

# 基于微分几何的微网 Z 源逆变器并网控制

陈艳<sup>1</sup> 周林<sup>1</sup> 雷建<sup>1</sup> 甘元兴<sup>2</sup>

(1. 重庆大学输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室 重庆 400030 2. 重庆市电力公司北碚供电局 重庆 400700)

**摘要** 针对应用于微网系统中的 Z 源逆变器及其并网控制研究, 以光伏系统为例, 根据 Z 源变换器本身具有的非线性特性, 建立 Z 源逆变器直流链及逆变侧的仿射非线性模型, 利用微分几何基本工具, 构造恰当的坐标变换和预反馈, 将原非线性系统精确线性化, 然后对该系统进行线性最优控制器设计。该逆变器集最大功率点跟踪、升降压和并网发电等功能于一体。仿真及实验表明: 当光伏电池在输入条件发生变化时, 本文控制方法能够使 Z 源逆变器直流链快速稳定无超调地跟踪最大功率点, 逆变侧输出的三相电压能够实现快速平稳过渡并改善并网电流畸变。

**关键词:** 微网 微分几何 Z 源逆变器 并网 光伏系统

**中图分类号:** TM464

## Research on the Z-Source Inverter Grid-Connected Control of Micro-Grid System Based on Differential Geometry

Chen Yan<sup>1</sup> Zhou Lin<sup>1</sup> Lei Jian<sup>1</sup> Gan Yuanxing<sup>2</sup>

(1. State Key Laboratory of Transmission & Distribution Equipment and Power System Safety and New Technology Chongqing University Chongqing 400030 China 2. Beibei District Supply Bureau of Chongqing Electric Power Corp. Chongqing 400700 China)

**Abstract** For the Z-source inverter used in the distributed generation system and its grid-connected control, the paper takes the photovoltaic system as the example. According to the nonlinear characteristic of Z-source inverter, the affine model of Z-source inverter DC-link and AC side are created. Based on the differential geometry, the proper coordinate transformation and pre-feedback are constructed, and the original nonlinear system is exact linearized, then designed linear optimal controller for the system. The inverter integrates three functions including maximum power point tracking(MPPT), step-up/down DC-side voltage and output grid-connected. The simulation and experiment are performed to validate the strategies: when input condition of the photovoltaic array changes, this method has better performance than PI control.

**Keywords:** Micro-grid, differential geometry, Z-source inverter, grid-connected, photovoltaic

输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室自主研究项目  
(2007DA10512709211), 中央高校基本科研业务费资助项目  
(CDJXS10151151)。

收稿日期 2010-10-27 改稿日期 2011-03-11

## 1 引言

微网系统中包含许多微型发电设备如微型燃气

轮机和燃料电池、光伏发电、风力发电等。部分微源会由于自然条件的变化使输出呈现出很大的波动性, 因此导致系统的稳定性问题增加, 比如光伏发电、风力发电。这些微源的变换电路多采用如图 1 所示的带 DC-DC 变换器的电压型并网逆变器 [1-

<sup>3)</sup> DC-DC 电路的加入会增加系统成本,降低变换效率,且在直流电压跌落到无法满足交流并网要求时显得无能为力。另外,在传统方式下,逆变桥不允许上、下器件同时导通,而由于控制失误或电磁干扰而导致直通会降低系统的可靠性。同时为避免直通而加入的死区会给输出电流波形带来谐波。

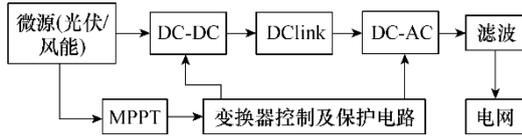


图1 微源并网系统结构

Fig.1 Structure of grid-connected system with micro-source

基于以上问题本文采用 Z 源逆变器作为微网的变流装置,它担负着能量的传递和负荷的投切等重要功能,且具有以下优点<sup>[4-6]</sup>: ①通过调节直通占空比实现升压,在光伏系统电压波动较大时能够保持逆变输出范围满足并网要求。②直通成为其工作状态,提高了系统可靠性。③Z源单级结构可实现传统变换器两级功能,提高了系统的转换效率且降低了成本。④Z源逆变器的电源既可为电压源也可为电流源,其负载既可为电感性也可为电容性,灵活性较大。因此,这个 Z 源逆变器更适合微源输出电压变换范围比较大的场合<sup>[4]</sup>,用作功率调节系统能够得到良好的交流输出电压,因此被广泛用于不同领域<sup>[5-6]</sup>。

