这为参考矢量的合成提供了更多选择。文献[7]采用了正弦波脉宽调制 SPWM 技术，其输出的基波电压幅值普遍较低；文献[8-9]提出了双三相空间矢量调制策略，其算法实现相对较简单，工业上的应用更为广泛；文献[10]将传统三相 SVPWM 技术扩展到六相，根据参考矢量位置，提出了基于临近最大两矢量的 SVPWM 策略，虽然使逆变一侧可以获得更大的基波电压调制系数，但是此种方法只考虑了 α - β 子空间内的电压正弦，却没有对 5、7、11 等奇次谐波进行控制，造成其输出侧含有较多谐波。文献[11]提出了一种邻近最大四矢量 SVPWM 策略，使 Z_1 - Z_2 的子空间电压变为零，消除了低次谐波，文献[12-13]对该方法进行了进一步的研究和详细分析，设计了电机驱动样机并实现了数字控制；文献[14]提出了一种基于 24 扇区划分的 SVPWM 策略，该方法理论上更加逼近参考电压，可以消除低次谐波电压，效果更好，但是控制算法较复杂，DSP 实现较困难。为了进一步提高基波电压幅值，过调制策略应用到六相逆变器中^[15]。文献[16]通过适当谐波注入，将临近最大四矢量 SVPWM 的调制范围扩展到非正弦区，虽提高了直流电压利用率，但输出的电压基波幅值仍有限且波形仍有畸变，谐波含量依然较高。文献[17-18]将传统的 SVPWM 技术引入直通控制，提出了适用于三相 Z 源逆变器的改进型空间矢量调制策略。

本文在现有文献基础上，结合所提拓扑特点，将双三相空间矢量调制策略与邻近最大四矢量合成策略进行联系，提出了一种新型的插入直通零矢量的双电压空间矢量调制策略。一方面降低了 QZS-SL-VSI 的控制复杂性，另一方面通过合理地

分配直通零矢量，在保留传统 SL-VSI 优点的同时，提高电压利用率，获得较高的基波电压幅值；在保证输出波形质量以及系统可靠性的基础上实现输入电流连续，较低的电容器电压应力，避免了较高的冲击电流。最后通过实验，验证了主电路拓扑和新策略的可行性、正确性。

1 QZS-SL-VSI 拓扑结构及工作原理

1.1 拓扑结构

六桥臂电压源逆变器(SL-VSI)是一种普遍用于六相驱动系统的功率变换器，本文将准 Z 源(QZS)网络引入 SL-VSI 的直流输入一侧，形成 QZS-SL-VSI 拓扑结构，如图 1 所示。准 Z 源网络由两个电容、两个电感以及一个电力二极管组成，由于结构特殊，逆变器各个桥臂可以直通，通过控制直通时间来实现输出一侧不同程度的升压，同时能够在提升电压的同时保持输入电流连续；由于输入端增加了电感，当电路开始工作时，使得输入电流不能发生突变，在一定程度上使整个电路具备抑制冲击电流的能力，进而降低电路中开关管的应力；此外，准 Z 源的特殊结构对源电压电流有一定的缓冲能力^[2-4]。

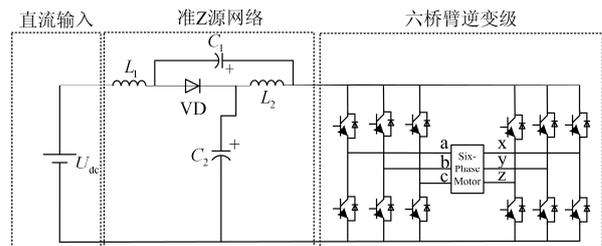
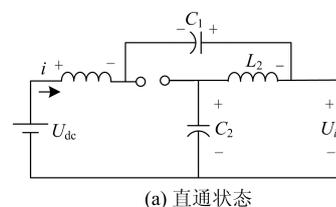


图 1 准 Z 源六桥臂逆变器拓扑结构

Fig. 1 Topology of QZS-SL-VSI

1.2 工作原理

QZS-SL-VSI 有直通与非直通两种工作模式，如图 2 所示。图 2(a)为 QZS-SL-VSI 在直通模式下的等效电路：电力二极管因受反向电压而截止，相当于断路，主电路一侧因直通相当于短路。图 2(b)为 QZS-SL-VSI 在非直通模式下的等效电路：电力二极管因受正向电压而导通，六桥臂逆变级等效为一电流源，电感放电与直流电源共同给逆变级供电。



(a) 直通状态

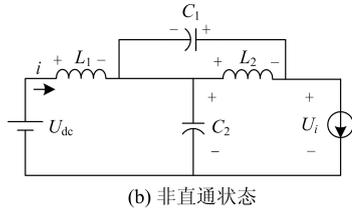


图2 准Z源六桥臂逆变器等效电路
Fig.2 Equivalent circuit of QZS-SL-VSI

结合等效电路, 详细工作原理分析如下: 假设准Z源网络电感及电容参数满足如下关系: $L_1=L_2=L$, $C_1=C_2=C$ 。

设QZS-SL-VSI在一个开关周期 T_s 内, 直通时间为 T_{st} , 则非直通时间为 T_s-T_{st} 。

如图2(a), 当QZS-SL-VSI工作在直通模式时, 根据基尔霍夫电压定律(KVL)有如式(1)关系。

$$\begin{cases} U_{L1} = U_{dc} + U_{C1} \\ U_{L2} = U_{C2} \\ u_i = 0 \end{cases} \quad (1)$$

如图2(b), 当QZS-SL-VSI工作非直通状态时, 根据基尔霍夫电压定律(KVL)有如式(2)关系。

$$\begin{cases} U_{L1} = U_{dc} - U_{C2} \\ U_i = U_{C2} - U_{L2} \\ U_{L2} = -U_{C1} \\ U_i = U_{C1} + U_{C2} \end{cases} \quad (2)$$

