第49卷 第22期 2025年11月25日
DOI：10.7500/AEPS20250617001
电力系统自动化
Automation of Electric Power Systems
Vol. 49 No. 22 Nov. 25，2025

并网逆变器类振荡器无锁相环功率/电压统一控制器

丁 勇，茆美琴，张金桃
（合肥工业大学光伏系统教育部工程研究中心，安徽省合肥市 230009）

摘要：新型电力系统建设要求并网逆变器控制能够灵活适应复杂电网工况。并网逆变器采用传统跟网/构网双模控制时存在模式切换、控制复杂问题，而采用虚拟振荡器控制时则存在控制参数多、设计烦琐问题。为此，文中借鉴虚拟振荡器控制模拟非线性振荡器振荡电压自建立原理，针对并网逆变器提出了一种基于类振荡器的无锁相环功率/电压统一控制器（OR-PLL-less UPVC）。该OR-PLL-less UPVC由功率控制模块、电压自建立模块及电压幅值调节模块组成。首先，介绍了OR-PLL-less UPVC各模块结构和工作原理，并分析了逆变器输出电压控制律。其次，建立了系统的状态空间模型以分析系统小信号稳定性。最后，通过仿真及实时控制器硬件在环实验，验证了所提OR-PLL-less UPVC在网侧线路阻抗、电网电压/频率等参数变化时均能自主调节逆变器端口电压，跟踪功率调度指令，以实现在复杂工况下的跟网/构网统一控制。

关键词：新型电力系统；逆变器；振荡器；锁相环；统一控制；功率调控；电压支撑

0 引言

并网逆变器是风、光等可再生能源以及新型储能系统与电网集成的关键电力电子装备，尤其在新型电力系统中，大规模可再生能源并网运行迫切需要具备自适应电网复杂工况、灵活提供功率和电压支撑等复合型功能的新一代智能并网逆变器。

当前，并网逆变器控制根据同步机制不同，可分为基于电压同步机制的跟网控制（grid-following control，GFLC）[1-2]，以及基于功率同步机制或基于非线性振荡器振荡同步机制的构网控制（grid-forming control，GFMC）[3-6]，其中，针对强网工况提出的基于锁相环（phase locked loop，PLL）的GFLC是当前主流逆变器控制技术，但其在弱网运行时存在功率传输受限[7]及潜在失稳[8]问题，也无法孤岛运行。基于功率同步机制的GFMC则主要针对弱网工况提出，通过对同步发电机功率传输自同步过程的模拟直接控制逆变器电压幅值和频率，具备一定的电网支撑能力。根据所模拟同步发电机特性的算法不同，主要分为下垂控制[3]、虚拟同步发电机（virtual synchronous generator，VSG）控制[4]及匹配控制[5]等，但这类GFMC在强网运行时存在失稳风险[9]。基于非线性振荡器振荡同步机制的GFMC又被称为虚拟振荡器控制（virtual oscillator control，VOC），其由虚拟“物理模型”振荡电压直接得到逆变器输出电压调制信号，实现逆变器自同步运行。根据所模拟振荡器的不同，主要有基于死区（dead-zone，DZ）振荡器模拟的DZ-VOC[10]、基于范德波尔（Van der Pol，VdP）振荡器模拟的VdP-VOC[6,11]等，但早期VOC多适用于多逆变器孤岛并联运行时各逆变器间的自主控制与同步，不具备并网运行及功率控制能力。

综上所述，由于GFLC及GFMC所适用的电网运行工况不同，任意一种控制均无法同时适应强、弱网运行工况，而随着并网设备数量增多、负荷特性变化等多重复杂因素影响，逆变器外部等效电网阻抗将呈现出波动特征，从而导致采用单一控制的并网逆变器可能超出其稳定运行边界。为此，已有文献基于二者对偶及互补特征，提出了双模切换[12]、双模混合[13]、双模统一[14-16]等不同方案，以期实现对复杂电网特性的适应。然而，上述方案中切换策略、加权系数等的选择需依赖于额外在线电网阻抗精确检测环节，并增加控制切换环节，从而增加了控制复杂度、降低了系统可靠性，且目前双模控制中的GFMC算法主要为同步机特性模拟的GFMC。