然而,Z源网络的传递函数具有右半平面零点,且无法通过调整 Z 源网络参数加以去除<sup>[7]</sup>,这个不稳定零点使得 Z 源电容电压在输入电压出现扰动时出现超调和振荡<sup>[8]</sup>,一些文献开始关注 Z 源网络这个缺点,分别在控制方法上提出了不同的解决方案<sup>[8-12]</sup>。从本质上看,微网中的电力电子变换器是一类典型的开关非线性系统,传统的基于 PI 的误差调节控制部分都是将这一非线性系统在平衡点处近似线性化。显然,这种在某一特定条件下的近似线性化只能在实际情况十分接近平衡点时才比较准确,而偏离平衡点时所建立的模型并不能正确表述实际的控制系统。再者,微网系统在实际运行过程中不可避免地受到不确定性因素的影响,主要包括未建模动态和外界干扰,要达到系统较好的鲁棒性控制,需要建立包含不确定性的全信息构造的控制对象模型<sup>[13]</sup>,因此考虑从非线性控制方法出发来解决非线性控制问题能够使得系统获得优良稳定的高

品质输出特性。

本文采用基于微分几何的非线性最优控制理论,利用微分几何基本工具,构造恰当的坐标变换和预反馈,将原非线性系统线性化,然后对该系统进行线性最优控制器设计,对所设计的反馈控制进行仿真及实验验证。

## 2 微网系统 Z 源逆变器工作原理

图2为基于 Z 源结构的微网系统逆变器结构。

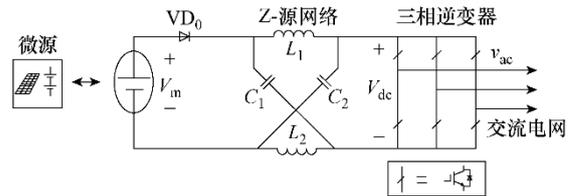


图2 基于 Z 源逆变器的微网系统结构

Fig.2 System structure of distributed generation based on Z-source inverter

为了分析方便,Z源网络满足对称性,

$C_1=C_2$ ,  $L_1=L_2$ , 则  $u_{C1}=u_{C2}=u_C$ ,  $i_{L1}=i_{L2}=i_L$ 。设直通零矢量在一个开关周期内的占空比为  $d$ , 根据文献<sup>[4]</sup>, 有

$$\hat{v}_{ac} = M \frac{1}{1-2d} \frac{V_m}{2} = MB \frac{V_m}{2} \quad (1)$$

式中,  $\hat{v}_{ac}$  为逆变器的输出相电压峰值;  $M$  为逆变

器调制因子,其最大值满足条件  $M_{max} \leq 1-d$ ;

$B$  为升压因子,受直通占空比  $d$  控制。

由以上可知,通过合适地改变升压因子  $B$  和调制因子  $M$ ,交流侧输出电压可以升高也可以降低。实现 Z 源逆变器灵活升、降压的功能<sup>[4]</sup>。当 Z 源逆变器用于并网发电时,交流侧的电压被电网钳制保持不变,直流侧通过控制实现升、降压。为保证控制性能,本文采用两级控制——直流链控制和并网逆变控制。直流链控制使得 Z 源电容电压稳定在一个可靠运行范围<sup>[14]</sup>,即直流链电压既能满足并网要求又不至于过高而损坏开关管。逆变器并网控制目标主要有二:一是对输入功率因数的控制;二是实现系统的最大功率点跟踪。

### 3 微网系统直流链稳压控制

为研究直流链稳压控制, 将 Z 源变换器逆变侧等效为电流源, 其系统等效电路如图 3 所示, 图中 Q 与  $\bar{Q}$  不同时导通。

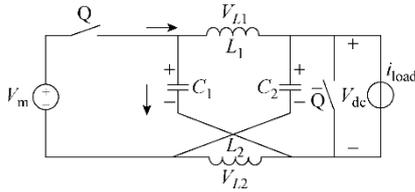


图 3 系统直流链等效电路

Fig.3 Equivalent circuit of system DC side

当 Q 断开  $\bar{Q}$  导通时, 相当于系统处于直通零电压状态, 逆变侧等效为短路; 当  $\bar{Q}$  断开 Q 导通时, 系统处于非直通状态, 逆变侧等效为一个电流源 [7]。

