

# 基于多指标非线性控制方法的微网逆变器控制设计

李啸骢<sup>1</sup>,任子熠<sup>2</sup>,袁辉<sup>2</sup>,陈明媛<sup>2</sup>,罗宏亮<sup>2</sup>,李春涛<sup>2</sup>

(1. 广西大学 广西电力系统最优化与节能技术重点实验室, 广西 南宁 530004;

2. 广西大学 电气工程学院, 广西 南宁 530004)

**摘要:** 为了提高微网逆变器的动静态性能,对于多输入多输出的逆变器非线性系统,引入多指标非线性控制方法进行微网逆变器控制设计。根据微网逆变器双环控制的要求,选取微源输出电压及其微分量的线性组合为输出函数,从理论上证明满足状态反馈部分精确线性化的能控性条件和对合条件,推导出多指标非线性控制律。该控制律能实现在统一的非线性控制设计框架下对微源输出电压及其微分量进行同时约束,消除微源输出电压的稳态误差,加快逆变器的响应速度,使系统的动静态性能得到很好的协调,实现逆变器的高性能控制。相比于传统的双环控制,该设计方法能够使控制量解耦;充分考虑了系统的非线性,保证了在大信号扰动下系统具有良好的性能;实现了统一的电压、电流环设计,能够满足不同控制策略需求。仿真实验验证了该控制方法的有效性与优越性。

**关键词:** 微网; 逆变器; 非线性; 多指标非线性控制; 动静态性能

**中图分类号:** TM 761; TM 464

**文献标识码:** A

**DOI:** 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.09.003

## 0 引言

目前,能源需求日趋紧张,以保护环境为前提的可持续发展理念受到广泛重视,国际上对分布式发电领域给予了更多的期待。作为分布式电源大规模应用的有效技术的实现途径,微网技术可通过柔性控制降低分布式电源并网对大电网的影响,实现能源的高效利用。而微网中的部分微源如光伏、蓄电池等均均以逆变器为媒介,实现与微网相连。因此,改善微网逆变器的动静态性能与稳定性的研究具有十分重要的现实意义<sup>[1-3]</sup>。

微网逆变器的控制结构可分为双环控制与多环控制,其中多环控制可视作双环控制的扩展形式<sup>[4]</sup>。目前,对微网逆变器控制的研究大多聚焦于各个控制策略的外环控制器设计方面<sup>[5-9]</sup>,而对于内环控制器,在各研究实验中基本沿用了传统的PI控制进行精细调节。PI控制设计简单,但是控制效果不甚理想。当系统工作点偏离初始平衡点较大范围时,有可能导致控制器的PI参数不满足当前性能的要求,系统动态性能差时无法完全消除静差<sup>[10-11]</sup>,甚至会出现振荡<sup>[12]</sup>。针对上述问题,文献<sup>[13]</sup>提出了比例谐振

设计方法,通过提高指定频率附近的窄带增益,从而有效消除低次谐波,实现无静差控制;然而,高阶信号的引入增加了控制器的实现难度。此外,为提高系统稳定性,文献<sup>[14]</sup>建立了逆变器的小信号模型来简化控制器设计,但是这种小信号模型通常不能解决系统在大信号扰动下的问题。

上述几种方法均将非线性的逆变器模型线性化,并将其作为线性系统来进行控制律设计;而微网逆变器为非线性系统,利用线性系统控制理论进行控制律设计显然不够精确。为此,文献<sup>[15]</sup>引入了 $H_\infty$ 控制;文献<sup>[16]</sup>结合了滑模控制方法和李雅普诺夫函数法的优点来进行控制律设计。虽然系统稳定性得到了较大的改善,但是未实现控制量的解耦,同时设计也较为复杂。文献<sup>[12,17-19]</sup>引入非线性反馈控制,考虑系统的非线性,实现控制量的解耦,从而改善系统动静态性能,但其仅停留在电流环的设计方面。文献<sup>[20]</sup>采用精确反馈线性化方法分别针对电流内环和电压外环进行设计,但未将双环视作统一整体来进行设计。文献<sup>[21]</sup>指出各微网逆变器控制策略均可变换成相应的电压、电流环的双环控制形式或包含电压、电流环的多环控制形式。

据此,本文提出采用多指标非线性控制方法,基于微网逆变器的非线性模型,针对电压电流控制环进行非线性控制设计。多指标非线性控制方法最早由文献<sup>[18]</sup>提出,该方法将输出函数选取为多个状态量的线性组合形式,从而实现了对系统多个状态量的综合控制。多指标输出函数的选取形式使得系统无需完全精确地线性化,就能很好地实现对多个目标量进行约束与控制使系统具有良好的动静态性能。

