

# 基于滑模控制的新型双准 Z 源 NPC 型 五电平逆变器并网控制策略

李 涛<sup>1</sup>,程启明<sup>1</sup>,程尹曼<sup>2,3</sup>,孙伟莎<sup>1</sup>,陈 路<sup>1</sup>

(1. 上海电力大学 自动化工程学院,上海 200090;

2. 同济大学 电子与信息工程学院,上海 201804;

3. 上海电力公司 市北供电分公司,上海 200041)

**摘要:**针对传统双 Z 源二极管箝位(NPC)型五电平逆变器的 Z 源网络电感启动电流过大、升压能力有限等问题,提出一种新型的双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器拓扑结构。用一种新型的双准 Z 源结构代替传统的双 Z 源结构,能够降低近 2/3 的 Z 源网络电感启动电流,提升逆变器直流侧电压接近 2 倍。将滑模控制应用到准 Z 源五电平逆变器系统的控制中,该方法无需线性化处理,只需通过系统数学模型就可推导出适当的控制规律。分析新型双准 Z 源五电平逆变器拓扑的工作原理;应用状态空间法和小信号模型对准 Z 源五电平并网系统进行数学模型推导和分析,并进行滑模控制器的设计;仿真和硬件实验结果表明,与传统比例-积分(PI)控制相比,滑模控制能够显著提高系统稳定性,降低电流谐波。

**关键词:**新型双准 Z 源拓扑;五电平逆变器;启动电流;升压能力;滑模控制

**中图分类号:**TM 464

**文献标识码:**A

**DOI:**10.16081/j.issn.1006-6047.2019.01.003

## 0 引言

传统的 Z 源网络存在升压能力有限、电感启动电流大以及电容压力高等缺点,为了解决这些问题,提出多种准 Z 源拓扑<sup>[1-2]</sup>。文献[3]在传统 Z 源拓扑的基础上,提出一种准 Z 源拓扑,该新拓扑能够降低 Z 源网络电感的耦合度,抑制电流冲击。文献[4]提出一种电感升压型准 Z 源拓扑,该拓扑的升压因子比较大,能显著提高逆变器直流侧电压水平,满足现代工业对高压、大功率的需求。文献[5-7]提出的几种准 Z 源拓扑结构,在升压比不变的情况下,能够显著降低 Z 源网络电容电压和电感启动电流,提高系统的经济性。针对以上文献中 Z 源拓扑结构的特点,本文将一种电感启动电流小、升压能力大的双准 Z 源拓扑与五电平二极管箝位(NPC)型逆变器结合起来的新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器作为研究对象。

随着经典控制理论与现代控制的发展,比例-积分(PI)控制、准比例-谐振(PR)控制以及无源控制被应用到逆变器的控制中,这些控制方法在一定程度上能够解决一些问题,但随着并网系统复杂性与耦合性的增加,这些方法已经满足不了实际需求<sup>[8-10]</sup>。文献[11]提出一种预测控制策略,该控制策略能够消除预测误差对控制器性能的影响,改善

系统的静态特性,但是该控制器的内环与外环采用了不同的积分形式,结构比较复杂。文献[12]将准 PR 控制应用到逆变器的控制之中,该控制算法可实现对给定值的无静差跟踪,抗电网频率偏移能力强,但是准 PR 控制系统的稳定性不高。文献[13]将无源控制应用到逆变器的控制之中,该控制算法能够提高系统的功率因数,但是选取无源控制的能量函数比较复杂。滑模控制(SMC)只需选取适当的滑模系数,确定系统的控制规律,其已被应用到逆变器的控制中,并取得了较好的控制效果<sup>[14-15]</sup>。文献[16]将滑模控制与传统的 PI 控制进行比较,得到滑模控制能够提高系统的动态响应速度,对参数变化具有很好的抗扰动性的结论。文献[17]将滑模控制与 PR 控制相比,得到滑模控制能够平滑瞬态响应速度,降低电流谐波的结论。

本文首先提出了一种新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器拓扑,该新拓扑能够显著提高 Z 源网络的升压能力和抑制电感启动电流;然后,在分析新拓扑的基础上,将滑模控制应用到这种新型双准 Z 源逆变器的控制中,通过选取适当的控制规律,使逆变器直流侧电压按照期望值输出;最后,通过软件仿真与硬件实验验证了基于滑模控制的新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器并网控制策略的有效性和优越性。

## 1 新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器拓扑与工作原理

单级三相新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器系统拓扑结构如图 1 所示。该新拓扑结构主要由双

收稿日期:2018-03-11;修回日期:2018-11-08

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61573239);上海市重点科技攻关计划(14110500700)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61573239) and the Key Science and Technology Plan of Shanghai Science and Technology Commission(14110500700)