定义直通占空比为 $D_0=T_{st}/T_s$, 根据伏秒平衡原理, 在一个开关周期 T_s 内, 电感两端的平均电压稳态为0, 由式(1)、式(2)可得

$$\begin{cases} U_{L1} = \bar{u}_{L1} = \frac{T_{st} \cdot (U_{dc} + U_{C1}) + (T_s - T_{st}) \cdot (U_{dc} - U_{C2})}{T_s} = 0 \\ U_{L2} = \bar{u}_{L2} = \frac{T_{st} \cdot U_{C2} - (T_s - T_{st}) \cdot U_{C1}}{T_s} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可得

$$\begin{cases} D_0 U_{C1} + (D_0 - 1) U_{C2} + U_{dc} = 0 \\ D_0 U_{C2} - (1 - D_0) U_{C1} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

由式(4)可得

$$\begin{cases} U_i = \frac{1}{1 - 2D_0} U_{dc} \\ U_{C1} = \frac{D_0}{1 - 2D_0} U_{dc} \\ U_{C2} = \frac{1 - D_0}{1 - 2D_0} U_{dc} \end{cases} \quad (5)$$

式中, 定义 $B=1/(1-2D_0)$ 为QZS-SL-VSI的升压系数。假设SL-VSI的调制系 m , 则QZS-SL-VSI的电压增益计算如下:

$$G = mB \quad (6)$$

2 QZS-SL-VSI 双电压空间矢量调制策略

2.1 QZS-SL-VSI 的电压矢量

根据六相感应电机绕组的特点, 准Z源六桥臂逆变器的输出电压必须满足式(7)。

$$\begin{cases} u_a = \sqrt{2}U \cos(\omega_0 t + \varphi_0) \\ u_x = \sqrt{2}U \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{\pi}{6}) \\ u_b = \sqrt{2}U \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{2\pi}{3}) \\ u_y = \sqrt{2}U \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \frac{5\pi}{6}) \\ u_c = \sqrt{2}U \cos(\omega_0 t + \varphi_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ u_z = \sqrt{2}U \cos(\omega_0 t + \varphi_0 - \frac{5\pi}{6}) \end{cases} \quad (7)$$

式中: ω_0 为输出电压角频率; φ_0 为输出电压初始相位角; U 为输出电压有效值。

准Z源六桥臂逆变器共有12个开关管, 当其工作非直通状态下, 与传统六桥臂逆变器相同, 对应64种开关状态, 分别对应64个电压矢量, 每个电压矢量在子空间 α - β 及 Z_1 - Z_2 平面中的分布位置分别由式(8)、式(9)确定^[16]。

$$U = \frac{1}{3} U_{dc} (S_A + S_B \alpha^4 + S_C \alpha^8 + S_X \alpha + S_Y \alpha^5 + S_Z \alpha^9) \quad (8)$$

$$U = \frac{1}{3} U_{dc} (S_A + S_B \alpha^4 + S_C \alpha^8 + S_X \alpha^5 + S_Y \alpha + S_Z \alpha^9) \quad (9)$$

式中: $\alpha = e^{j\frac{\pi}{6}}$; $S=1$ 表示上桥臂导通, $S=0$ 表示下桥臂导通。具体分析详见文献[16]。当准Z源六桥臂逆变器工作于直通状态, 同一桥臂上下开关管会同时导通, 对应的电压矢量称为直通零矢量, 具体矢量分布见表1。

表1 QZS-SL-VSI 直通零矢量

Table 1 Shoot-through zero vector of QZS-SL-VSI

类型	矢量			
a 相直通	$S_{ta}10$	$S_{ta}01$	$S_{ta}11$	$S_{ta}00$
b 相直通	$1S_{tb}0$	$0S_{tb}1$	$1S_{tb}1$	$0S_{tb}0$
c 相直通	$10S_{tc}$	$01S_{tc}$	$11S_{tc}$	$00S_{tc}$
x 相直通	$S_{tx}10$	$S_{tx}01$	$S_{tx}11$	$S_{tx}00$
y 相直通	$1S_{ty}0$	$0S_{ty}1$	$1S_{ty}1$	$0S_{ty}0$
z 相直通	$10S_{tz}$	$01S_{tz}$	$11S_{tz}$	$00S_{tz}$

2.2 非直通模式下空间矢量调制

由于六相感应电机多采用隔离中性点星型连接方式，A、B、C三相绕组与相移30°X、Y、Z三相绕组中性点隔离连接，两套定子结构^[19]。QZS-SL-VSI以此为基础，进行开关管的控制。

本文在分析文献[15]的基础上，提出一种改进的空间矢量调制方法，可大大简化DSP控制算法的复杂性。将图1中连接A、B、C三相的桥臂看作逆变级1，连接X、Y、Z三相的桥臂看作逆变级2。逆变级1中A、B、C三相采用带直通控制的相电压空间矢量调制，逆变级2的X、Y、Z三相采用带直通控制的线电压空间矢量调制，本文称这种方法为带直通控制的双电压空间矢量调制策略，其空间矢量分布如图3(a)所示，其中，加粗矢量为逆变级1的电压矢量分布图，非加粗矢量为逆变级2的电压矢量分布图。两者在空间上相差30°。双三相空间矢量将整个 α - β 平面分成了12个扇区，当参考矢量位于第一扇区，相邻的电压矢量为逆变级1的 $U_1(100)$ 、 $U_2(110)$ ，逆变级2的 $U_1(100)$ 、 $U_6(101)$ ；当参考矢量位于第12扇区，相邻的电压矢量为逆变级1的 $U_1(100)$ 、 $U_6(101)$ ，逆变级2的 $U_1(100)$ 、 $U_6(101)$ ，将双三相基本电压矢量合成到六相逆变器的 α - β 平面下，空间矢量分布如图3(b)所示。