收稿日期:2016-05-23;修回日期:2017-08-02

基金项目:国家自然科学基金资助项目(51267001);广西科学研究与技术开发计划项目(14122006-29);广西自然科学基金资助项目(2014GXNSFAA118338);南宁市科学研究与技术开发计划项目(20165186)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51267001),Guangxi Scientific Research and Technological Development Project(14122006-29),Guangxi Natural Science Foundation of China(2014GXNSFAA118338) and Nanning Scientific Research and Technical Development Project(20165186)

该方法能避免在控制律中计算高阶李导数,提高控制的计算精度和速度,简化控制器设计;与传统的方法相比,多指标非线性控制方法能使系统控制量解耦,消除微源输出电压的稳态误差,提高系统响应速度,在大信号扰动下表现出良好的控制性能;利用该方法可实现统一的电压、电流环设计,通过选取不同的输出电压参考值能够满足不同控制策略的需求,易于控制器的广泛应用。

本文首先在  $dq$  坐标系下建立仿射非线性逆变器的模型,选择微源输出电压及其微分量作为输出函数;随后证明该模型满足状态反馈线性化的能控性条件和对合条件;最后通过非线性坐标变换,推出非线性控制律。仿真实验表明该控制方法能有效改善系统的动静态性能,满足不同控制策略的需求,验证多指标非线性控制方法应用于微网逆变器控制的有效性与优越性。

## 1 $dq$ 坐标系下的逆变器模型

典型三相电压型 PWM 逆变器的拓扑结构见图 1。图中,  $U_{dc}$  为直流侧电源电压;  $i_{inva}$ 、 $i_{invb}$ 、 $i_{invc}$  为逆变器输出电流;  $u_{ia}$ 、 $u_{ib}$ 、 $u_{ic}$  为逆变器输出电压;  $L$ 、 $C$  分别为交流侧滤波电感、电容;  $u_{fa}$ 、 $u_{fb}$ 、 $u_{fc}$  为微源(直流源、逆变器和滤波器)输出电压;  $i_{fa}$ 、 $i_{fb}$ 、 $i_{fc}$  为微源输出电流。

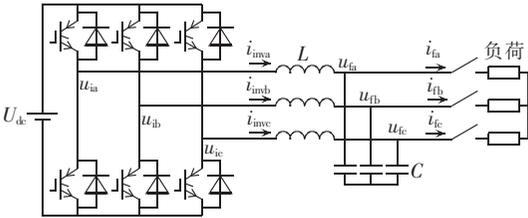


图 1 三相电压型 PWM 逆变器拓扑结构图

Fig.1 Topology of three-phase voltage-type PWM inverter

利用基尔霍夫电压定律和基尔霍夫电流定律建立  $abc$  坐标系下的逆变器状态空间模型为:

$$\begin{cases} C \frac{du_{ia}}{dt} = i_{inva} - i_{fa} \\ C \frac{du_{ib}}{dt} = i_{invb} - i_{fb} \\ C \frac{du_{ic}}{dt} = i_{invc} - i_{fc} \\ L \frac{di_{inva}}{dt} = U_{dc} \left( m_a - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} m_j \right) - u_{ia} \\ L \frac{di_{invb}}{dt} = U_{dc} \left( m_b - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} m_j \right) - u_{ib} \\ L \frac{di_{invc}}{dt} = U_{dc} \left( m_c - \frac{1}{3} \sum_{j=a,b,c} m_j \right) - u_{ic} \end{cases} \quad (1)$$

其中,  $m_a$ 、 $m_b$ 、 $m_c$  为开关信号,  $m_j = 1$  ( $j = a, b, c$ ) 时表示导通,  $m_j = 0$  ( $j = a, b, c$ ) 时表示关断。

以电压空间矢量为  $d$  轴方向,垂直方向为  $q$  轴方向,建立  $dq$  同步旋转坐标系,选取  $abc$  坐标系变换

至  $dq$  坐标系的变换式为:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \\ \sin(\omega t) & \sin\left(\omega t - \frac{2}{3}\pi\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

通过式(2)对状态空间模型进行变换,可得  $dq$  坐标系下的三相电压型 PWM 逆变器模型为:

$$\begin{cases} \frac{du_{id}}{dt} = \omega u_{iq} + \frac{1}{C} i_{invd} - \frac{1}{C} i_{id} \\ \frac{du_{iq}}{dt} = -\omega u_{id} + \frac{1}{C} i_{invq} - \frac{1}{C} i_{iq} \\ \frac{di_{invd}}{dt} = \omega i_{invq} + \frac{1}{L} m_d U_{dc} - \frac{1}{L} u_{id} \\ \frac{di_{invq}}{dt} = -\omega i_{invd} + \frac{1}{L} m_q U_{dc} - \frac{1}{L} u_{iq} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $i_{invd}$ 、 $i_{invq}$ 、 $u_{id}$ 、 $u_{iq}$ 、 $i_{id}$ 、 $i_{iq}$  为对应物理量在  $dq$  坐标系下的值;  $m_d$ 、 $m_q$  为  $dq$  坐标系下的开关信号。