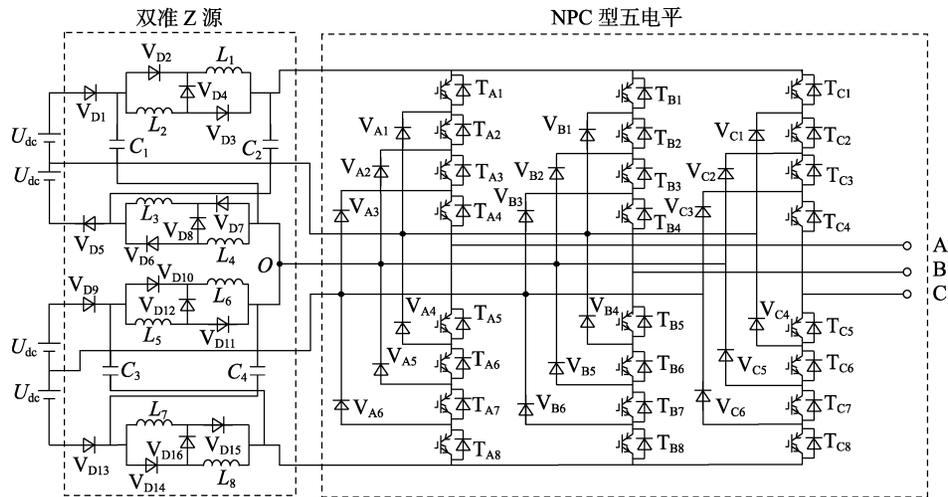


图 1 新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器拓扑

Fig.1 Topology of new dual quasi-Z-source five-level NPC inverter

准 Z 源网络与 NPC 型五电平逆变器两部分组成。双准 Z 源网络的输入部分为 4 个相等的直流电源，输出与逆变器相连。图中， $V_{D1}—V_{D16}$  为双准 Z 源网络导通二极管； $L_1—L_8$  为电感； $C_1—C_4$  为电容； $T_{A1}—T_{A8}$ 、 $T_{B1}—T_{B8}$ 、 $T_{C1}—T_{C8}$  分别为 A 相、B 相、C 相桥臂上的 8 个开关管； $V_{A1}—V_{A6}$ 、 $V_{B1}—V_{B6}$ 、 $V_{C1}—V_{C6}$  分别为 A 相、B 相、C 相桥臂上的 6 个箝位二极管。图 1 中的新拓扑是在传统双 Z 源拓扑的基础上建立起来的，与传统双 Z 源拓扑结构相比，新拓扑保持电容的结构不变，电感部分增加了 3 个导通二极管，从而实现升压能力的提高。

与传统双 Z 源五电平逆变器相同，新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器具有非直通状态和直通状态 2 种运行方式。当无直通时间插入时，逆变器运行在非直通状态，此时桥臂的开关状态与传统的五电平逆变器相似；当插入合适的直通时间时，逆变器运行在直通状态。新型双准 Z 源网络的工作状态如图 2 所示。

图 2(a) 为工作在非直通状态的新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器。此时，逆变桥和负载可用 2 个等效电流源代替。由网络的对称性，假设：

$$\begin{cases} L_1=L_2=L_3=L_4=L_5=L_6=L_7=L_8=L \\ C_1=C_2=C_3=C_4=C \\ U_{L1}=U_{L2}=U_{L3}=U_{L4}=U_{L5}=U_{L6}=U_{L7}=U_{L8}=U_L \\ U_{C1}=U_{C2}=U_{C3}=U_{C4}=U_C \end{cases} \quad (1)$$

其中， $U_L$ 、 $U_C$  分别为 Z 源网络电感电压和电容电压。

根据基尔霍夫电压定律 (KVL) 可知：

$$\begin{cases} 2U_{dc}=U_C+2U_L \\ U_C=2U_L+U_i \end{cases} \quad (2)$$

其中， $U_{dc}$  为直流电源电压； $U_i$  为网络升压侧电压。

图 2(b)、图 2(c) 分别对应上直通状态与下直

通状态。根据网络的对称性与 KVL 可知，无论是上直通状态还是下直通状态都存在：

$$\begin{cases} U_C=U_L/2+U_i \\ U_L/2=U_{dc} \end{cases} \quad (3)$$

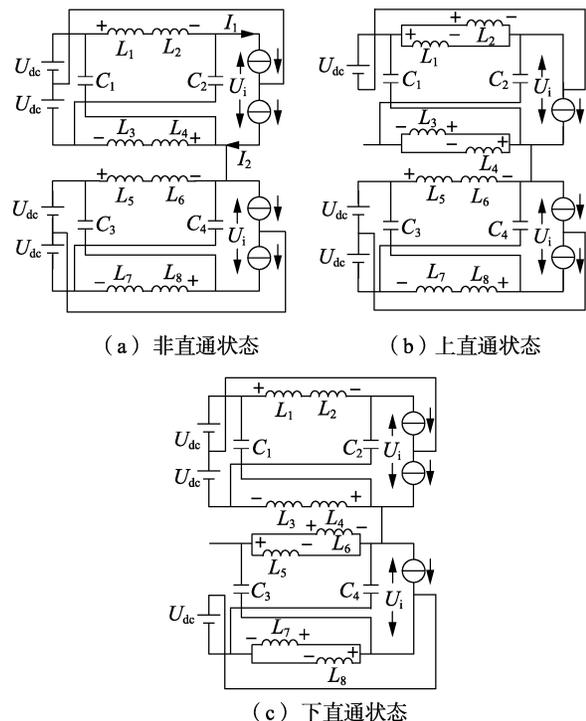


图 2 新型双准 Z 源逆变器工作状态

Fig.2 Working state of new dual quasi-Z-source inverter

设上直通和下直通的时间分别为  $T_{U0}$  和  $T_{L0}$ ，为了保证在 2 种直通状态下输出电压的平衡，应满足：

$$T_{U0}=T_{L0}=T_0 \quad (4)$$

其中， $T_0$  为直通时间。

设开关周期为  $T_s$ ，根据伏秒平衡原理，在一个开关周期内电感  $L$  两端电压平均值为 0，可以得到：

$$U_L T_s = \int_0^{T_s} U_L(t) dt = 0 \Rightarrow \int_0^{2T_0} U_L(t) dt + \int_{2T_0}^{T_s} U_L(t) dt = 0 \quad (5)$$

结合式(2)、(3)、(5)可以推出:

$$\begin{cases} U_c = \frac{1}{1-2D_0} \times (2U_{dc}) \\ U_i = \frac{1+2D_0}{1-2D_0} \times (2U_{dc}) = B \times (2U_{dc}) \end{cases} \quad (6)$$

其中,  $D_0$  为直通占空比;  $B$  为升压因子。

图 3 为新型双准 Z 源与传统双 Z 源升压因子的比较图。从图中可以看出,当直通占空比  $D_0 \leq 0.25$  时,2 种拓扑结构的升压能力相差不大;但当  $D_0 > 0.25$  时,新拓扑的升压能力明显大于传统 Z 源网络。