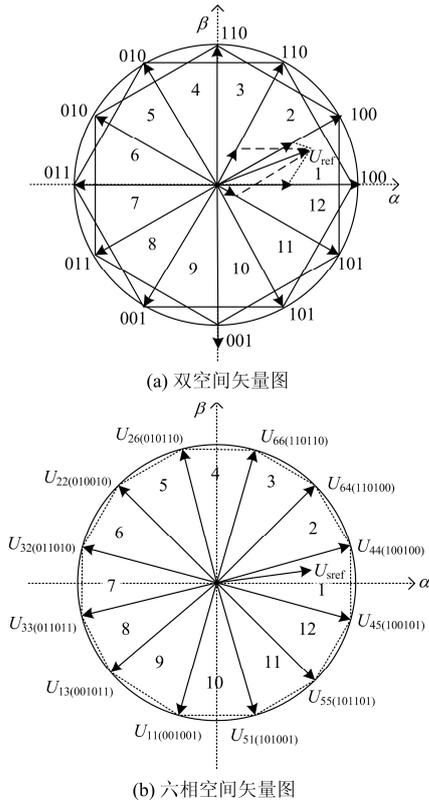


图3 空间矢量分布图

Fig. 3 Space vector distribution graph

以参考矢量位于第一扇区为例，其相邻矢量对应双三相空间矢量图中的5个基本作用矢量，其合成过程如图4所示。

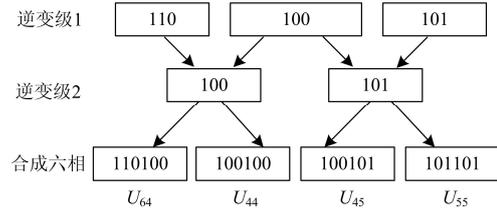


图4 合成过程

Fig. 4 Synthetic process

逆变级1中的三个矢量分别与逆变级2中的两个矢量进行组合，对应六相 α - β 平面下的4个电压矢量 U_{64} 、 U_{44} 、 U_{45} 、 U_{55} ，其他扇区合成过程相同，最后合成到六相 α - β 坐标系下12个电压矢量，如图3(b)所示，这12个电压矢量恰好是QZS-SL-VSI 64个电压矢量中在 α - β 平面下幅值最大的12个，但是在 z_1 - z_2 谐波子空间里的幅值却最小^[20]。基于以上分析，无论参考矢量位于哪个扇区，都有相应的四个最大的电压矢量并辅以零矢量进行合成。

2.3 直通模式下空间矢量调制

由于准Z源网络的引入，可使SL-VSI输入短路，工作于直通模式，QZS-SL-VSI通过利用直通零矢量实现升压。如图5所示，新调制策略采用了12个有效电压矢量、两个传统零矢量以及直通零矢量。对于直通零矢量，新策略实现了一个PWM周期直通零矢量的交替使用，直通零矢量的状态随有效矢量的状态变化，输出相交替直通，可有效减少开关管开关次数，电流应力，降低开关损耗，新的调制策略采用输出相直通零矢量 $V_{ST(A,B,C)}$ 、 $V_{ST(X,Y,Z)}$ 实现升压。为了保证QZS-SL-VSI在非直通模式下

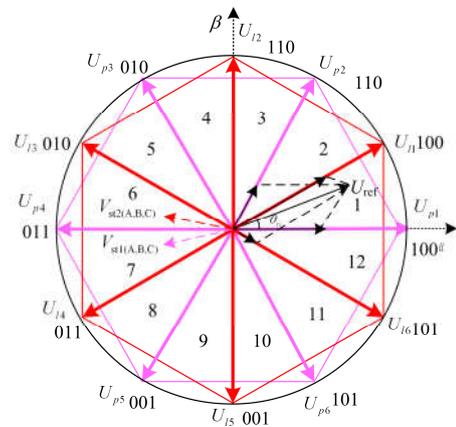


图5 双电压空间矢量图

Fig. 5 Dual-voltage space vector graph

保持 SL-VSI 的工作状态, 保持有效电压矢量在半周期内的作用时间不变, 取传统零矢量的部分或全部作用时间作为直通零矢量的作用时间^[19]。12 个有效工作矢量将空间分为 12 个扇区, 每个扇区内的参考电压矢量都由相应的分解到双三相空间内的四个工作矢量合成, 其合成过程如下表示。

$$\begin{cases} U_{\text{ref-ABC}} = U_{p\alpha} \frac{T_{11}}{T_s} + U_{p\beta} \frac{T_{12}}{T_s} + U_0 \frac{T_{10}}{T_s} + V_{\text{st(A,B,C)}} \frac{T_{\text{st}}}{T_s} \\ U_{\text{ref-XYZ}} = U_{l\alpha} \frac{T_{21}}{T_s} + U_{l\beta} \frac{T_{22}}{T_s} + U_0 \frac{T_{20}}{T_s} + V_{\text{st(X,Y,Z)}} \frac{T_{\text{st}}}{T_s} \\ \begin{cases} U_0 \frac{T_{10}}{T_s} + V_{\text{st(A,B,C)}} \frac{T_{\text{st}}}{T_s} = 0 \\ U_0 \frac{T_{20}}{T_s} + V_{\text{st(X,Y,Z)}} \frac{T_{\text{st}}}{T_s} = 0 \end{cases} \\ T_s = T_{10} + T_{11} + T_{12} + T_{\text{st}} \\ T_s = T_{20} + T_{21} + T_{22} + T_{\text{st}} \end{cases} \quad (10)$$