根据文献[17],微网逆变器的控制策略有 PQ 控制、下垂控制和 V/f 控制。其中, PQ 控制通过功率外环可变换为电压环的形式,形成新的电压外环电流内环的形式;下垂控制为多环控制,功率外环输出的是微源输出电压参考值,将其作为内环的输入,而内环为电压、电流双环,输出的是调制信号控制逆变器的输出; V/f 控制时需保持输出电压幅值与系统频率不变,即在  $dq$  坐标系下将输出电压参考值输入电压电流双环,从而控制逆变器的输出。由上述分析可知,3 种方法均涉及利用电压电流双环实现对输出电压参考值的跟踪。因此,针对该控制目标,输出函数中必须包含微源输出电压参考值  $u_{id0}$  和  $u_{iq0}$ 。

综上所述,三相电压型 PWM 逆变器是一个多输入多输出的耦合非线性系统。

## 2 逆变器控制律设计

### 2.1 多指标的输出函数选取

多指标非线性控制律设计的关键在于输出函数的选取<sup>[22]</sup>。

若将输出函数选取为单状态变量  $y_1 = u_{id}$ 、 $y_2 = u_{iq}$  的形式,可将原非线性系统完全精确地线性化,实现控制量的解耦,同时消除输出电压的稳态误差。

为了提高微网逆变器系统的动静态性能,本文在输出函数中引入  $u_{id}$  和  $u_{iq}$  的微分量。微分量的引入改善了系统的动态性能,减小了输出电压波动,提高了系统响应速度。因此,选取输出函数如下:

$$\begin{cases} y_1 = c_1 \Delta u_{id} + c_2 \dot{u}_{id} = \\ \quad c_1 (u_{id} - u_{id0}) + c_2 \left( \omega u_{iq} + \frac{1}{C} i_{invd} - \frac{1}{C} i_{id} \right) \\ y_2 = c_3 \Delta u_{iq} + c_4 \dot{u}_{iq} = \\ \quad c_3 (u_{iq} - u_{iq0}) + c_4 \left( -\omega u_{id} + \frac{1}{C} i_{invq} - \frac{1}{C} i_{iq} \right) \end{cases} \quad (4)$$

## 2.2 三相电压型 PWM 逆变器非线性控制律设计

在式(3)所示的逆变器的模型中,选取状态变量  $\mathbf{x} = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T = [u_{fd}, u_{fq}, i_{invd}, i_{invq}]^T$ , 输入变量  $\mathbf{u} = [u_1, u_2]^T = [m_d, m_q]^T$ . 整理后可得一个两输入两输出的逆变器仿射非线性模型为:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})u_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})u_2 \\ y_1 = h_1(\mathbf{x}) \\ y_2 = h_2(\mathbf{x}) \end{cases} \quad (5)$$

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} \omega x_2 + \frac{1}{C}x_3 - \frac{1}{C}i_{fd} \\ -\omega x_1 + \frac{1}{C}x_4 - \frac{1}{C}i_{fq} \\ \omega x_4 - \frac{1}{L}x_1 \\ -\omega x_3 - \frac{1}{L}x_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{U_{dc}}{L} & 0 \end{bmatrix}^T, \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \frac{U_{dc}}{L} \end{bmatrix}^T$$

$$h_1(\mathbf{x}) = c_1(x_1 - x_{10}) + c_2\left(\omega x_2 + \frac{1}{C}x_3 - \frac{1}{C}i_{fd}\right)$$

$$h_2(\mathbf{x}) = c_3(x_2 - x_{20}) + c_4\left(-\omega x_1 + \frac{1}{C}x_4 - \frac{1}{C}i_{fq}\right)$$

其中,  $x_{10}, x_{20}$  分别对应微源输出电压参考值  $u_{fd0}, u_{fq0}$ .

根据非线性微分几何理论,对于上述的系统,如果满足<sup>[18]</sup>:对于  $\mathbf{x}_0$  的领域内,矩阵  $\mathbf{G}(\mathbf{x}) = [\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{x})]$  满秩;分布  $\Delta(\mathbf{x}) = \text{span}\{\mathbf{g}_1(\mathbf{x}), \mathbf{g}_2(\mathbf{x})\}$  在  $\mathbf{x}_0$  的领域内是对合的。那么该系统能进行反馈线性化。其中,  $\mathbf{x}_0 = [x_{10} \quad x_{20} \quad x_{30} \quad x_{40}]^T = [u_{fd0} \quad u_{fq0} \quad i_{invd0} \quad i_{invq0}]^T$ ;  $\Delta(\mathbf{x}) = \text{span}\{\mathbf{g}_1(\mathbf{x}), \mathbf{g}_2(\mathbf{x})\}$  为向量场集合  $\{\mathbf{g}_1(\mathbf{x}), \mathbf{g}_2(\mathbf{x})\}$  所张成的空间,任何向量场均可由该向量场集合的线性组合来表达。