为分析该非线性动态系统, 可把系统置于微分流形上进行考虑, 认为动态系统是定义在流形上的向量场, 利用流形上的向量场来研究动态系统的方法就是微分几何法 [15]。其基本概念包含: 拓扑空间、微分流形、坐标变换、仿射非线性模型、向量场、李导数与李括号、关系度等。当开关频率足够高时, 模型方程用占空比函数  $u_{vc}$  代替开关函数, 建立适用于微分几何理论的仿射非线性模型如下:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(x) + \mathbf{g}(x)u_{vc} \\ y = h(x) = x_2 - V_{ref} \end{cases} \quad (2)$$

$$\mathbf{f}(x) = \begin{pmatrix} \frac{-x_2 + V_m}{L} \\ \frac{x_1 - i_{load}}{C} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g}(x) = \begin{pmatrix} \frac{2x_2 - V_m}{L} \\ \frac{-2x_1 + i_{load}}{C} \end{pmatrix}$$

式中,  $\mathbf{x} = (x_1, x_2)^T = (i_L, u_C)^T$ ;  $u_{vc}$  为直通占空比函数;  $i_L$  为 Z 源网络电感电流;  $u_C$  为 Z 源网络电容电压;  $V_m$  为输入电压;  $i_{load}$  为交流侧等效电流,  $V_{ref}$  为直流侧稳定电压的参考值。

根据 Frobenius 定理验证该系统状态反馈精确线性化条件 1, 即系统的关系度是否满足系统状态向量的维数, 求解李括号:

$$\mathbf{ad}_f \mathbf{g}(x) = \frac{\partial \mathbf{g}(x)}{\partial x} \mathbf{f}(x) - \frac{\partial \mathbf{f}(x)}{\partial x} \mathbf{g}(x) = \begin{pmatrix} -\frac{i_{load}}{LC} \\ -\frac{V_m}{LC} \end{pmatrix} \quad (3)$$

由此可知, 下列在  $x=0$  处, 矩阵

$$\left( \mathbf{g}(x) \quad \mathbf{ad}_f \mathbf{g}(x) \right) = \begin{pmatrix} \frac{V_m - x_2}{L} & -\frac{i_{load}}{LC} \\ \frac{x_1 - i_{load}}{C} & -\frac{V_m}{LC} \end{pmatrix} \quad (4)$$

的秩为 2, 等于系统状态向量的维数, 因此精确线性化的条件 1 得到满足。

验证精确线性化条件 2, 即向量场集合对合性的条件。由于  $n=2$ , 则向量场  $D = \{\mathbf{g}(x)\}$  是对合的,

由此知精确线性化条件 2 得到满足。故该 Z 源直流链系统可以通过坐标变换实现精确线性化。

求该仿射非线性模型的关系度, 需求解状态空间中的向量场与向量场的导数运算——李导数:

$$L_f h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \mathbf{f}(x) = \frac{x_1 - i_{load}}{C}$$

$$L_g h(x) = \frac{\partial h(x)}{\partial x} \mathbf{g}(x) = \frac{-2x_1 + i_{load}}{C}$$

$$L_g L_f h(x) = \frac{\partial L_f h(x)}{\partial x} \mathbf{g}(x) = \frac{2x_2 - V_m}{LC} \neq 0 \quad (5)$$

由式 (5) 可知, 系统关系度  $r=2=n$ , 表明系统可以在静态工作点的一个开集上被精确线性化为一个完全可控的线性系统, 可得坐标转换方程

$z = \varphi(x)$  为

$$\begin{cases} z_1 = \varphi_1(x) = h(x) = x_2 - V_{ref} \\ z_2 = \varphi_2(x) = L_f h(x) = \frac{x_1 - i_{load}}{C} \end{cases} \quad (6)$$

坐标变换后得到新的坐标系

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}z + \mathbf{B}v \quad (7)$$

其中

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}$$

在此坐标系下的反馈率为

$$u_{vc} = \frac{-L_f^2 h(x) + v}{L_g L_f h(x)} = \frac{(x_2 - V_m)/LC + v}{(2x_2 - V_m)/LC} \quad (8)$$