此外，随着VOC技术的进一步发展，其适应电网复杂工况运行的潜能愈发突出：1）通过引入功率调控环节，基于安德罗诺夫-霍普夫VOC

收稿日期：2025-06-17；修回日期：2025-08-25。
上网日期：2025-09-24。
国家自然科学基金资助项目（51577047）；高等学校学科创新引智计划资助项目（“111”项目）（BP0719039）。

(Andronov-Hopf VOC, AH-VOC)等可调度VOC(dispatchable VOC, dVOC)同时具备孤岛及并网运行能力,拓宽了VOC的适用场景[11,17-18];2)由于VOC类控制未使用PLL,其在弱网下的运行能力较基于PLL的控制有所提升[17];3)VOC稳态时具备非线性下垂特性[11]和同步机特性模拟的GFMC所具备的电网支撑作用,但VOC动态响应更快、性能更优[17-18]。随着VOC的进一步发展,改进的VOC所具备的功能逐渐增多,使其有潜力成为促进高比例可再生能源与电网集成的关键技术之一。然而,现有VOC模拟的振荡器模型均基于非线性LC二阶振荡电路构建,具体实施时需进行较多参数设计。例如,在不考虑附加功能的条件下,基于AH-VOC的核心单元需设计6个参数[17],且暂无通用设计方法,这对VOC在并网逆变器中的应用起到了一定的制约作用。

基于此,为解决现有GFLC及GFMC双模控制存在的控制复杂问题及传统VOC参数多、设计烦琐问题,本文借鉴现有VOC优点,针对并网逆变器提出了一种基于类振荡器的无锁相环功率/电压统一控制器(oscillator-resembled phase locked loop-less unified power and voltage controller, OR-PLL-less UPVC)。所提控制器具备GFLC/GFMC统一控制特征,可以灵活适应电网多工况运行,实现逆变器输出功率与电压的统一控制。该方法创新点如下:

1)由功率控制环节获取并网电流误差信号,并采用基于改进比例-谐振(proportional-resonant, PR)控制器的"类振荡器",直接通过功率控制环节输出的误差电流产生逆变器调制电压参考,避免了常规控制策略中的多环控制架构。同时,也避免了现有VOC及其改进控制策略中,LC振荡器控制参数多、设计复杂的问题。

2)逆变器调制电压由"类振荡器"模型直接获得,并实现与电网自同步功能。与传统GFLC相比,省去了控制PLL环节,避免了其运行于较弱电网时可能因PLL引起的不稳定问题;与传统GFMC相比,也可适应强网运行。

3)所提OR-PLL-less UPVC同时具备GFLC和GFMC特征,无须额外增加电网阻抗检测环节和切换控制,可以自适应强、弱网运行复杂工况,从而实现逆变器跟网/构网自适应统一控制。

首先,本文介绍了所研究系统的电气拓扑和所提OR-PLL-less UPVC结构;其次,详细介绍了所提控制器的结构及工作原理,特别地,基于逆变器输出电压空间矢量详细分析了逆变器功率/电压控制规律;然后,基于状态空间模型分析了所提控制器的稳定性;最后,基于MATLAB仿真及实时控制器硬件在环实验,验证了所提OR-PLL-less UPVC的有效性。

1　系统拓扑及OR-PLL-less UPVC结构

本章基于LCL滤波器的三相并网逆变器系统,分析所提OR-PLL-less UPVC总体结构。

1.1　系统架构

本文所研究的逆变器系统电气拓扑如图1蓝色虚框所示,主要由直流电压源V_{dc}、三相全桥逆变器、LCL滤波器(由机侧电感L_1、电容C及网侧电感L_2构成)、电网(由理想电压源v_{gs}与网侧线路阻抗Z_g串联表示,Z_g大小表征所接电网的强弱),以及网侧断路器S_1、本地负荷Z_L及负荷侧断路器S_2等构成。通过断路器间的通断配合,逆变器可运行于离网或并网等不同工况;当S_1闭合时,逆变器经公共耦合点(point of common coupling, PCC)与电网连接,运行于并网模式。图中:i_1和i_2分别为机侧电流和逆变器流入PCC电流;i_g为PCC流入电网电流;v_{pcc}为PCC电压。