根据式(5),可推导出:

$$\begin{cases} \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{g}_1(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) = \\ \quad \begin{bmatrix} -\frac{U_{dc}}{LC} & 0 & 0 & \frac{\omega U_{dc}}{L} \end{bmatrix}^T \\ \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \frac{\partial \mathbf{g}_2(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{f}(\mathbf{x}) - \frac{\partial \mathbf{f}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}} \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) = \\ \quad \begin{bmatrix} 0 & -\frac{U_{dc}}{LC} & \frac{\omega U_{dc}}{L} & 0 \end{bmatrix}^T \end{cases} \quad (6)$$

进一步可推出  $\mathbf{G}(\mathbf{x})$  为:

$$\mathbf{G}(\mathbf{x}) = [\mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \quad \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) \quad \text{ad}_f \mathbf{g}_2(\mathbf{x})] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{U_{dc}}{LC} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{U_{dc}}{LC} \\ \frac{U_{dc}}{L} & 0 & 0 & -\frac{\omega U_{dc}}{L} \\ 0 & \frac{U_{dc}}{L} & \frac{\omega U_{dc}}{L} & 0 \end{bmatrix} \quad (7)$$

由式(7)可知,  $\mathbf{G}(\mathbf{x})$  的秩为 4, 即  $\mathbf{G}(\mathbf{x})$  满秩;且  $\Delta(\mathbf{x}) = \text{span}\{\mathbf{g}_1(\mathbf{x}), \mathbf{g}_2(\mathbf{x})\}$ ,  $\mathbf{g}_1(\mathbf{x})$  与  $\mathbf{g}_2(\mathbf{x})$  均为常

数向量场,故  $\Delta(\mathbf{x})$  是对合的。因此,该系统满足上述 2 个条件,可对其进行反馈线性化。

通过计算矩阵  $\tilde{\mathbf{B}}(\mathbf{x})$  求取系统的相对阶,故有:

$$\tilde{\mathbf{B}}(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} L_{g_1} L_f^0 h_1(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^0 h_1(\mathbf{x}) \\ L_{g_1} L_f^0 h_2(\mathbf{x}) & L_{g_2} L_f^0 h_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{c_2 U_{dc}}{LC} \left( \omega x_4 - \frac{1}{L} x_1 \right) & 0 \\ 0 & \frac{c_4 U_{dc}}{LC} \left( -\omega x_3 - \frac{1}{L} x_2 \right) \end{bmatrix} \quad (8)$$

式(8)中,当  $c_2, c_4$  均不为 0 时,  $\tilde{\mathbf{B}}(\mathbf{x})$  为非奇异矩阵,系统相对阶  $r_1 + r_2 = 3 < 4$ , 则可将系统部分精确线性化。

为进行非线性变换,选取  $\boldsymbol{\eta}_1(\mathbf{x}) = \Delta x_1, \boldsymbol{\eta}_2(\mathbf{x}) = \Delta x_2$  满足  $L_{g_i} \boldsymbol{\eta}_j(\mathbf{x}) = 0$ , 其中  $i, j = 1, 2$ 。所以,可以进行如下的非线性变换。

$$\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \\ z_3 \\ z_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1 \Delta x_1 + c_2 \dot{x}_1 \\ c_3 \Delta x_2 + c_4 \dot{x}_2 \\ \Delta x_1 \\ \Delta x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1(\mathbf{x}) \\ h_2(\mathbf{x}) \\ \boldsymbol{\eta}_1(\mathbf{x}) \\ \boldsymbol{\eta}_2(\mathbf{x}) \end{bmatrix} = \boldsymbol{\Phi}(\mathbf{x}) \quad (9)$$

对应的雅可比矩阵  $\mathbf{J}_{\boldsymbol{\Phi}}(\mathbf{x}) = \frac{\partial \boldsymbol{\Phi}(\mathbf{x})}{\partial \mathbf{x}}$  满秩,则新状态空间与原状态空间局部微分同胚。

根据非线性变换,新的状态空间模型为:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = \frac{c_1}{c_2} (z_1 - c_1 z_3) + \frac{c_2 \omega}{c_4} (z_2 - c_3 z_4) + \\ \quad \frac{c_2}{C} \left\{ \omega \left[ \frac{C}{c_4} (z_2 - c_3 z_4) + C \omega (z_3 + x_{10}) + i_{fd} \right] - \right. \\ \quad \left. \frac{1}{L} (z_3 + x_{10}) + \frac{U_{dc}}{L} u_1 \right\} = v_1 \\ \dot{z}_2 = \frac{c_3}{c_4} (z_2 - c_3 z_4) - \frac{c_4 \omega}{c_2} (z_1 - c_1 z_3) + \\ \quad \frac{c_4}{C} \left\{ -\omega \left[ \frac{C}{c_2} (z_1 - c_1 z_3) - C \omega (z_4 + x_{20}) + i_{fq} \right] - \right. \\ \quad \left. \frac{1}{L} (z_4 + x_{20}) + \frac{U_{dc}}{L} u_2 \right\} = v_2 \\ \dot{z}_3 = \frac{1}{c_2} (z_1 - c_1 z_3) \\ \dot{z}_4 = \frac{1}{c_4} (z_2 - c_3 z_4) \end{cases} \quad (10)$$