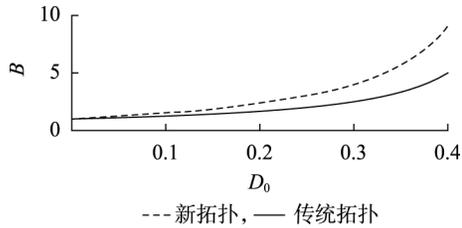


图 3 新型双准 Z 源与传统双 Z 源升压因子比较

Fig.3 Comparison of boost factor between new dual quasi-Z-source and traditional dual Z-source

结合式(2)、(3)、(6)可得非直通和上、下直通状态时 Z 源网络升压侧电压  $U_i$  与直流电源电压  $U_{dc}$  的关系为:

$$U_i = \begin{cases} \frac{1+2D_0}{1-2D_0} \times (2U_{dc}) & \text{非直通状态} \\ \frac{1+2D_0}{2(1-2D_0)} \times (2U_{dc}) & \text{上、下直通状态} \end{cases} \quad (7)$$

最终,新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器输出相电压为  $4BU_{dc}/2, 4BU_{dc}/4, 0, -4BU_{dc}/4, -4BU_{dc}/2$  共 5 种电平。

## 2 滑模控制器设计

### 2.1 新型双准 Z 源网络的数学模型

新型双准 Z 源网络上下结构对称,本文以上 Z 源网络为对象分析新型准 Z 源拓扑的状态方程。令经过电感  $L_1, L_2$  的电流为  $i_{L1}$ , 经过电感  $L_3, L_4$  的电流为  $i_{L2}$ ,  $U_{C1}, U_{C2}$  分别为电容  $C_1, C_2$  的电压;中性线上方的负载电流为  $I_1$ , 下方的负载电流为  $I_2$ ; Z 源网络电感的等效电阻为  $r_L$ , 电容的等效电阻为  $r_C$ 。

定义状态变量  $\mathbf{x} = [i_{L1} \ i_{L2} \ U_{C1} \ U_{C2}]^T$ ,  $\mathbf{u} = [2U_{dc} \ I_1 \ I_2]^T$ 。由非直通状态下的网络拓扑可以推出:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1 \mathbf{x} + \mathbf{B}_1 \mathbf{u} \quad (8)$$

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} -(2r_L+r_C)/(2L) & 0 & 0 & -1/(2L) \\ 0 & -(2r_L+r_C)/(2L) & -1/(2L) & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1/(2L) & r_C/(2L) & 0 \\ 1/(2L) & 0 & r_C/(2L) \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & -1/C & 0 \end{bmatrix}$$

由上直通状态下的网络拓扑可以推出:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_2 \mathbf{x} + \mathbf{B}_2 \mathbf{u} \quad (9)$$

$$\mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} -r_L/L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -(r_L+4r_C)/L & -1/L & 1/L \\ 0 & 2/C & 0 & 0 \\ 0 & -2/C & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} 1/(2L) & 0 & 0 \\ 1/(2L) & 0 & r_C/L \\ 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

同理,由下直通状态拓扑下的网络可以推出:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_3 \mathbf{x} + \mathbf{B}_3 \mathbf{u} \quad (10)$$

$$\mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} -(r_L+4r_C)/L & 0 & 1/L & -1/L \\ 0 & -r_L/L & 0 & 0 \\ -2/C & 0 & 0 & 0 \\ 2/C & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B}_3 = \begin{bmatrix} 1/(2L) & r_C/L & 0 \\ 1/(2L) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/C & 0 \end{bmatrix}$$

式(8)~(10)得到的状态方程是时变的,要想得到新型准 Z 源网络在一个开关周期内的状态方程,需要分段平均化处理上述方程。因此,可以对系统状态方程的系数矩阵进行加权平均,从而得到一个开关周期  $T_s$  内 Z 源网络的状态平均方程为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A} \mathbf{x} + \mathbf{B} \mathbf{u} \quad (11)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{2r_L+(6D_0+1)r_C}{2L} & 0 & \frac{D_0}{L} & -\frac{1}{2L} \\ 0 & -\frac{2r_L+(6D_0+1)r_C}{2L} & -\frac{1}{2L} & \frac{D_0}{L} \\ -\frac{2D_0}{C} & \frac{1}{C} & 0 & 0 \\ \frac{1}{C} & -\frac{2D_0}{C} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 1/(2L) & r_C/(2L) & 0 \\ 1/(2L) & 0 & r_C/(2L) \\ 0 & 0 & (D_0-1)/C \\ 0 & (D_0-1)/C & 0 \end{bmatrix}$$

由Z源网络的对称性,可以推出:

$$\begin{cases} i_{L1} = i_{L2} = i_L \\ U_{C1} = U_{C2} = U_C \\ I_1 = I_2 = I \end{cases} \quad (12)$$

此时  $\mathbf{x} = [i_L \ U_C]^T$ ,  $\mathbf{u} = [2U_{dc} \ I]^T$ 。故式(11)可简化为:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}^* \mathbf{x} + \mathbf{B}^* \mathbf{u} \quad (13)$$

$$\mathbf{A}^* = \begin{bmatrix} \frac{2r_L + (6D_0 + 1)r_C}{2L} & \frac{D_0 - 1}{L} \\ \frac{1 - 2D_0}{C} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}^* = \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} & \frac{r_C}{2L} \\ 0 & \frac{D_0 - 1}{C} \end{bmatrix}$$

一般采用小信号扰动的方法对Z源网络进行暂态分析。通过加入扰动变量,建立状态扰动方程研究目标对象<sup>[18]</sup>。令扰动变量为  $\mathbf{x}^* = [i_L^* \ U_C^*]^T$ ,  $\mathbf{u}^* = [2U_{dc}^* \ I^*]^T$ ,  $D_0^*$ 。则实际变量为  $\mathbf{x}_e = \mathbf{x} + \mathbf{x}^*$ ,  $\mathbf{u}_e = \mathbf{u} + \mathbf{u}^*$ ,  $D = D_0 + D_0^*$ 。