式中: T_{st} 为一个调制周期内直通零矢量总的作用时间; $V_{\text{ST(A,B,C)}}$ 、 $V_{\text{ST(X,Y,Z)}}$ 为双三相直通零矢量。根据矢量合成原理以及正弦定理可得一个开关周期 T_s 内, 逆变级 1 的工作矢量 $U_{p\alpha}$ 、 $U_{p\beta}$ 及零矢量 U_{10} , 逆变级 2 的工作矢量 $U_{l\alpha}$ 、 $U_{l\beta}$ 及零矢量 U_{20} 的作用时间计算如式(11)。

$$\begin{cases} T_{11} = T_s m_v \sin[60^\circ - \theta_{pi} + 60^\circ \cdot (n_1 - 1)] \\ T_{12} = T_s m_v \sin[\theta_{pi} - 60^\circ \cdot (n_1 - 1)] \\ T_{\text{st}} = T_s d_{\text{st}} = T_s \text{Const} \\ T_{10} = 1 - T_{11} - T_{12} - T_{\text{st}} \\ T_{21} = T_s m_v \sin[60^\circ - \theta_{li} + 60^\circ \cdot (n_2 - 1)] \\ T_{22} = T_s m_v \sin[\theta_{li} - 60^\circ \cdot (n_2 - 1)] \\ T_{20} = 1 - T_{21} - T_{22} - T_{\text{st}} \end{cases} \quad (11)$$

式中: $0 \leq \theta_{pi} \leq 60^\circ$, $0 \leq \theta_{li} \leq 60^\circ$; $m_v = \frac{\sqrt{3}u_{\text{ref}}}{V_{\text{DC}}}$ 为调

制系数; d_{st} 为直通占空比; n_1 为逆变级 1 空间矢量扇区号, n_2 为逆变级 2 空间矢量扇区号。

2.4 QZS-SL-VSI 新型空间矢量调制模式

本文在传统三相准 Z 源逆变器 SVM 策略基础上, 结合所提出的带直通控制的双电压 SVM 策略提出了两种开关模式, 分别称为 QZSVM, Modify-QZSVM。以当前参考电压矢量位于第一扇区为例, 其合成所需的有效的相电压空间矢量为 U_{p1} 、 U_{p2} , 选取的直通零矢量为 V_{ST00} 、 V_{1ST0} 、 V_{11ST} ; 有效的线电压空间矢量为 U_{11} 、 U_{12} , 选取的直通零矢量为 V_{ST00} 、 V_{10ST} 、 V_{1ST1} 。具体调制模式详见图 6,

详细开关时序见图 7。两种模式具体分析如下。

QZSVM 开关模式: 同一周期内, 逆变级 1 与逆变级 2 分别对应的总直通时间皆被等分成 6 份, 并分别插入各自相应的基本矢量转换时刻之中。具体时刻分配如下式所示。

$$\begin{cases} T_{1\text{low}} = T_{2\text{low}} = \frac{T_0}{4} \\ T_{1\text{low}}^* = T_{2\text{low}}^* = T_{1\text{low}} - \frac{T_{\text{st}}}{6} = T_{2\text{low}} - \frac{T_{\text{st}}}{6} \\ \begin{cases} T_{1\text{mid}} = T_{2\text{mid}} = \frac{T_0}{4} + \frac{T_1}{2} \\ T_{1\text{mid}}^* = T_{2\text{mid}}^* = T_{1\text{mid}} + \frac{T_{\text{st}}}{6} = T_{2\text{mid}} + \frac{T_{\text{st}}}{6} \end{cases} \\ \begin{cases} T_{1\text{high}} = T_{2\text{high}} = \frac{T_s}{2} - \frac{T_0}{4} \\ T_{1\text{high}}^* = T_{2\text{high}}^* = T_{1\text{high}} + \frac{T_{\text{st}}}{6} = T_{2\text{high}} + \frac{T_{\text{st}}}{6} \\ T_{1\text{high}}^{**} = T_{2\text{high}}^{**} = T_{1\text{high}} + \frac{T_{\text{st}}}{3} = T_{2\text{high}} + \frac{T_{\text{st}}}{3} \end{cases} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $T_{1\text{low}}$ 、 $T_{1\text{low}}^*$ 、 $T_{1\text{mid}}$ 、 $T_{1\text{mid}}^*$ 、 $T_{1\text{high}}$ 、 $T_{1\text{high}}^*$ 、 $T_{1\text{high}}^{**}$; $T_{2\text{low}}$ 、 $T_{2\text{low}}^*$ 、 $T_{2\text{mid}}$ 、 $T_{2\text{mid}}^*$ 、 $T_{2\text{high}}$ 、 $T_{2\text{high}}^*$ 、 $T_{2\text{high}}^{**}$ 。皆为各个开关管的转换时刻。

从图 7 中可知, 由于直通间隔的插入, QZS-SL-VSI 12 个开关管中有 6 个开关管的切换时刻进行了改变, 根据式(13)的约束可知, 其最大直通时间为 $3/4T_0$ 。

$$\frac{T_0}{4} - \frac{T_{\text{st}}}{3} \geq 0, \text{ 即 } T_{\text{st}} \leq \frac{3}{4}T_0 \quad (13)$$