利用线性最优控制理论,求出  $\mathbf{z}$  空间线性系统控制律,即令:

$$\mathbf{v} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 z_1 \\ -k_2 z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -k_1 \left[ c_1 (x_1 - x_{10}) + c_2 \left( \omega x_2 + \frac{1}{C} x_3 - \frac{1}{C} i_{fd} \right) \right] \\ -k_2 \left[ c_3 (x_2 - x_{20}) + c_4 \left( -\omega x_1 + \frac{1}{C} x_4 - \frac{1}{C} i_{fq} \right) \right] \end{bmatrix} \quad (11)$$

将式(11)代入式(9),则可求得  $u_1$  与  $u_2$ , 即  $m_d$  与  $m_q$ , 所得系统控制律如式(12)、(13)所示:

$$m_d = \frac{LC}{U_{dc}c_2} \left\{ -k_1 \left[ c_1(u_{ld} - u_{ld0}) + c_2 \left( \omega u_{lq} + \frac{i_{invd}}{C} - \frac{i_{ld}}{C} \right) \right] - c_1 \left( \omega u_{lq} + \frac{i_{invd}}{C} - \frac{i_{ld}}{C} \right) - c_2 \omega \left( -\omega u_{lq} + \frac{i_{invq}}{C} - \frac{i_{lq}}{C} \right) - \frac{c_2}{C} \left( \omega i_{invq} - \frac{1}{L} u_{ld} \right) \right\} \quad (12)$$

$$m_q = \frac{LC}{U_{dc}c_4} \left\{ -k_2 \left[ c_3(u_{lq} - u_{lq0}) + c_4 \left( -\omega u_{ld} + \frac{i_{invq}}{C} - \frac{i_{lq}}{C} \right) \right] - c_3 \left( -\omega u_{ld} + \frac{i_{invq}}{C} - \frac{i_{lq}}{C} \right) - c_4 \omega \left( \omega u_{lq} + \frac{i_{invd}}{C} - \frac{i_{ld}}{C} \right) - \frac{c_4}{C} \left( -\omega i_{invd} - \frac{1}{L} u_{lq} \right) \right\} \quad (13)$$

因此,得到基于多指标非线性控制方法的微网逆变器控制原理框图如图 2 所示。

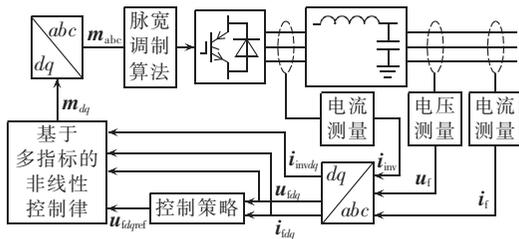


图 2 基于多指标非线性控制方法的逆变器控制框图  
Fig.2 Block diagram of inverter control based on multi-index nonlinear control method

图 2 中,首先将测量的微源的三相输出电压、电流与逆变器的三相输出电流进行坐标变换,可得相关测量物理量在 dq 坐标系上的值;随后根据具体的控制目标,选择合适的 PQ 控制、V/f 控制或下垂控制策略给出微源输出电压的参考值  $u_{ldqref}$ ;最后根据微源输出电压的参考值与其他测量值确定如式(4)所示的输出函数,基于多指标非线性控制方法,得到如式(12)所示的在 dq 坐标系下的控制律,根据脉宽调制算法对微网逆变器进行控制。

### 3 仿真分析

为验证控制策略的合理性,在 MATLAB/Simulink 平台上搭建仿真模型进行仿真实验。

一般地,选择基于独立运行的微网逆变器和工作在下垂控制策略下的微网逆变器进行实验。仿真结果中,MNLC 曲线为采用多指标非线性控制方法的系统响应曲线;双 PI 曲线为采用传统的电压电流环双 PI 控制方法的系统响应曲线。其中 PI 参数的整定方式见文献[23-24],令输出阻抗呈感性。电流内环设计时,设置比例参数主要考虑系统截止频率,设置积分参数考虑系统相位裕度;电压外环设计时,将电压环视为一个惯性环节,选择适当的 PI 参数。

算例 1:将某独立运行的微源的输出电压参考值设定为恒定值,并要求其输出电压跟踪参考值。系统初始运行工况下,微源带有有功负荷 20 kW、无功负

荷 0;1 s 时,增加有功负荷 5 kW、无功负荷 1.8 kvar 以观察增加负荷时,控制律对微网电压和频率的稳定能力。系统的仿真波形如图 3 所示。图中,由上至下依次为微源输出的有功功率 P、无功功率 Q、线电压 u、电压频率 f 的响应曲线。