由线性最优控制原理知, 最优控制向量为

$$v = -\mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P}z \quad (9)$$

式中, 取  $\mathbf{R} = \mathbf{E}$ ,  $\mathbf{Q} = \text{diag}(1, 0)$ , 根据 Riccati 矩阵方程  $\mathbf{A}^T \mathbf{P} + \mathbf{P} \mathbf{A} - \mathbf{P} \mathbf{B} \mathbf{R}^{-1} \mathbf{B}^T \mathbf{P} + \mathbf{Q} = 0$ , 从而解得

$$v = -z_1 - \sqrt{2}z_2 = -(x_2 - V_{\text{ref}}) - \sqrt{2} \left( \frac{x_1 - i_{\text{load}}}{C} \right) \quad (10)$$

故最终控制率为

$$u_{\text{vc}} = \frac{-L_f^2 h(x) + v}{L_g L_f h(x)} = \frac{-\sqrt{2}Lx_1 + (1-LC)x_2 - V_m + \sqrt{2}Li_{\text{load}} + LCV_{\text{ref}}}{2x_2 - V_m} \quad (11)$$

直流链控制框图如图 4 所示。

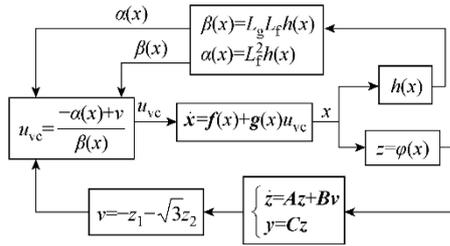


图 4 直流链控制框图

Fig.4 Block diagram of DC side control

将式 (11) 代入式 (2) 得

$$\begin{pmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{-x_2 + V_m}{L} + \frac{2x_2 - V_m}{L} u_{\text{vc}} \\ \frac{x_1 - i_{\text{load}}}{C} + \frac{-2x_1 + i_{\text{load}}}{C} u_{\text{vc}} \end{pmatrix} \quad (12)$$

令等号右边为 0 可得系统的静态工作点为

$$\begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{\text{load}} V_{\text{ref}} / V_m \\ V_{\text{ref}} \end{pmatrix} \quad (13)$$

求式 (12) 的 Jacobian 矩阵, 得

$$F(x) = \begin{pmatrix} -\sqrt{2} & -\frac{1}{L} + \frac{1}{L \cdot (1-LC)} \\ S & T \end{pmatrix} \quad (14)$$

$$S = \frac{1}{C} - \frac{-2x_1 + i_{\text{load}}}{\sqrt{2}LC(2x_2 - V_m)} + \frac{2}{\left[ \sqrt{2}CLx_1 + (1-LC)x_2 - V_m + \sqrt{2}Li_{\text{load}} + LCV_{\text{ref}} \right] (2x_2 - V_m)}$$

$$T = \frac{-2x_1 + i_{\text{load}}}{C(1-LC)(2x_2 - V_m)} +$$

$$\frac{2(-2x_1 + i_{\text{load}})}{C \left[ -\sqrt{2}Lx_1 + (1-LC)x_2 - V_m + \sqrt{2}Li_{\text{load}} + LCV_{\text{ref}} \right] (2x_2 - V_m)^2}$$

解得特征根为

$$\lambda_1 = -0.7071 + 9.9679i, \quad \lambda_2 = -0.7071 - 9.9679i$$

特征根具有负实部, 则系统在静态工作点是稳定的, 由此可知通过非线性反馈克服了系统固有的不稳定性。

#### 4 微网系统并网逆变侧解耦控制

由图 2 可知, 并网逆变侧等效电路如图 5 所示。

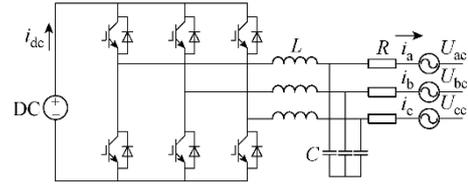


图 5 微网系统并网逆变侧等效电路

Fig.5 Equivalent circuit of system grid-connected inverting side

取电感电流和电容电压作为状态变量, 上、下桥臂有且只有一个导通, 当上管导通下管关断时, 开关函数  $S_a=1$ , 下管导通, 上管关断时  $S_a=0$ 。三相电路中每一项都有一个等效, 以 A 相电路为例, 如图 6 所示。