Modify-QZSVM 开关模式: 与 QZSVM 不同的是, 改进后的开关模式调整了半周期内首尾零矢量的作用时间。具体时刻分配如下式所示。

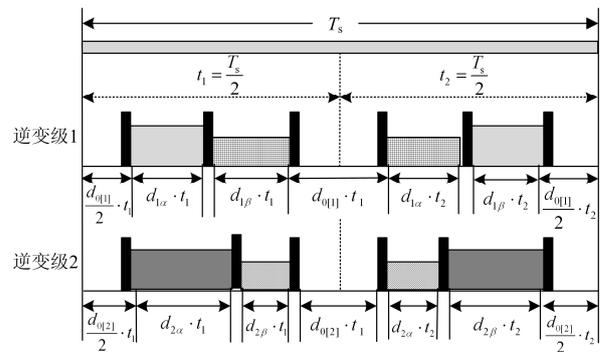


图 6 QZS-SL-VSI 调制模式

Fig. 6 Modulation mode of QZS-SL-VSI

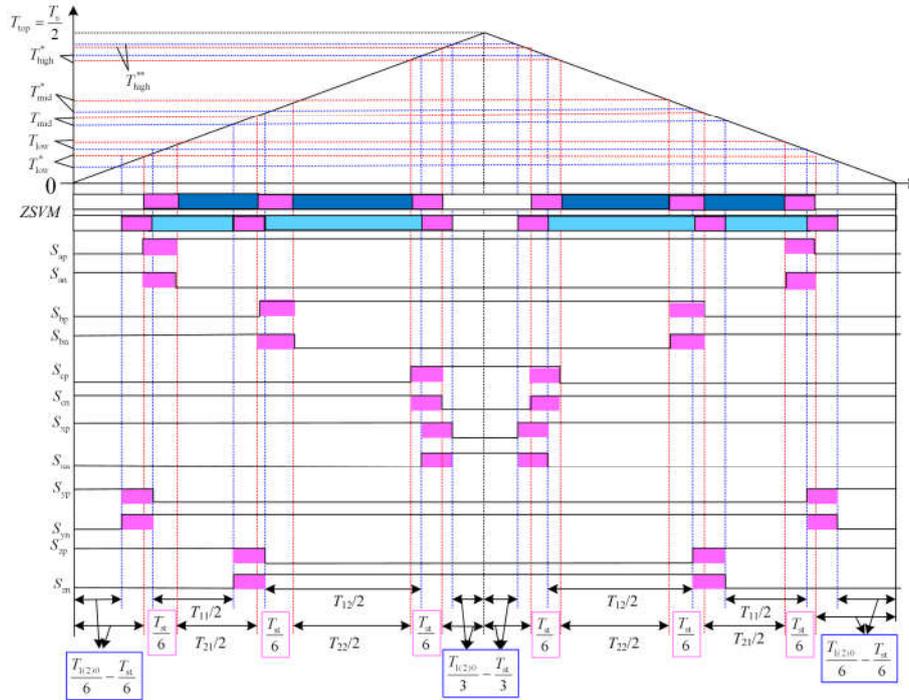


图 7 ZSVM 开关时序

Fig. 7 Switch mode of ZSVM

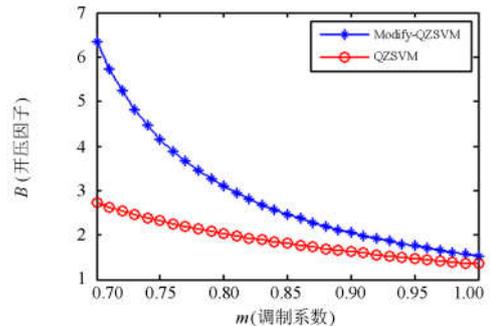
$$\begin{cases}
 T_{1low} = T_{2low} = \frac{T_0}{6} \\
 T_{1low}^* = T_{2low}^* = T_{1low} - \frac{T_{st}}{6} = T_{2low} - \frac{T_{st}}{6} \\
 T_{1mid} = T_{2mid} = \frac{T_0}{6} + \frac{T_1}{2} \\
 T_{1mid}^* = T_{2mid}^* = T_{1mid} + \frac{T_{st}}{6} = T_{2mid} + \frac{T_{st}}{6} \\
 T_{1high} = T_{2high} = \frac{T_s}{2} - \frac{T_0}{3} \\
 T_{1high}^* = T_{2high}^* = T_{1high} + \frac{T_{st}}{6} = T_{2high} + \frac{T_{st}}{6} \\
 T_{1high}^{**} = T_{2high}^{**} = T_{1high} + \frac{T_{st}}{3} = T_{2high} + \frac{T_{st}}{3}
 \end{cases} \quad (14)$$

式中： T_{1low} 、 T_{1low}^* 、 T_{1mid} 、 T_{1mid}^* 、 T_{1high} 、 T_{1high}^* 、 T_{1high}^{**} ； T_{2low} 、 T_{2low}^* 、 T_{2mid} 、 T_{2mid}^* 、 T_{2high} 、 T_{2high}^* 、 T_{2high}^{**} 。皆为各个开关管的转换时刻。

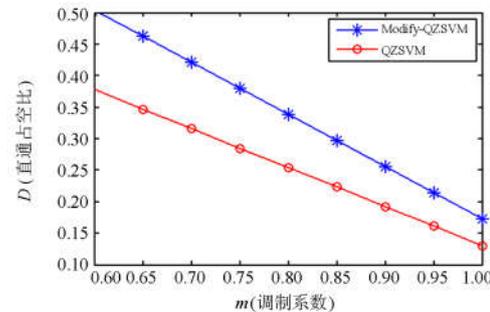
在新的开关模式中，一个周期内的中间零矢量作用时间延长，首尾零矢量作用时间缩短，工作矢量作用时间不变。根据式(15)的约束可知，其最大直通时间达到了 T_0 。

$$\frac{T_0}{3} - 2 \cdot \frac{T_{st}}{6} \geq 0, \text{ 即: } T_{st} \leq T_0 \quad (15)$$