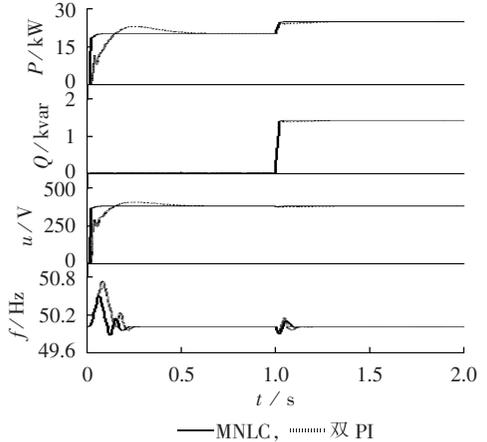


图 3 算例 1 仿真结果

Fig.3 Simulative results of Case 1

从图 3 可以看出,在传统双 PI 控制律下,微网逆变器能够维持输出电压与频率的稳定,基本消除了静态误差,但系统暂态过程较长,出现明显的超调现象;而在多指标非线性控制律下,系统暂态过程短、超调量小,微网逆变器的输出电压与频率能快速恢复至参考值,具有更好的动静态调节效果。故多指标非线性控制律中微分量的引入能更好地抑制输出电压的波动。

算例 2:微网系统中,设置 2 个微源额定容量比为 2:1,其可为本地负荷供电,也可连接在母线上为新增负荷供电。算例 2 的仿真模型如图 4 所示,其中微源包含电源、逆变器和低通滤波器。

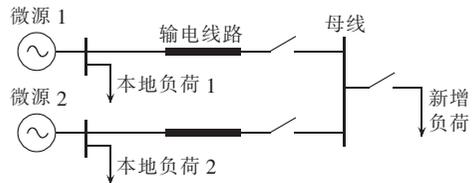


图 4 算例 2 仿真模型

Fig.4 Simulation model of Case 2

图 4 中微源的控制策略为下垂控制,其采用多环控制结构,即外环采用传统的功率环,内环分别采用双 PI 的电压、电流环和基于多指标非线性控制方法的电压电流环。系统初始运行工况下,2 个微源分别带有有功负荷 40 kW、20 kW;1 s 时,2 个微源并联;1.5 s 时,母线上增加有功负荷 16 kW、无功负荷 12 kvar 以观察母线上增加负荷时,微网逆变器在跟踪下垂控制策略下对应的输出电压的参考值使微源输出的功率满足负荷需求的能力。系统的仿真波形如图 5 所示。图中,微源输出线电压 u 及电压频率 f 是

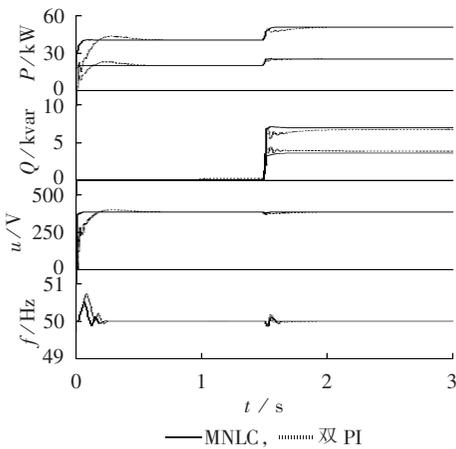


图 5 算例 2 仿真结果

Fig.5 Simulative results of Case 2

以微源 1 为例的。

从图 5 可以看出,在传统双 PI 控制律下,微网逆变器在跟踪下垂控制策略下对应的输出电压参考值使微源输出的有功功率能满足负荷需求。但是由于其控制量耦合,输出功率存在波动现象,过渡过程较长,动态性能不佳;不能完全消除输出电压稳态误差,导致微源并联时产生环流从而影响微源无功功率输出的分配。而在多指标非线性控制律下,能将系统超调量控制在较小范围之内,微源输出的功率平缓变化,系统稳定运行,具有良好的动静态性能;微源输出电压快速恢复稳定,无静态误差,能有效抑制环流,新增负荷时能根据下垂控制策略合理输出功率满足负荷需求。

## 4 结论

本文将多指标非线性控制方法引入至微网逆变器控制系统中。首先建立  $dq$  坐标系下的三相电压型 PWM 逆变器模型,选取恰当的输出函数,证明该模型满足状态反馈线性化的能控性条件和对合条件。随后采用多指标非线性控制方法,将微网逆变器模型变换到线性空间,利用线性最优控制策略,设计微网逆变器非线性控制律。该控制律能够消除微源输出电压的稳态误差,提高系统响应速度,完成控制量的解耦,维持系统大范围的稳定性,实现高性能控制;该控制律也能够根据不同的控制策略修改输出电压的参考值,并应用至微网控制策略的双环结构中。最后以微源独立运行与工作在下垂控制策略下为例进行仿真实验。当独立运行的微源启用时,微源输出电压能够非常迅速地跟随参考值;母线上增加负荷时,系统能够迅速实现电压和频率的稳定,平稳地输出功率并满足负荷需求。而在下垂控制策略下,逆变器实现控制量的解耦,根据功率环输出指令,迅速使输出电压跟踪参考值,调整功率输出,满足负荷需求。仿真实验表明,采用本文所提控制律能使系统具有良