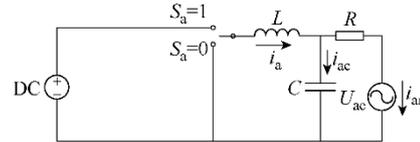


图 6 并网逆变侧 A 相等效电路

Fig.6 Equivalent circuit of system A phase grid-connected inverting side

由图 6 可得 A 相等效电路状态方程为

$$L \frac{di_a}{dt} = m_a V_{\text{dc}} - i_a R - U_{\text{ac}} \quad (15)$$

$$m_a = S_a - \frac{1}{3} \sum_{k=a, b, c} S_k \quad (16)$$

式中,  $m_a$  为 A 相桥臂的开关控制变量;  $S_a$  为 A 相桥臂的开关函数;  $m_b$ 、 $m_c$  分别对应两相桥臂的开关控制变量;  $U_{\text{ac}}$ 、 $U_{\text{bc}}$ 、 $U_{\text{cc}}$  分别对应各相并网电压。

根据 Z 源逆变器正常工作条件下直流侧的等效电压, 得到 dq 同步坐标系下的模型为

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \frac{1}{L} \begin{pmatrix} m_d V_{dc} \\ m_q V_{dc} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R/L & -\omega \\ \omega & R/L \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} - \frac{1}{L} \begin{pmatrix} U_{ed} \\ U_{eq} \end{pmatrix} \quad (17)$$

式中,  $i_d$ 、 $i_q$  为滤波电感中电流的 d、q 分量;  $m_d$ 、 $m_q$  为三相桥臂开关函数的 d、q 分量;  $U_{ed}$ 、 $U_{eq}$  为三相电网电压的 d、q 分量;  $R$  为逆变侧电阻;  $L$  为滤波电感。

令  $i_q=0$  且状态变量  $x=(x_1, x_2)=(i_d, i_q)$ , 根据 IEEE Std 929-2000 光伏并网系统标准认为光伏并网系统输出电流越接近功率因数为 1 越好, 光伏并网系统光输出无功电流  $i_q$  为 0, 即可实现光伏并网系统输出功率因数为 1, 而有功电流  $i_d$  通过跟踪光伏电池最大功率点所提供的参考值  $i_{ref}$  来不断改变, 得仿射模型如下:

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g_1(x)m_d + g_2(x)m_q \\ y_1 = h_1(x) = i_d - i_{ref} \\ y_2 = h_2(x) = i_q \end{cases} \quad (18)$$

$$f(x) = \begin{pmatrix} Ri_d/L - \omega i_q - U_{ed}/L \\ \omega i_d + Ri_q/L - U_{eq}/L \end{pmatrix}$$

$$g_1(x) = \begin{pmatrix} V_{dc}/L \\ 0 \end{pmatrix}, \quad g_2(x) = \begin{pmatrix} 0 \\ V_{dc}/L \end{pmatrix}$$

经验证可知该仿射模型满足精确线性化条件。

系统线性化坐标变换为

$$\begin{cases} z_1 = h_1(x) = x_1 - i_{ref} \\ z_2 = h_2(x) = x_2 \end{cases} \quad (19)$$

得非线性仿射模型线性化后的模型为

$$\dot{z} = Az + Bv \quad (20)$$

$$A = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \quad B = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$$

若其中取  $R=E$ ,  $Q = \text{diag}(1,2)$ , 则

$$v_1 = -i_d, \quad v_2 = -\sqrt{2}i_q$$

则并网逆变侧非线性控制量为

$$\begin{pmatrix} m_d \\ m_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{g_1} h_1(x) & L_{g_2} h_1(x) \\ L_{g_1} L_f h_2(x) & L_{g_2} L_f h_2(x) \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} -L_f h_1(x) + v_1 \\ -L_f h_2(x) + v_2 \end{pmatrix}$$

$$= \begin{pmatrix} -\frac{X}{V_{dc}RL(-R+\omega L)} + \frac{Y}{V_{dc}L^2(-R+\omega L)} \\ \frac{\omega X}{V_{dc}L^2(-R+\omega L)} - \frac{Y}{V_{dc}L^2(-R+\omega L)} \end{pmatrix} \quad (21)$$