由上述分析可得实际变量状态方程为:

$$\dot{\mathbf{x}}_e = \mathbf{A}_1^* \mathbf{x}_e + \mathbf{B}_1^* \mathbf{u}_e \quad (14)$$

$$\begin{cases} \mathbf{A}_1^* = (D_0 + D_0^*)\mathbf{A}_2 + (D_0 + D_0^*)\mathbf{A}_3 + \\ \quad [1 - 2(D_0 + D_0^*)]\mathbf{A}_1 \\ \mathbf{B}_1^* = (D_0 + D_0^*)\mathbf{B}_2 + (D_0 + D_0^*)\mathbf{B}_3 + \\ \quad [1 - 2(D_0 + D_0^*)]\mathbf{B}_1 \end{cases} \quad (15)$$

将式(15)代入式(14),可得:

$$\dot{\mathbf{x}}^* = \mathbf{A}^* \mathbf{x}^* + \mathbf{B}^* \mathbf{u}^* + [(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - 2\mathbf{A}_1)\mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - 2\mathbf{B}_1)\mathbf{u}]D_0^* \quad (16)$$

式(16)等号两侧同时进行拉氏变换可得:

$$\mathbf{x}^*(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A}^*)^{-1} \{ \mathbf{B}^* \mathbf{u}^*(s) + [(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - 2\mathbf{A}_1)\mathbf{x} + (\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - 2\mathbf{B}_1)\mathbf{u}]D_0^*(s) \} \quad (17)$$

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A}^*)^{-1} = \frac{2LC}{K} \begin{bmatrix} s & \frac{2D_0 - 1}{L} \\ \frac{1 - 2D_0}{C} & s + \frac{2r_L + (6D_0 + 1)r_C}{2L} \end{bmatrix}$$

$$K = 2LCs^2 + [2r_L + (6D_0 + 1)r_C]Cs + 2(1 - 2D_0)^2$$

$$(\mathbf{A}_2 + \mathbf{A}_3 - 2\mathbf{A}_1)\mathbf{x} = \begin{bmatrix} (-3r_C i_L + U_C)/L \\ -2i_L/C \end{bmatrix}$$

$$(\mathbf{B}_2 + \mathbf{B}_3 - 2\mathbf{B}_1)\mathbf{u} = \begin{bmatrix} -U_{dc}/L \\ I/C \end{bmatrix}$$

对式(17)进行展开可得:

$$\begin{bmatrix} i_L^*(s) \\ U_C^*(s) \end{bmatrix} = \frac{2LC}{K} \begin{bmatrix} s & \frac{2D_0 - 1}{L} \\ \frac{1 - 2D_0}{C} & s + \frac{2r_L + (6D_0 + 1)r_C}{2L} \end{bmatrix} \times$$

$$\begin{pmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{2L} & \frac{r_C}{2L} \\ 0 & \frac{D_0 - 1}{C} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 2U_{dc}^*(s) \\ I^*(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{-3r_C i_L + U_C - 2U_{dc}}{2L} \\ \frac{I - 2I_L}{C} \end{bmatrix} D_0^*(s) \end{pmatrix} \quad (18)$$

假设  $2U_{dc}^*(s) = 0$ ,  $I^*(s) = 0$ ,则可以推出直通占空比  $D_0^*(s)$  至Z源网络电容电压  $U_C^*(s)$  的传递函数为:

$$G(s) = \frac{U_C^*(s)}{D_0^*(s)} = \frac{2L(I - 2i_L)s + (I - 2i_L)[2r_L + (6D_0 + 1)r_C]}{(1 - 2D_0)(-3r_C i_L + U_C - 2U_{dc})} + \frac{K}{K} \quad (19)$$

在静态工作点时,  $\mathbf{A}^* \mathbf{x} + \mathbf{B}^* \mathbf{u} = 0$ ,可以推出:

$$i_L = (1 - D_0)I / (1 - 2D_0) \quad (20)$$

直通占空比  $D_0$  的取值范围为  $0 \sim 0.5$ ,则  $i_L > I$ 。由式(19)可知  $G(s)$  有一个右半平面的零点,即具有非最小相位特性。

## 2.2 直流侧滑模控制器设计

Z源网络直流侧电压为脉动电压,不易检测,由于直流侧电压  $U_i$  与电容电压  $U_C$  存在一定的关系,故可以通过控制  $U_C$  间接地控制  $U_i$ 。

选取新型双准Z源网络状态变量为:

$$\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_C - U_C \\ \int (u_C - U_C) dt \\ I_L - i_L \end{bmatrix} \quad (21)$$

其中,  $u_C$  为电容电压期望值;  $I_L$  为电感电流期望值。

新型双准Z源网络状态方程为:

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{1}{C} \\ 1 & 0 & 0 \\ \frac{1}{L} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{3i_L}{C} \frac{U_C U_i}{RCu_C} \\ 0 \\ \frac{U_C}{2L} \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} \frac{U_C U_i}{RCu_C} \frac{I_L}{C} \\ 0 \\ \frac{U_C U_i}{2Lu_C} - \frac{u_C}{L} + \frac{U_C}{2L} \end{bmatrix} \quad (22)$$

其中,  $u$  为控制变量,直通状态下  $u = 1$ ,非直通状态下  $u = 0$ ;  $R$  为逆变器折算到直流侧的等效负载。

式(22)可表示为标准形式:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} + \mathbf{D} \quad (23)$$

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1/C \\ 1 & 0 & 0 \\ 1/L & 0 & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{3i_L}{C} \frac{U_C U_i}{RCu_C} \\ 0 \\ -U_C/(2L) \end{bmatrix}$$

$$D = \begin{bmatrix} \frac{U_c U_i}{RCu_c} - \frac{I_L}{C} \\ 0 \\ \frac{U_c U_i}{2Lu_c} - \frac{u_c}{L} + \frac{U_c}{2L} \end{bmatrix}$$

选定滑模面为:

$$S = \alpha_1 x_1 + \alpha_2 x_2 + \alpha_3 x_3 = \mathbf{J}^T \mathbf{X} \quad (24)$$