为了进一步说明两种模式，分别在不同调制系数下比较了两种模式的最大升压能力及最大直通占空比大小，具体详见图 8。从图 8 可知，Modify-



(a) 调制系数与最大升压因子关系



(b) 调制系数与最大直通占空比关系

图 8 两种开关模式比较

Fig. 8 Comparison of two switch modes

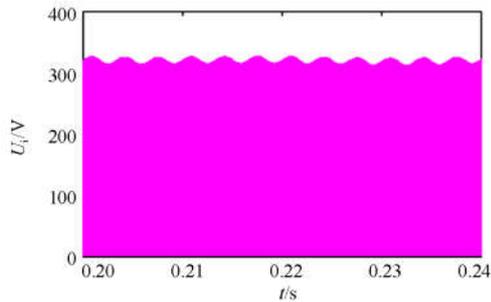
QZSVM 方式的最大升压能力要更高, 因此, 仿真以及实验采用了 Modify-QZSVM 方式。

3 仿真研究

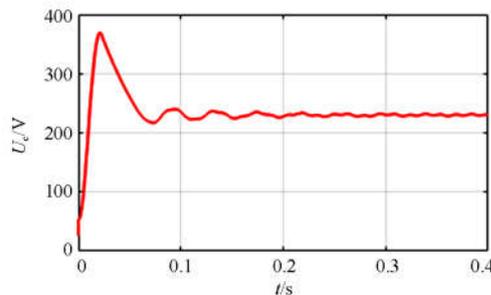
针对 QZS-SL-VSI 的拓扑, 在 Matlab/Simulink 环境下搭建了仿真模型, 仿真主要参数设置如下:

- 1) 直流输入电压幅值 $U_{DC}=100\text{ V}$;
- 2) 负载为六相阻感负载, 其中 A、B、C 与 X、Y、Z 隔离中性点连接。电阻 $R=35\ \Omega$; $L=1\text{ mH}$;
- 3) 准 Z 源网络参数: $L_1=L_2=3.3\text{ mH}$; $C_1=C_2=1\ 000\ \mu\text{F}$;
- 4) 调制波频率 $f=50\text{ Hz}$, 调制系数 $m=0.78$, Modify-QZSVM 下, 设置直通占空比 $D_0=0.35$, 开关频率 $f_0=10\text{ kHz}$, 输出增加 LC 滤波^[21-22]。

为了验证所提拓扑及新策略的可行性, 主电路模块化搭建, 具体算法采用基于 C 语言的 S 函数编程实现^[23-24], 具体仿真波形如图 9、图 10 所示。



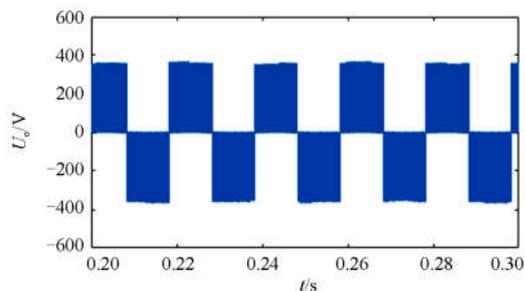
(a) 六桥臂逆变器侧输入直流电压



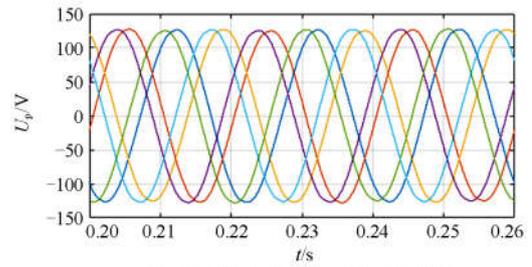
(b) 准 Z 源电容电压

图 9 QZS-SL-VSI 仿真波形

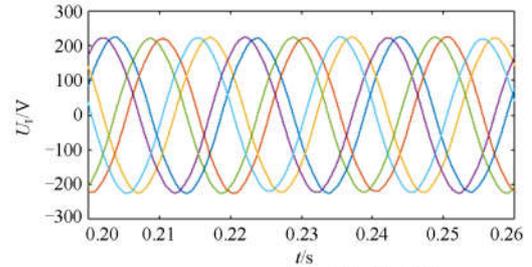
Fig. 9 Simulation waveforms of QZS-SL-VSI



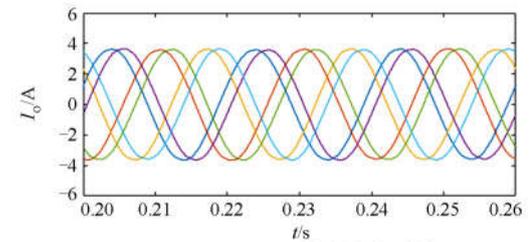
(a) QZS-SL-VSI 输出线电压波形 (未滤波)



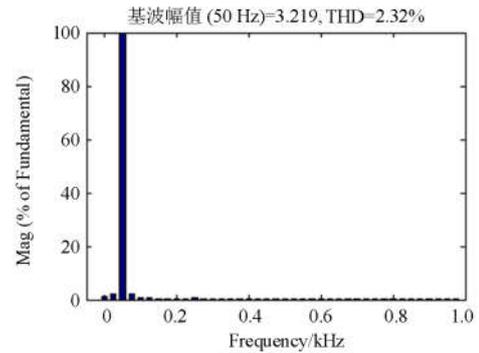
(b) QZS-SL-VSI 输出相电压 (滤波)



(c) QZS-SL-VSI 输出线电压 (滤波)



(d) QZS-SL-VSI 输出电流 (滤波)



(e) QZS-SL-VSI 输出电流谐波分析

图 10 QZS-SL-VSI 输出仿真波形

Fig. 10 Simulation output waveforms of QZS-SL-VSI

由图 9(a)可知, QZS-SL-VSI 的输入直流 100 V 电压经准 Z 源网络后升压到 320 V 左右, 基本满足理论计算值 333.3 V , 说明可以通过所提出的策略实现升压功能; 从图 9(b)中可知准 Z 源网络的电容电压稳态下约为 230 V 左右, 其上下波动幅值在 10 V 左右, 电容电压应力不高, 基本满足要求。图 10(b)为输出六相相电压, 相位满足要求, 且峰值大小基本满足理论计算值 130 V , 输入电压利用率明显高