其中

$$X = Ri_d/L + \omega i_q + U_{ed}/L - i_d$$

$$Y = 2\omega Ri_d/L - \omega^2 i_q - \omega U_{ed}/L + R^2 i_q/L^2 - \omega U_{ed}/L + U_{eq}R/L^2 - \sqrt{2}i_q$$

并网逆变侧解耦控制框图如图 7 所示。

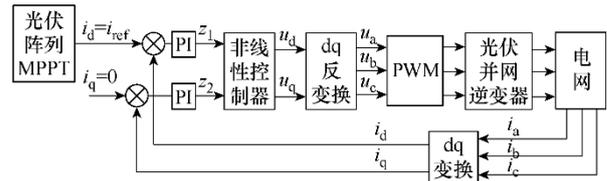


图 7 并网逆变侧解耦控制框图

Fig.7 Block diagram of grid-connected inverting side control

光伏发电系统控制结构如图 8 所示。

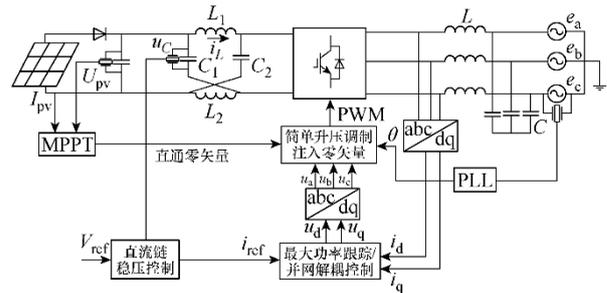


图 8 光伏发电系统控制结构图

Fig.8 Structure diagram of photovoltaic system control

## 5 仿真及实验对比分析

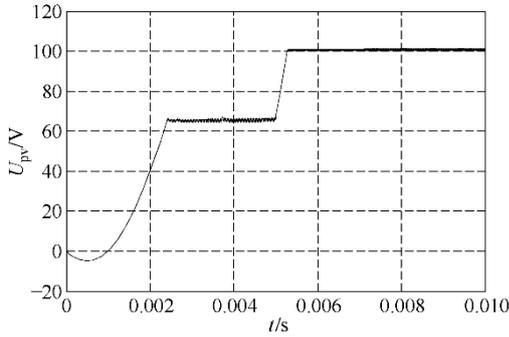
### 5.1 仿真对比分析

为验证理论分析的正确性, 对系统进行了仿真研究和试验验证, 选取系统的电路参数为:

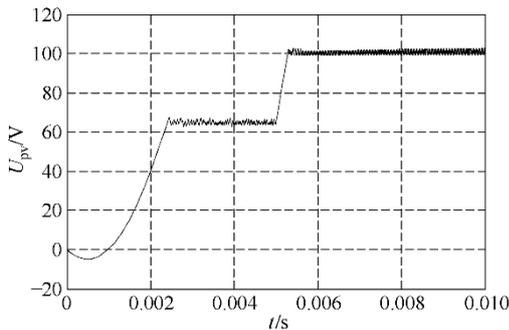
Z 源网络参数:  $C_1=C_2=C_z=1000\mu\text{F}$ ,  $L_1=L_2=L_z=1\text{mH}$ ; 输出滤波参数:  $L_f=2\text{mH}$ ,  $C_f=1000\mu\text{F}$ ; 开关频率:  $20\text{kHz}$ 。仿真对比试验采用本文方法与传统 PI 控制作对比分析。

当系统在  $t=0.005\text{s}$  时, 外界环境条件发生变化, 使得光伏电池输出的最大功率点跟踪产生跳变, 图 9a 所示为本文方法设计的控制器对直流链电压的控制波形, 由此可知在达到稳态时, 本文方法设计的控制器能够使得光伏阵列输出电压从条件变化前的最大功率点  $65\text{V}$  稳定过渡到  $100\text{V}$ , 产生最大纹波

为 3.07%，因此有优良的稳态输出用于下一级电路的逆变，图 9b 所示为传统的 PI 控制方法对直流链电压的控制波形，相比图 9a，该图的在稳态时的波形产生的纹波为 4.62%，影响了直流链输出的电能质量，且在发生动态变化时，会产生较大的抖动，这些都不利于下一级的电能传输。