其中,  $\mathbf{J} = [\alpha_1 \ \alpha_2 \ \alpha_3]^T$  为滑模系数向量。令  $\dot{S} = 0$ , 推导出等效控制律为:

$$u_{eq} = \frac{2\alpha_1 L(k/R - i_L) + 2\alpha_2 LC(u_c - U_c) + \alpha_3 C(k - U_c)}{\alpha_1 L(k/R - 2i_L) + \alpha_3 CU_c} \quad (25)$$

其中,  $k = U_c U_i / u_c$ 。

实际上等效控制律  $u_{eq}$  即为 Z 源网络的直通占空比  $D_0$ 。对于滑模系数的确定, 文献[15]已经给出了详细的推导过程, 这里不再赘述。

综上, 可得到基于滑模控制的新型双准 Z 源五电平逆变器控制系统框图, 如图 4 所示。图中, 三相电路的等效电感  $L_A = L_B = L_C = L$ ; 等效电阻  $R_A = R_B = R_C = R$ ;  $U_{eA}$ 、 $U_{eB}$ 、 $U_{eC}$  为电网侧相电压;  $i_A$ 、 $i_B$ 、 $i_C$  为逆变器输出三相电流; 点 G 为并网侧三相接地点。同时, 通过式(6)可得准 Z 源网络的期望电容电压, 滑模控制器的输入是期望电容电压与实际电容电压差值, 目的是准确跟踪电容电压以达到对逆变器直流侧电压的控制; 根据式(25)设计滑模控制器, 仿真中实时将准 Z 源网络的电容电压与电感电流及时反馈给滑模控制器, 通过式(25)可准确得出滑模控制器的等效控制律  $u_{eq}$  (即准 Z 源网络的直通占空比), 从而实现对逆变器直流侧电压的间接控制。滑模控制器的输出为准 Z 源网络直通占空比  $D_0$ , 将其与正弦脉宽调制 (SPWM) 算法相结合即可实现升压。

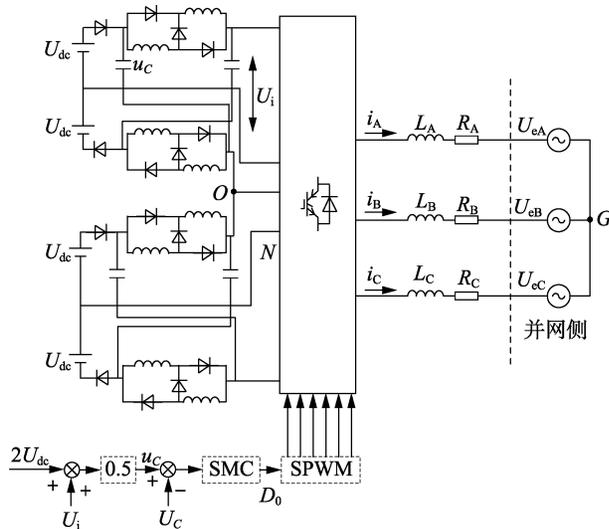


图 4 滑模控制系统框图

Fig.4 Control block diagram of sliding mode control system

### 3 仿真实验

根据以上分析, 在 MATLAB/Simulink 仿真软件中搭建了基于滑模控制的新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器并网控制模型, 并与传统的 PI 控制进行比较分析。仿真参数设置如下: 输入侧有 4 个相同的直流电源, 其中每个直流电源电压  $U_{dc} = 150 \text{ V}$ ; Z 源网络电容  $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = 2 \ 200 \ \mu\text{F}$ , 电感  $L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = L_6 = L_7 = L_8 = 5 \ \text{mH}$ ; 开关频率  $f_s = 2.5 \ \text{kHz}$ ; 滤波电感  $L_f = 30 \ \text{mH}$ , 滤波电容  $C_f = 50 \ \mu\text{F}$ , 负载电阻  $20 \ \Omega$ ; 滑模系数  $\alpha_1 = 6, \alpha_2 = 900, \alpha_3 = 100$ ; 并网相电压峰值为  $311 \ \text{V}$ , 电网频率为  $50 \ \text{Hz}$ 。

#### 3.1 新拓扑与传统双 Z 源拓扑的比较

图 5 为滑模控制器输出的直通占空比  $D_0$  的波形。图中,  $D_0$  约在  $0.05 \ \text{s}$  趋于稳定且稳定之后  $D_0 = 0.25$ , 由式(6)推出升压因子  $B = 3$ 。

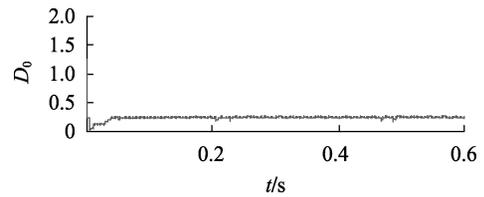
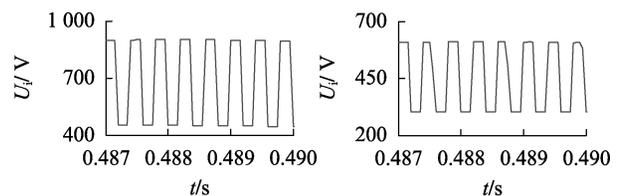


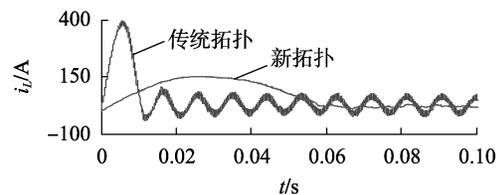
图 5 直通占空比  $D_0$  波形

Fig.5 Waveform of shoot-through duty cycle  $D_0$

图 6 为新型双准 Z 源与传统双 Z 源仿真结果比较图。图 6(a) 为新拓扑升压侧电压, 图中电压最大值约为  $900 \ \text{V}$ , 最小值约为  $450 \ \text{V}$ , 这与式(7)求得的直通状态和上、下直通状态时升压侧电压近似一致。图 6(b) 为传统 Z 源拓扑升压侧电压, 图中电压最大值约为  $600 \ \text{V}$ , 明显小于图 6(a) 中电压的最大值, 由此验证了新拓扑能够提升 Z 源网络升压能力。图 6(c) 为 2 种拓扑下电感电流波形, 从图中可以看出, 传统双 Z 源网络下电感启动电流约为  $400 \ \text{A}$ , 而新拓扑下电感启动电流约为  $150 \ \text{A}$ , 所以采用新拓扑结构能够有效抑制电流冲击。表 1 为 2 种拓扑下具体的比较结果。