于传统的 SL-VSI(0.5~0.7)。图 10(c)、图 10 (d)分别为六相输出的线电压与电流波形，从中可以看出，波形质量较好且满足相移 30° 六相输出电压的要求。图 10(e)为输出电流的谐波分析，从中可以看出，输出电流的总谐波含量 THD=2.32%，满足设计要求。

4 实验研究

为了进一步验证所提拓扑及新策略的可行性，本文搭建了一台小功率的 QZS-SL-VSI 样机。主电路采用 6 块英飞凌公司的模块化 IGBT G1306 经铜排母线连接；控制电路主控芯片采用 TI 公司生产的 DSP TMS320F28335；驱动电路采用 12 路光耦隔离并与 IGBT 模块化一体；PWM 控制信号通过 12 路光纤传输至驱动电路。设置开关频率为 10 kHz，直通占空比及调制系数的大小与仿真一致，输出增加 LC 滤波电路且带阻感负载。直流输入电压由三相交流电经 FUJI 公司的模块化二极管整流桥 6RI100A-080 整流得到，样机参数如表 2 所示，实验结果如图 11 所示。

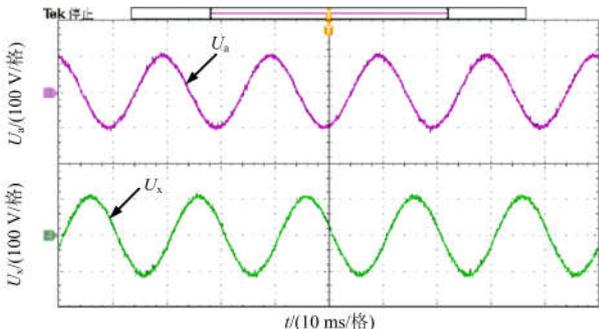
由图 11 可知，输出侧电压、电流波形经滤波后正弦度较高，相电压峰值保持在 109 V 左右，高于直流侧输入电压，基本满足理论计算值。

实验结果表明：QZS-SL-VSI 不仅具备传统六相逆变器的六相输出性能，而且充分利用了准

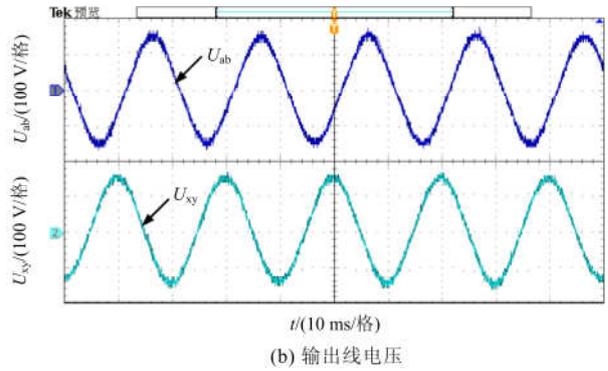
表 2 QZS-SL-VSI 样机参数

Table 2 Parameters of QZS-SL-VSI

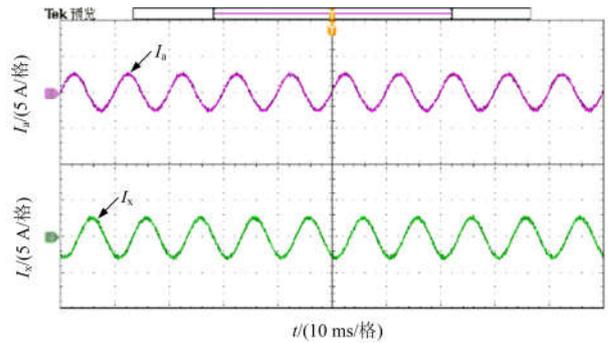
类型	参数
输入直流电压	约 90 V
准 Z 源电容 C_1 、 C_2	1 000 μ F/450 V
准 Z 源电感 L_1 、 L_2	3.3 mH/8 A
负载电阻	47 Ω
负载电感	1.2 mH



(a) 输出a相、x相相电压



(b) 输出线电压



(c) 负载一侧输出两相电流

图 11 QZS-SL-VSI 输出实验波形

Fig. 11 Experimental waveforms of QZS-SL-VSI

Z 源的特点实现了输出电压的提升，提高了直流母线电压的利用率；由于准 Z 源的引入，DSP 程序中没有设置死区，消除了逆变开关管的死区时间，输出电压、电流波形正弦度高且畸变率低，同时可以有效降低谐波含量，提高了逆变主电路的可靠性；所提出的双电压空间矢量调制策略有效，且降低了 DSP 程序的复杂性，大大降低了程序的运行出错率，提高了控制系统的可靠性。

5 结论

本文针对传统六相逆变器降压输出，带载能力过于依赖直流母线电压，且存在死区效应等缺点，将准 Z 源网络引入六桥臂逆变器，构成了 QZS-SL-VSI 结构并分析了其工作原理，理论上验证了其升压特性。基于传统的 SVPWM 方法，提出了一种新型的带直通控制的双电压空间矢量调制策略，进而提出两种开关模式并进行了详细对比分析。控制方法有效地提升了变换器输出电压幅值，避免了死区效应，简化了 DSP 控制程序的复杂性。最后，进行了仿真以及设计搭建了小功率 QZS-SL-VSI 样机(如图 12)验证了理论与方法的可行性、正确性。