好的动静态性能。

## 参考文献:

- [1] LASSETER R H, PAIGI P. Microgrid: a conceptual solution[C]// 2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference. Aachen, Germany: IEEE, 2004: 4285-4290.
- [2] 王成山, 王守相. 分布式发电供能系统若干问题研究[J]. 电力系统自动化, 2008, 32(20): 1-4.  
WANG Chengshan, WANG Shouxiang. Study on some key problems related to distributed generation systems[J]. Automation of Electric Power Systems, 2008, 32(20): 1-4.
- [3] CORNFORTH D, MOORE T, SAYEED S. Challenges and opportunities for inverters in microgrids[C]// IECON 2011-37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society. Melbourne, Australia: IEEE, 2011: 3111-3116.
- [4] 王成山, 李琰, 彭克. 分布式电源并网逆变器典型控制方法综述[J]. 电力系统及其自动化学报, 2012, 24(2): 12-20.  
WANG Chengshan, LI Yan, PENG Ke. Overview of typical control methods for grid-connected inverters of distributed generation[J]. Proceedings of the CSU-EPSA, 2012, 24(2): 12-20.
- [5] JAEHONG K, GUERRERO J M, RODRIGUEZ P, et al. Mode adaptive droop control with virtual output impedances for an inverter-based flexible AC microgrid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 689-701.
- [6] 鲍薇, 胡学浩, 李光辉, 等. 独立型微电网中基于虚拟阻抗的改进下垂控制[J]. 电力系统保护与控制, 2013, 41(16): 7-13.  
BAO Wei, HU Xuehao, LI Guanghui, et al. An improved droop control strategy based on virtual impedance in islanded microgrid[J]. Power System Protection and Control, 2013, 41(16): 7-13.
- [7] ZHONG Qingchang, WEISS G. Synchronverters: inverters that mimic synchronous generators[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(4): 1259-1267.
- [8] 张兴, 朱德斌, 徐海珍. 分布式发电中的虚拟同步发电机技术[J]. 电源学报, 2012, 10(3): 1-6.  
ZHANG Xing, ZHU Debin, XU Haizhen. Review of virtual synchronous generator technology in distributed generation[J]. Journal of Power Supply, 2012, 10(3): 1-6.
- [9] 杨向真. 微网逆变器及其协调控制策略研究[D]. 合肥: 合肥工业大学, 2011.  
YANG Xiangzhen. Research on microgrid inverter and coordinated control strategies of multi inverters[D]. Hefei: Hefei University of Technology, 2011.
- [10] 孟建辉, 石新春, 付超, 等. 基于 PR 控制的光伏并网电流优化控制[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(2): 42-47.  
MENG Jianhui, SHI Xinchun, FU Chao, et al. Optimal control of photovoltaic grid-connected current based on PR control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(2): 42-47.
- [11] 郭小强, 郭伟扬, 赵清林, 等. 三相并网逆变器比例复数积分电流控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(15): 8-14.  
GUO Xiaoqiang, WU Weiyang, ZHAO Qinglin, et al. Current regulation for three-phase grid-connected inverters based on proportional complex integral control[J]. Proceedings of the CSEE, 2009, 29(15): 8-14.
- [12] 何越, 李正天, 林湘宁. 微网分布式电源非线性功率控制策略[J]. 电工技术学报, 2012, 27(1): 48-55.  
HE Yue, LI Zhengtian, LIN Xiangning. Study of nonlinear control of power output of DG in the micro-grid[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(1): 48-55.