(a) 本文方法

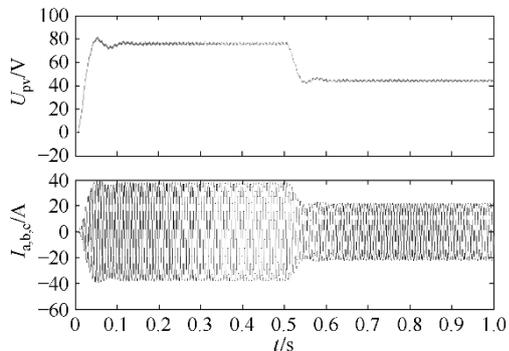


(b) 传统 PI 方法

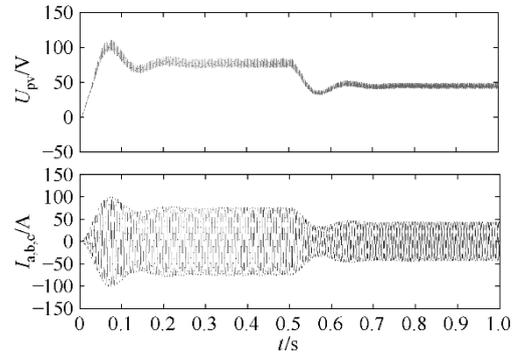
图 9 不同控制下的光伏阵列输出电压波形

Fig.9 PV array output voltage waveforms of different control

如图 10a 所示，本文控制方法下，当输入  $U_{pv}$  从 70V 降到 40V 时，Z 源逆变器输出电压需要 0.1s 回到稳态，而图 10b 所示的 PI 控制方法则需要约 0.25s，且出现超调和振荡，逆变电流电压发生畸变。



(a) 本文控制方法



(b) PI 控制方法

图 10 直流链突变时不同控制作用下的逆变侧输出波形

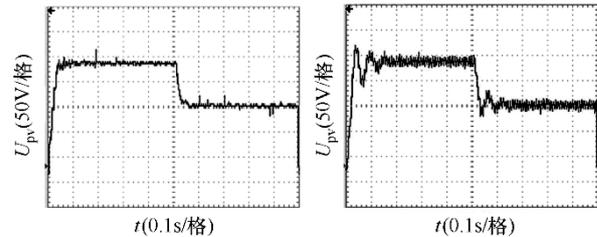
Fig. 10 Inverting side output waveforms of different controls while  $V_{dc}$  changes

## 5.2 实验分析

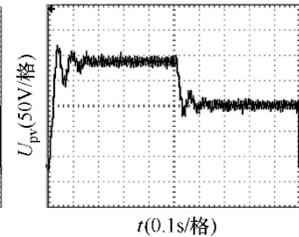
为了检验基于微分几何理论的 Z 源逆变器并网控制算法，课题组搭建了 Z 源逆变器控制平台，太阳能电池采用安捷伦公司生产的型号为 E4360 的模拟电源来代替，其主机最大输出功率可达 1200W，开关器件采用三菱公司太阳能用系列 IPM (PV-IPM)，此系列高速智能功率模块主要面向光伏逆变器等应用，本文选用 PM75B5LA060，控制信号由 RT-LAB 实验装置产生，整个系统能够进行实时仿真和对外电路进行测试。

图 11a 和图 11b 分别给出了本文所设计的控制器和 PI 控制器作用下，当光伏阵列输出电压由 200V 下降到 100V 的动态过程，通过对比可以发现，在本文设计的控制器下，光伏阵列输出电压  $U_{pv}$  表现出良好的跟踪特性，而在 PI 控制下，会出现超调和振荡现象，影响了逆变侧的电能质量。

图 12a 和图 12b 分别给出了本文设计的控制器和 PI 控制器作用下 Z 源逆变器的三相中的 A 相并网电流波形，通过对比可以看出，本文方法的并网电压能够实现快速调节，而 PI 控制则出现振荡，引发波形畸变。



(a) 本文方法



(b) PI 方法

图 11 输入变化时直流链电压在不同控制下的实验波形

Fig.11 DC side output experiment waveforms of different control while input changes

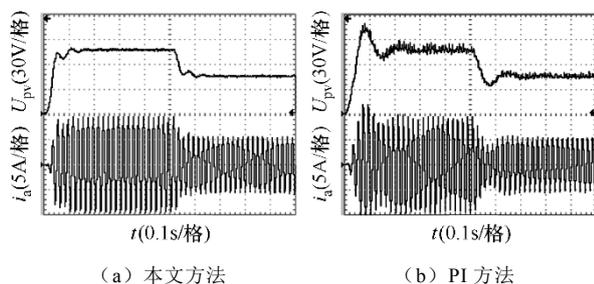


图 12 直流链变化时不同控制作用下的逆变侧输出实验波形

Fig.12 Inverting side output experimental waveforms of different controls while  $V_{dc}$  changes