图 12 整个样机系统

Fig. 12 The whole prototype system

参考文献

- [1] ZHAO Yifan, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1100-1109.
- [2] PENG F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2003, 39(2): 504-510.
- [3] ANDERSON J, PENG F Z. Four quasi-Z-source inverters[C] // Proceedings of Power Electronics Special Conference, June 15-19, 2008, Rhodes, Greece: 2743-2749.
- [4] LI Y, JIANG S, CINTRON-RIVERA J, et al. Modeling and control of quasi-Z-source inverter for distributed generation applications[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(4): 1532-1541.
- [5] GE B, ABU-RUB H, PENG F, et al. An energy stored quasi-Z-source inverter for application to photovoltaic power system[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(10): 4468-4481.
- [6] GUO F, FU L, LIN C H, et al. Development of an 85 kW bidirectional quasi-Z-source inverter with DC-link feed-forward compensation for electric vehicle applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(12): 5477-5488.
- [7] WEN J, SMEDLEY K M. Hexagram inverter for medium-voltage six-phase variable-speed drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2473-2481.
- [8] CHEN L, HOU L. A novel space vector PWM control for dual three-phase induction machine[C] // The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC, August 14-16, 2004, Xi'an, China: 724-729.
- [9] 杨金波, 杨贵杰, 李铁才. 双三相永磁同步电机的建模与矢量控制[J]. 电机与控制学报, 2010, 14(6): 1-7.
YANG Jinbo, YANG Guijie, LI Tiejai. Modeling and vector control for dual three-phase PMSM[J]. Electric Machine and Control, 2010, 14(6): 1-7.
- [10] GOPAKUMAR K, RANGANATHAN V T, BHAT S R. An efficient PWM technique for split phase induction motor operation using dual voltage source inverters[C] // Conference Record of the 1993 IEEE Industry Applications Conference Twenty-Eighth IAS Annual Meeting, October 2-8, 1993, Toronto, Canada: 582-587.
- [11] ZHAO Y, LIPO T A. Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 1995, 31(5): 1100-1109.
- [12] MAROUANI K, BAGHLI L, HADIOUCHE D, et al. Discontinuous SVPWM techniques for double star induction motor drive control[C] // 32nd Annual Conference on Industrial Electronics, November 6-10, 2006, Paris, France: 902-907.
- [13] HADIOUCHE D, BAGHLI L, REZZOUG A. Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machine: analysis, performance, evaluation, and DSP implementation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2006, 42(4): 1112-1122.
- [14] MAROUANI K, BAGHLI L, HADIOUCHE D, et al. A new PWM strategy based on a 24-sector vector space decomposition for a six-phase VSI-fed dual stator induction motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(5): 1910-1920.
- [15] YAZDANI D, KHAJEHODDIN S A, BAKHSHAI A, et al. Full utilization of the inverter in split-phase drives by means of a dual three-phase space vector classification algorithm[J]. IEEE Transactions on Industry Electronics, 2009, 56(1): 120-129.
- [16] 杨金波, 杨贵杰, 李铁才. 六相电压源逆变器 PWM 算法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(7): 205-211.
YANG Jinbo, YANG Guijie, LI Tiejai. PWM techniques for six-phase voltage-source inverters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(7): 205-211.
- [17] LIU Y, GE B, FERREIRA F J T E, et al. Modeling and SVM control of quasi-Z-source inverter[C] // Proc 11th International Conference Electric Power Quality Utilisation, October 17-19, 2011: 1-7.
- [18] ALI U S, KAMARAJ V. A novel space vector PWM for Z-source inverter[C] // Proc 1st International Conference

- Electric Energy Systems, January 3-5, 2011: 82-85.
- [19] 赵霞, 周楨钧, 余绿绿, 等. 六相电励磁同步风力发电机组的稳态模型[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(1): 77-84.
ZHAO Xia, ZHOU Zhenjun, YU Lülü, et al. Steady-state model of six-phase electrically excitation synchronous wind generators[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(1): 77-84.
- [20] 孟超, 欧阳红林, 刘伟候, 等. 双Y移30°永磁同步电机的空间矢量调制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(3): 90-98.
MENG Chao, OUYANG Honglin, LIU Weihou, et al. Space-vector PWM techniques for dual Y shift 30 degree permanent-magnet synchronous motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 90-98.
- [21] 张国荣, 蒋继勇, 吴飞. 一种基于空间矢量的 APF 直流侧电容电压设计和优化方法[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(18): 1-7.
ZHANG Guorong, JIANG Jiyong, WU Fei. A design and optimization method of value of DC-side voltage for APF based on space vector[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(18): 1-7.
- [22] 吴小雅. 基于瞬时电流跟踪的三相光伏逆变器并网控制策略研究[J]. 广东电力, 2016, 29(1): 87-91.
WU Xiaoya. Research on grid-connection control strategy for three-phase photovoltaic inverter based on instantaneous current tracking[J]. Guangdong Electric Power, 2016, 29(1): 87-91.
- [23] 程隽, 刘虎, 解光庆, 等. 五电平 NPC/H 桥逆变器的调制策略[J]. 广东电力, 2017, 30(9): 70-74.
CHENG Juan, LIU Hu, XIE Guangqing, et al. Modulating strategy for five-level NPC/H bridge-type converter[J]. Guangdong Electric Power, 2017, 30(9): 70-74.
- [24] 赵伟, 马骏毅, 邝文明, 等. 一种基于矢量组合列的新型 NPC 逆变器调制策略[J]. 广东电力, 2016, 29(12): 39-44.
ZHAO Wei, MA Junyi, QI Wenming, et al. Modulation strategy for new-typed NPC inverter based on vector combination columns[J]. Guangdong Electric Power, 2016, 29(12): 39-44.

收稿日期: 2017-11-08; 修回日期: 2018-01-05

作者简介:

王震(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为新型功率变换器及其控制策略; E-mail: wangzhen405899750@163.com

郭有贵(1968—), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为矩阵变换器及其应用, 新型储能中的电力电子变流。E-mail: 719983182@qq.com

(编辑 葛艳娜)