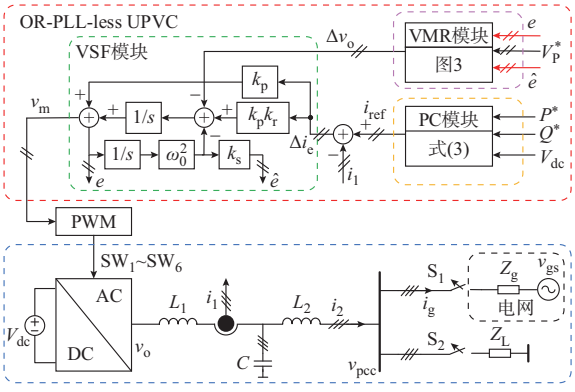


图1　系统拓扑与所提OR-PLL-less UPVC结构
Fig. 1　System topology and proposed OR-PLL-less UPVC structure

1.2　OR-PLL-less UPVC结构

针对1.1节所述拓扑,本文提出的并网逆变器新型OR-PLL-less UPVC结构如图1红色虚框所示。图中:P^*、Q^*分别为有功和无功功率给定值;e、$\hat{e}$分别为VSF模块PR环节直接谐振输出分量和正交分量;i_{ref}为逆变器参考电流;Δi_e为基于参考电流i_{ref}及逆变器机侧电流i_1计算获得的电流误差;Δv_o为VMR环节输出的电压误差;v_m为逆变器调制电压,经脉宽调制(pulse width modulation, PWM)环节调制后产生开关信号SW_1~SW_6;k_p、k_r分别为VSF模

块中PR控制器比例控制系数和谐振控制系数；k_s为引入的矢量调节系数；ω_0为PR控制器自然谐振频率；V_P^*为逆变器输出电压额定值。

OR-PLL-less UPVC主要由功率控制（power control，PC）模块、电压自建立（voltage self-formation，VSF）模块及电压幅值调节（voltage magnitude regulation，VMR）模块3个部分构成。其中，PC模块根据功率指令生成满足逆变器输出的参考电流，从而实现功率调度功能；VSF模块根据参考电流及实际机侧电流测量值之间的误差，经改进PR环节构成的“类振荡器”，构建“误差电流→参考电压”振荡环节，直接生成逆变器调制参考信号；VMR模块生成电压误差调整信号，与VSF模块协同完成逆变器输出电压支撑功能。

2　OR-PLL-less UPVC各模块及工作原理

为详述所提并网逆变器OR-PLL-less UPVC工作原理，本章将依次介绍OR-PLL-less UPVC各组成模块的具体功能与实现方式。

2.1　PC模块

本文所提OR-PLL-less UPVC的主要控制目标之一是响应设定的功率输出，具备功率调度能力。传统GFLC对功率的控制主要通过对并网电流的控制来实现：基于有功、无功功率给定值P^*和Q^*以及测量获得的PCC电压v_{pcc}，根据瞬时功率理论或新型守恒功率理论[19]等计算获得参考电流。当采用瞬时功率理论计算功率时，参考电流根据式(1)计算获得。

$$\begin{cases} i_{ref\alpha}=\dfrac{2}{3}\left(\dfrac{P^*v_{pcc\alpha}}{v_{pcc\alpha}^2+v_{pcc\beta}^2}+\dfrac{Q^*v_{pcc\beta}}{v_{pcc\alpha}^2+v_{pcc\beta}^2}\right) \\ i_{ref\beta}=\dfrac{2}{3}\left(\dfrac{P^*v_{pcc\beta}}{v_{pcc\alpha}^2+v_{pcc\beta}^2}-\dfrac{Q^*v_{pcc\alpha}}{v_{pcc\alpha}^2+v_{pcc\beta}^2}\right) \end{cases} \tag{1}$$

式中：$i_{ref\alpha}$和$i_{ref\beta}$分别为参考电流的α、β轴分量；$v_{pcc\alpha}$和$v_{pcc\beta}$分别为PCC电压的α、β轴分量。

本文所提OR-PLL-less UPVC中的PC模块实现与传统GFLC类似的参考电流生成与功率控制功能，以满足对给定功率的跟踪控制要求。但由于OR-PLL-less UPVC未使用PLL，v_{pcc}不需要电压传感器测量获得，而是由VSF模块的输出量e及$\hat{e}$“估计”获得。e和$\hat{e}$与v_{pcc}间的关系由式(2)确定。

$$\begin{cases} \hat{e}_\beta=V_{dc}e_\alpha=v_{pcc\alpha} \\ \hat{e}_\alpha=-V_{dc}e_\beta=-v_{pcc\beta} \end{cases} \tag{2}$$