## 6 结论

本文针对应用在微网系统中的 Z 源逆变器及其并网控制研究, 以光伏发电系统为例, 建立适用于微分几何理论的仿射非线性模型, 包含直流链及逆变侧; 利用微分几何基本工具, 判断 Z 源逆变器系统状态反馈线性化条件, 得到系统精确线性化模型,

然后对此时的线性系统进行最优控制器设计, 最后得到的非线性系统下的控制率。该 Z 源逆变器集成了 MPPT、升降压和并网发电等功能, 能够克服自身传递函数右半平面零点带来的系统不稳定, 同时在大扰动下使得系统更具鲁棒性。通过仿真对比及实验分析可知当光伏电池输入条件发生变化时, 在本文方法控制下, Z 源逆变器直流链能够快速稳定无超调地跟踪最大功率点, 其逆变侧输出的三相电压有较好的动态性能。

### 参考文献

- [1] Kjaer S B, Pedersen J K, Blaabjerg F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2005, 41(5): 1292-1306.
- [2] Chen Y M, Hung S C, Cheng C S, et al. Multi-input inverter for grid-connected hybrid PV/ wind power system[C]. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin TX, United States, 2005, 2: 850-856.
- [3] Jung J W, Keyhani A. Control of a fuel cell based Z-source converter[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2007, 22 (2): 467-476.
- [4] Peng F Z. Z-source inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2003, 39 (2): 504-510.
- [5] Huang Yi, Shen Miaosen, Peng F Z, et al. Z-source inverter for residential photovoltaic system[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 21(6): 1776-1782.
- [6] Peng F Z, Yuan X M, Fang X P, et al. Z-source inverter for adjustable speed drives[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2003, 1(2): 33-35.
- [7] Gajanayake C J, Vilathgamuwa D M, Poh C L. Small-signal and signal-flow-graph modeling of switched Z-source impedance network[J]. IEEE Power Electronics Letters, 2005, 3(3): 111-116.
- [8] Gajanayake C J, Vilathgamuwa D M, Poh C L. Modeling and design of multi-loop closed loop controller for Z-source inverter for distributed generation[C]. 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, Jeju Korea, 2006: 1-7.
- [9] Jung J W, Dai M, Keyhani A. Modeling and control of a fuel cell based Z-source converter[C]. Twentieth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Austin TX, US, 2005, 2: 1112-1118.
- [10] 陈宗祥, 蒋赢, 潘俊民, 等. 基于滑模控制的 Z 源逆变器在单相光伏系统中的应用 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 33-39.  
Chen Zongxiang, Jiang Ying, Pan Junmin, et al. A Z-source inverter for single-phase PV system based on sliding-mode control[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 33-39.
- [11] 丁新平, 钱照明, 崔彬等. 基于模糊 PID 的 Z 源逆变器直流链升压电路控制 [J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(24): 31-38.  
Ding Xinping, Qian Zhaoming, Cui Bin, et al. Fuzzy PID controller for DC-link boost voltage in Z-source inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(24): 31-38.
- [12] 蒋立, 郑建勇. Z 源光伏并网直接电流单周控制系统 [J]. 电力系统自动化, 2008, 32(22): 87-90.  
Jiang Li, Zheng Jianyong. A direct current one-cycle control method for Z-source grid-connected photovoltaic system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(22): 87-90.
- [13] 卢强, 梅生伟, 孙元章. 电力系统非线性控制 [M]. 2 版. 北京: 清华大学出版社, 2008.
- [14] 许颀. 基于 Z 源型逆变器的光伏并网发电系统的研

究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2006.

- [15] 曹建福, 韩崇昭, 方洋旺. 非线性系统理论及应用[M]. 2 版. 西安: 西安交通大学出版社, 2006.
- 

作者简介: 陈艳 女, 1983 年生, 博士研究生, 主要从事光伏发电系统控制技术及系统可靠性研究。周林 男, 1961 年生, 教授, 博士生导师, 主要从事新能源发电及电能质量控制研究。