(a) 新型双准 Z 源 (b) 传统双 Z 源



(c) 电感电流比较

图 6 2 种拓扑结构比较

Fig.6 Comparison of two topologies

表 1 2 种拓扑结构比较

Table 1 Comparison of two topologies

拓扑	升压因子	电感启动电流/A	升压侧电压/V
传统双 Z 源 拓扑	1	400	600
	$\frac{1}{1-2D_0}$		
新拓扑	$\frac{1+2D_0}{1-2D_0}$	150	900

图 7 为逆变器输出 A 相相电压与 AB 相线电压波形。从图中可以看出,逆变器输出的相电压有 900 V、450 V、0、-450 V、-900 V 共 5 种电平,这与逆变器理论输出的  $4BU_{dc}/2$ 、 $4BU_{dc}/4$ 、0、 $-4BU_{dc}/4$ 、 $-4BU_{dc}/2$  共 5 种电平近似一致;逆变器输出的线电压有 1 800 V、1 350 V、900 V、450 V、0、-450 V、-900 V、-1 350 V、-1 800 V 共 9 种电平。

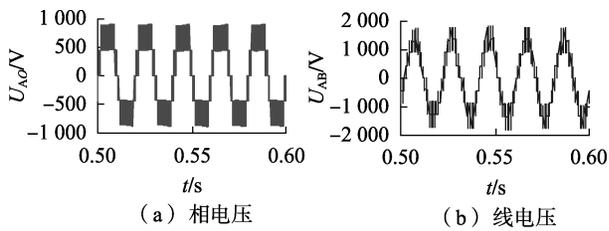


图 7 逆变器输出相电压与线电压

Fig.7 Inverter output phase voltage and line voltage

### 3.2 滑模控制与传统 PI 控制的比较

为了说明滑模控制的优势,特将其与传统 PI 控制进行对比仿真分析,其中设置 PI 控制器的参数  $K_p = 0.8$ 、 $K_i = 5$ 。

由于双准 Z 源网络上下结构对称,现以上准 Z 源网络为例进行分析。图 8 为 2 种控制策略下 Z 源网络升压侧电压  $U_i$  的比较情况。可见升压稳定之后,2 种控制策略下升压侧电压约为 900 V,这与通过式(7)求得的理论值近似一致。但是,相比于图 8 (b),图 8(a)中升压稳定之后  $U_i$  存在的波动更小,即系统的稳定性更高。

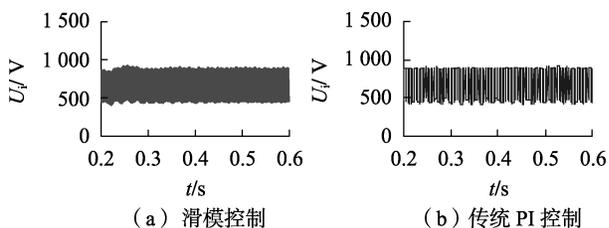
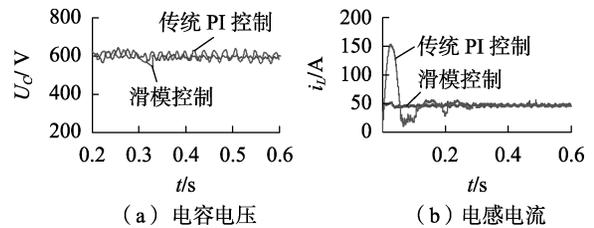


图 8 2 种控制策略下 Z 源网络升压侧电压

Fig.8 Boost-side voltage of Z-source network under two control strategies

图 9 为 2 种控制策略下电容电压与电感电流的比较情况。由图 9(a)可知,2 种控制策略下电容电压稳定之后  $U_c = 600$  V,这与通过式(6)求得的理论值近似一致,但是,采用滑模控制时, $U_c$  在稳定之后波动的幅度比较小,即系统的稳定性更高;由图 9 (b)可知,采用滑模控制时,电感电流在很短的时间

内趋于稳定,而采用 PI 控制时,电感电流在 0.3 s 时趋于稳定,由此验证了滑模控制能够缩短系统稳态响应时间。



(a) 电容电压

(b) 电感电流

图 9 2 种控制策略下电容电压与电感电流的比较

Fig.9 Comparison of capacitor voltage and inductor current under two control strategies

图 10 为 2 种控制策略下逆变器输出 A 相电流谐波。可见滑模控制与 PI 控制下的电流总谐波畸变率(THD)分别为 2.05%、4.89%,均满足并网电流谐波要求,但采用滑模控制时可以降低电流谐波,提高系统的经济性。表 2 为 2 种控制策略下具体的对比结果。

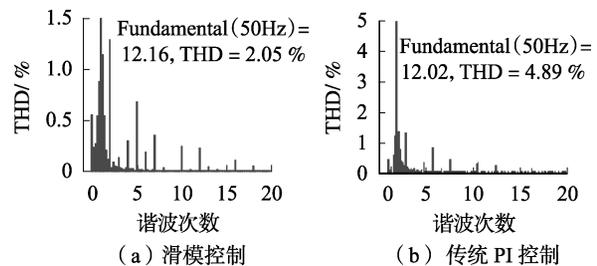


图 10 2 种控制策略下逆变器输出 A 相电流谐波

Fig.10 Phase-A current harmonic of inverter under two control strategies

表 2 2 种控制策略对比

Table 2 Comparison of two control strategies

控制策略	$U_i$		$U_c$		$i_L$		THD/%
	幅值/V	波动幅度	幅值/V	波动幅度	幅值/A	波动幅度	
滑模控制	900	小	600	小	150	小	2.05
传统 PI 控制	900	大	600	大	50	大	4.89