式中：e_α、e_β和$\hat{e}_\alpha$、$\hat{e}_\beta$分别为VSF模块的输出e和$\hat{e}$的α、β轴分量。下文2.2.1节将详细推导式(2)。

为此，本文设计的PC模块结构如图1中黄色虚框部分所示。结合式(2)，将式(1)中v_{pcc}由e及$\hat{e}$表示，可获得OR-PLL-less UPVC中PC模块输出的逆变器参考电流如式(3)所示。

$$\begin{cases} i_{ref\alpha}=\dfrac{2}{3}\left[-\dfrac{P^*\hat{e}_\beta}{V_{dc}(e_\beta\hat{e}_\alpha-e_\alpha\hat{e}_\beta)}+\dfrac{Q^*\hat{e}_\alpha}{V_{dc}(e_\beta\hat{e}_\alpha-e_\alpha\hat{e}_\beta)}\right] \\ i_{ref\beta}=\dfrac{2}{3}\left[\dfrac{P^*\hat{e}_\alpha}{V_{dc}(e_\beta\hat{e}_\alpha-e_\alpha\hat{e}_\beta)}+\dfrac{Q^*\hat{e}_\beta}{V_{dc}(e_\beta\hat{e}_\alpha-e_\alpha\hat{e}_\beta)}\right] \end{cases} \tag{3}$$

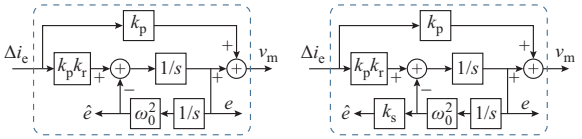
2.2　VSF模块

VSF模块是OR-PLL-less UPVC的核心单元，主要负责逆变器输出电压自主构建。其结构如图1中绿色虚框所示。

当不考虑VMR输出的电压误差Δv_o时，VSF模块本质上是一个PR控制环节，其与现有VOC中振荡电压自建立功能类似[17]，构建“误差电流→电压参考”过程，直接生成逆变器调制参考信号，且其输出e及$\hat{e}$用于“估计”PCC电压v_{pcc}。

2.2.1　OR-PLL-less UPVC同步原理

同步是并网逆变器并网运行的关键，本节重点阐述OR-PLL-less UPVC的同步原理，将不考虑Δv_o的VSF模块PR环节重绘如图2(a)所示。



(a) 基本PR控制器　(b) 改进PR控制器

图2　PR控制器
Fig. 2　PR controller

PR控制器传递函数G_{PR}的表达式如式(4)所示。其中，ω_0设定与电网额定频率一致。

$$G_{PR}=k_p\left(1+k_r\frac{s}{s^2+\omega_0^2}\right) \tag{4}$$

本文在$\alpha\beta$静止坐标系下进行分析，α及β轴控制结构一致，为方便所见，相关传递函数及框图中省去了α及β下标。特别地，由图2(a)可见，e及$\hat{e}$满足如式(5)所示关系。

$$\hat{e}=\frac{\omega_0^2}{s}e \tag{5}$$

以给定机侧电流i_{ref}为输入、PCC电压v_{pcc}为扰动，结合附录A图A1所示机侧电流反馈控制框图及等效电路图，可计算出机侧电流i_1与逆变器流入PCC电流i_2分别为：

$$\begin{cases} i_1 = \dfrac{G_{PR}G_{inv}G_1}{1+G_{PR}G_{inv}G_1} i_{ref} - \dfrac{G_1G_2}{1+G_{PR}G_{inv}G_1} v_{pcc} \\ i_2 = \dfrac{G_{PR}G_{inv}G_1G_2}{1+G_{PR}G_{inv}G_1} i_{ref} - \\ \qquad \left(sCG_2 + \dfrac{G_1G_2^2}{1+G_{PR}G_{inv}G_1} \right) v_{pcc} \end{cases} \tag{6}$$