- [13] 杭丽君,李宾,黄龙,等.一种可再生能源并网逆变器的多谐振PR电流控制技术[J].中国电机工程学报,2012,32(12):51-58.  
HANG Lijun,LI Bin,HUANG Long,et al. A multi-resonant PR current controller for grid-connected inverters in renewable energy systems[J]. Proceedings of the CSEE,2012,32(12):51-58.
- [14] 张建华,苏玲,刘若溪,等.逆变型分布式电源微网小信号稳定性动态建模分析[J].电力系统自动化,2010,34(22):97-102.  
ZHANG Jianhua,SU Ling,LIU Ruoxi,et al. Small-signal dynamic modeling and analysis of a microgrid composed of inverter-interfaced distributed generations[J]. Automation of Electric Power Systems,2010,34(22):97-102.
- [15] 张怀梅.多逆变器并联控制技术[D].西安:长安大学,2005.  
ZHANG Huaimei. Research on paralleled inverters control technique[D]. Xi'an:Chang'an University of Technology,2005.
- [16] RAMOS R,BIEL D,FOSSAS E,et al. Sliding-mode control design applied to parallel-connected modular inverters through FPGA-based implementation[J]. IET Control Theory & Applications,2009,3(12):1611-1624.
- [17] 邹祖冰,蔡丽娟,甘辉霞.基于非线性解耦控制的三相电压型SPWM逆变器[J].中国电机工程学报,2004,24(10):59-62.  
ZOU Zubing,CAI Lijuan,GAN Huixia. Nonlinear decoupling control of three-phase voltage source SPWM-inverters[J]. Proceedings of the CSEE,2004,24(10):59-62.
- [18] 董锋斌,钟彦儒.三相电压型逆变器的精确线性化控制[J].电工技术学报,2013,28(10):143-149.  
DONG Fengbin,ZHONG Yanru. Exact linearization control of three-phase voltage source inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2013,28(10):143-149.
- [19] 潘月斗,郭凯,陈继义,等.基于状态反馈线性化的矩阵变换器非线性控制[J].电力自动化设备,2015,35(5):77-82.  
PAN Yuedou,GUO Kai,CHEN Jiyi,et al. Nonlinear control of matrix converter based on state feedback linearization[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):77-82.
- [20] 王成山,肖朝霞,王守相.微网中分布式电源逆变器的多环反馈控制策略[J].电工技术学报,2009,24(2):100-107.  
WANG Chengshan,XIAO Chaoxia,WANG Shouxiang. Multiple feedback loop control scheme for inverters of the micro source in microgrids[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2009,24(2):100-107.
- [21] 董亮.无信息交互逆变器并联系统的控制技术[D].杭州:浙江大学,2011.  
DONG Liang. Research on control strategies of the parallel inverter systems without interaction[D]. Hangzhou:Zhejiang University of Technology,2011.
- [22] 李啸骢,程时杰,韦化,等.输出函数在多输入多输出非线性控制系统设计中的重要作用[J].中国电机工程学报,2006,26(9):87-93.  
LI Xiaocong,CHENG Shijie,WEI Hua,et al. Important affection of the output function in MIMO nonlinear control system design[J]. Proceedings of the CSEE,2006,26(9):87-93.
- [23] 吕志鹏,盛万兴,钟庆昌,等.虚拟同步发电机及其在微电网中的应用[J].中国电机工程学报,2014,34(16):2591-2603.  
LÜ Zhipeng,SHENG Wanxing,ZHONG Qingchang,et al. Virtual synchronous generator and its applications in micro-grid[J]. Proceedings of the CSEE,2014,34(16):2591-2603.
- [24] 张宸宇,梅军,郑建勇,等.一种适用于低压微电网的改进型下垂控制器[J].电力自动化设备,2015,35(4):53-59.  
ZHANG Chenyu,MEI Jun,ZHENG Jianyong,et al. Improved droop controller for low-voltage microgrid[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(4):53-59.

#### 作者简介:



李啸骢

李啸骢(1959—),男,云南昆明人,教授,博士研究生导师,博士,研究方向为控制系统计算机辅助设计、电力系统动态仿真及计算机实时控制、电力系统分析与控制、电力系统非线性控制(E-mail:lhtlht@gxu.edu.cn);  
任子熠(1990—),女,广西柳州人,硕士研究生,研究方向为微网运行与控制(E-mail:ryzii@163.com)。

## Control strategy design based on multi-index nonlinear control method for microgrid inverter

LI Xiaocong<sup>1</sup>,REN Ziyi<sup>2</sup>,YUAN Hui<sup>2</sup>,CHEN Mingyuan<sup>2</sup>,LUO Hongliang<sup>2</sup>,LI Chuntao<sup>2</sup>

(1. Guangxi Key Laboratory of Power System Optimization and Energy Technology, Guangxi University, Nanning 530004, China; 2. College of Electrical Engineering, Guangxi University, Nanning 530004, China)

**Abstract:** MNC(Multi-index Nonlinear Control) is introduced to the control strategy design for the multi-input multi-output nonlinear system of microgrid inverter to improve its dynamic and static performances. According to the requirements of dual-loop control, the linear combination of micro-source's output voltage and its differential is chosen as the output function, which is theoretically proved satisfying the conditions of controllability and involution for the partial linearization of state feedback. The multi-index nonlinear control law is deduced, which realizes the simultaneous constraint of micro-source's output voltage and its differential under a unitary nonlinear control framework to eliminate its steady-state error and increase the response speed of inverter for the better coordination of system dynamic and static performances and the high-performance control of inverter. Compared with traditional dual-loop control, the proposed approach enables the control variable decoupling, fully considers the system nonlinearity to guarantee the better system performance under large signal perturbation, and realizes the unified design of voltage and current loops for different control strategies. Simulative results demonstrate its effectiveness and superiority.

**Key words:** microgrid; electric inverters; nonlinear; multi-index nonlinear control; dynamic and static performance