## 4 硬件实验

为了进一步说明本文所提策略的优势,搭建了逆变器硬件实验平台,并在此平台上对基于滑模控制的新型双准 Z 源五电平逆变器并网控制策略进行实验分析。实验参数与仿真参数一致,控制信号由 TMS320F28335 型的 DSP 控制器产生,开关器件选用英飞凌 IKW40N120H3,电网相电压峰值为 311 V,频率为 50 Hz。

图 11 为 2 种控制策略下电容电压与电感电流在稳态时的波形。由图可见,采用滑模控制策略时,电容电压  $U_c$  与电感电流  $i_L$  在稳态时存在很小的波动;而采用 PI 控制策略时, $U_c$  与  $i_L$  波动的幅度比较大,即采用滑模控制可以提高系统的稳定性。

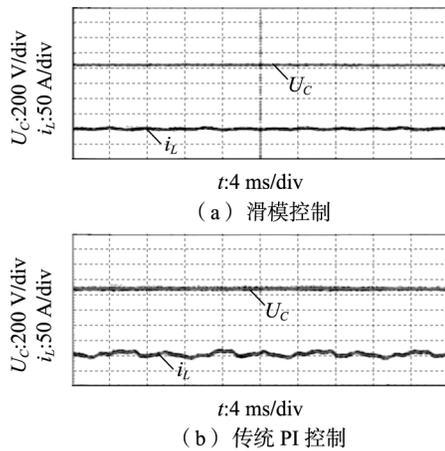


图 11 2 种控制策略下电容电压与电感电流  
Fig.11 Capacitor voltage and inductor current under two control strategies

图 12 为 2 种控制策略下上 Z 源网络逆变器直流侧电压  $u_{dc}$ 。比较图 12(a)、(b) 可知,2 种控制策略下逆变器直流侧电压输出值近似与通过式(7)求得理论值一致;但是,采用滑模控制策略时逆变器直流侧电压稳定之后波动较小,即稳定性较高。

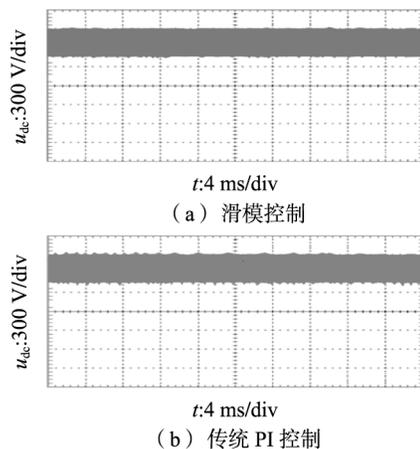


图 12 2 种控制策略下逆变器直流侧电压

Fig.12 DC-side voltage of inverter under two control strategies

图 13 为 2 种控制策略下 A 相并网电压与逆变

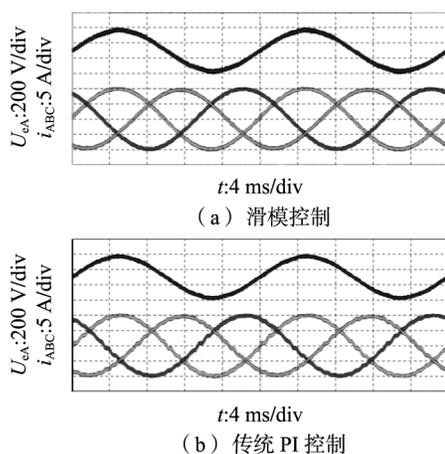


图 13 2 种控制策略下 A 相并网电压与电流

Fig.13 Phase-A grid-connected voltage and current under two control strategies

器输出三相电流波形。比较图 13(a)、(b) 可知,2 种控制策略下都能实现较高功率因数并网,但是滑模控制策略下电网电流谐波更小。

## 5 结论

本文在传统双 Z 源 NPC 型五电平逆变器拓扑的基础上,提出一种新型双准 Z 源 NPC 型五电平逆变器拓扑。同时,本文将滑模控制应用到这种新拓扑中,通过软件仿真与硬件实验得出结论如下:

a. 相比于传统的双 Z 源五电平逆变器,新拓扑的升压因子是传统拓扑的  $1+2D_0$  倍,电感启动电流约为传统拓扑的  $1/3$ ;

b. 从稳定性角度分析,相比于传统的 PI 控制,采用滑模控制不但提高了系统的稳定性,而且缩短了系统稳态响应时间;

c. 从经济性角度分析,传统 PI 控制策略下电流 THD 为 4.89%,而滑模控制策略下为 2.05%,故相比于传统的 PI 控制,滑模控制能够抑制电流谐波,提高系统的经济性。

## 参考文献:

- [ 1 ] 周玉斐,黄文新,赵健伍,等. 一种高升压比的 Z 源逆变器[J]. 电工技术学报,2013,28(9):239-246.  
ZHOU Yufei, HUANG Wenxin, ZHAO Jianwu, et al. A high gain Z-source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(9): 239-246.
- [ 2 ] 刘孝辉,郑建勇,尤黎,等. 开关电感型 Quasi-Z 源逆变器[J]. 电力自动化设备,2011,31(9):65-68.  
LIU Xiaohui, ZHENG Jianyong, YOU Jun, et al. Switching inductive Quasi-Z-source inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(9): 65-68.
- [ 3 ] BANAIE M R, OSKOEI A B, DEGHANZADEH A. Extended switching algorithms based space vector control for five-level quasi-Z-source inverter with coupled inductors[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(6): 1509-1518.
- [ 4 ] WANG Xiaogang, ZHANG Jie. Neutral-point potential balancing method for switched-inductor Z-source three-level inverter[J]. Journal of Electrical Engineering & Technology, 2017, 12(3): 1203-1210.
- [ 5 ] YU Deqing, CHENG Qiming, GAO Jie, et al. Three-level neutral-point-clamped quasi-Z-source inverter with reduced Z-source capacitor voltage[J]. IET Electronics Letters, 2017, 53(3): 185-187.
- [ 6 ] BAYHN S, KAKOSIMOS P, ABU-RUB H. Model predictive control of five-level H-bridge neutral-point-clamped qZS inverter [C] // Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, 2016: 5971-5976.
- [ 7 ] BAYHAN S, TRABELSI M, ELLABBAN O. A five-level neutral-point-clamped/H-bridge quasi-impedance source inverter for grid connected PV system [C] // Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy: IEEE, 2016: 2502-2507.
- [ 8 ] 支娜,肖曦,田培根,等. 微网群控制技术研究与展望[J]. 电力自动化设备,2016,36(4):107-115.  
ZHI Na, XIAO Xi, TIAN Peigen, et al. Research and prospect of multi-microgrid control strategies [J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(4): 107-115.

- [ 9 ] NIU Li, XU Dianguo, YANG Ming, et al. On-line inertia identification algorithm for PI parameters optimization in speed loop [ J ]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(2) : 849-859.
- [ 10 ] HARNEFORS L, YEPES A G, VIDAL A, et al. Passivity-based controller design of grid-connected VSCs for prevention of electrical resonance instability [ J ]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(2) : 702-710.
- [ 11 ] 方支剑, 段善旭, 陈天锦, 等. 储能逆变器预测控制误差形成机理及其抑制策略 [ J ]. 中国电机工程学报, 2013, 33(30) : 1-9, 19.  
FANG Zhijian, DUAN Shanxu, CHEN Jintian, et al. Formation mechanism and suppression strategy of prediction control error applied in a battery energy storage inverter [ J ]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(30) : 1-9, 19.
- [ 12 ] 杜强, 高峰阳, 乔垚, 等. 功率前馈的准 Z 源光伏并网逆变器 Quasi-PR 控制 [ J ]. 高电压技术, 2017, 43(9) : 1-7.  
DU Qiang, GAO Fengyang, QIAO Yao, et al. Quasi-PR control strategy for quasi-Z source PV grid-connected inverter based on power feed-forward [ J ]. High Voltage Engineering, 2017, 43(9) : 1-7.
- [ 13 ] LI Tao, CHENG Qiming, SUN Weisha, et al. Grid-connected control strategy of five-level inverter based on passive E-L model [ J ]. Energies, 2017, 10(10) : 1-14.
- [ 14 ] 游国栋, 李继生, 侯勇, 等. 单相光伏并网逆变器的反步滑模控制策略 [ J ]. 电网技术, 2015, 39(4) : 916-923.  
YOU Guodong, LI Jisheng, HOU Yong, et al. A back-stepping sliding mode control strategy for single-phase photovoltaic grid-connected inverter [ J ]. Power System Technology, 2015, 39(4) : 916-923.
- [ 15 ] RAJAEEL A H, KABOLI S, EMADI A. Sliding-mode control of Z-source inverter [ C ] // IEEE Industrial Electronics Society. Orlando, Florida, USA : IEEE, 2008 : 947-952.
- [ 16 ] UMESH K, SUMANT G, GAWANDE S P. Sliding mode control of single-phase grid-connected quasi-Z-source inverter [ J ]. IEEE Access, 2017, 5(10) : 10232-10240.
- [ 17 ] DEHKORDI N M, SADATI N, HAMZEH M. A robust backstepping high-order sliding mode control strategy for grid-connected DG units with harmonic/interharmonic current compensation capability [ J ]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2017, 8(2) : 561-572.
- [ 18 ] FLOREZ-TAPIA A M, FEDERICO I M, JAVIER V. Small signal modeling and transient analysis of a trans quasi-Z-source inverter [ J ]. Electric Power Systems Research, 2017, 144(10) : 52-62.

#### 作者简介:



李涛

李涛 (1992—), 男, 安徽合肥人, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化、新能源并网控制、大功率变换器控制、电机控制等 (E-mail: 1773978817@qq.com);

程启明 (1965—), 男, 江苏盐城人, 教授, 博士, 通信作者, 研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等

(E-mail: chengqiming@sina.com);

程尹曼 (1990—), 女, 上海人, 硕士研究生, 研究方向为电力系统自动化、新能源发电控制等 (E-mail: chengyinman@hotmail.com)。

## Grid-connected control strategy of new dual quasi-Z-source five-level NPC inverter based on sliding mode control

LI Tao<sup>1</sup>, CHENG Qiming<sup>1</sup>, CHENG Yinman<sup>2,3</sup>, SUN Weisha<sup>1</sup>, CHEN Lu<sup>1</sup>

(1. College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. College of Electronics and Information Engineering, Tongji University, Shanghai 201804, China;

3. North Power Supply Branch, Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

**Abstract:** A new topology of the five-level NPC dual quasi-Z-source inverter is proposed to overcome the problems of the traditional five-level NPC (Neutral-Point-Clamped) dual Z-source inverter, such as excessive starting current of Z-source inductors and limited boosting ability. In comparison with the traditional topology, the new topology can effectively reduce the start current of the inductor of Z-source network by nearly two thirds, and double improve the DC-side voltage of the inverter. The proposed sliding mode control is applied to the control of quasi-Z-source five-level inverter system, in which the linearization can be avoided and only appropriate control law is required to be derived based on the mathematical model of the system. Firstly, the working principle of this new five-level NPC dual quasi-Z-source inverter topology is analyzed. Subsequently, the state space method and small signal model are applied to the Z-source five-level grid-connected system for mathematical model derivation and analysis. Meanwhile, the sliding mode controller is designed. Finally, the simulative and hardware experimental results show that the sliding mode control significantly improves the stability of the system and reduces the current harmonics compared with traditional PI (Proportional-Integral) control.

**Key words:** new dual quasi-Z-source topology; five-level inverter; start current; boosting ability; sliding mode control