逆变器传递函数 G_{inv} 为：

$$G_{inv} = e^{-sT_d} V_{dc} \tag{7}$$

式中：T_d 为逆变器等效总时间延迟；G_1 和 G_2 分别为从逆变器桥臂电压 v_o 到机侧电流 i_1，以及从机侧电流 i_1 到 i_2 的传递函数，即

$$\begin{cases} G_1 = \dfrac{s^2L_2C+1}{s^3L_1L_2C + s(L_1+L_2)} \\ G_2 = \dfrac{1}{s^2L_2C+1} \end{cases} \tag{8}$$

将式(5)与式(6)—式(8)联立，可得 e 及 $\hat{e}$ 与扰动 v_{pcc} 间的关系为：

$$\begin{cases} \dfrac{e}{v_{pcc}} = k_p k_r \dfrac{s}{s^2+\omega_0^2} \dfrac{G_1G_2}{1+G_{PR}G_{inv}G_1} \\ \dfrac{\hat{e}}{v_{pcc}} = k_p k_r \dfrac{\omega_0^2}{s^2+\omega_0^2} \dfrac{G_1G_2}{1+G_{PR}G_{inv}G_1} \end{cases} \tag{9}$$

根据式(9)可绘出 e/v_{pcc} 及 $\hat{e}/v_{pcc}$ 的波特图，如附录A图A2所示。由附录A图A2及式(9)可见，在PR环节自然频率处，e 的幅值约为 v_{pcc} 幅值的 $1/V_{dc}$、相位与 v_{pcc} 一致；$\hat{e}$ 的幅值约为 v_{pcc} 幅值的 ω_0/V_{dc}、相位滞后 v_{pcc} 相位90°。同时，考虑 $\alpha\beta$ 轴，e、$\hat{e}$ 及 v_{pcc} 之间的矢量关系如附录A图A3所示。

具体地，可得 e、$\hat{e}$ 及 v_{pcc} 间满足式(10)所示关系。

$$\begin{cases} \hat{e}_\beta = \omega_0 e_\alpha = \dfrac{\omega_0}{V_{dc}} v_{pcc\alpha} \\ \hat{e}_\alpha = -\omega_0 e_\beta = -\dfrac{\omega_0}{V_{dc}} v_{pcc\beta} \end{cases} \tag{10}$$

此外，本文提出的VSF模块在图2(a)基本PR控制器谐振支路中增加了矢量调节系数 $k_s = V_{dc}/\omega_0$，如图2(b)所示，e 及 $\hat{e}$ 与 v_{pcc} 间关系调整如式(2)所示。此时，将VSF模块输出 v_m 用作调制电压时，逆变器输出电压幅值与调整后的 $\hat{e}$ 及PCC电压的幅值近似相等，且输出相位也与PCC电压相位相等，从而实现与电网间的“同步”运行。

2.2.2　VSF模块电压控制原理

当采用2.2.1节所述VSF模块控制时，逆变器输出电压调节过程具有“下垂”特性。本节首先阐述不考虑 Δv_o 时逆变器输出电压的动态调控特性。

1)逆变器三相输出电压空间矢量

逆变器三相输出电压信号整体由一空间旋转矢量 $\boldsymbol{v}_o = V_P(t)e^{j\omega(t)t}$ 表示，称为输出电压空间矢量(output voltage space vector，OVSV)，其中，$V_P(t)$、$\omega(t)$ 分别为 $\boldsymbol{v}_o$ 的瞬时幅值和瞬时频率。

任意变化的逆变器OVSV变化轨迹为不规则曲线，如附录A图A4所示。将逆变器OVSV利用欧拉定理展开复数形式并进行微分，可得到式(11)。

$$\frac{d}{dt}(\boldsymbol{v}_o) = \dot{\boldsymbol{v}}_o = \underbrace{\left[j\omega(t) + \frac{1}{V_P}\frac{d}{dt}(V_P) \right]}_{\boldsymbol{\Delta}} \boldsymbol{v}_o \tag{11}$$

式中：$\boldsymbol{\Delta}$ 为 $\boldsymbol{v}_o$ 的特征空间矢量(characteristic space vector，CSV)。

进一步，结合附录A图A4和式(11)可获得OVSV基本特性，具体参见附录A第3)部分。

2)VSF模块电压调节机理分析

根据通用OVSV定义及图2，得到本文研究的逆变器输出电压 $\boldsymbol{v}_o$ 微分空间矢量为：

$$\frac{d}{dt}(\boldsymbol{v}_o) = \dot{\boldsymbol{v}}_o = V_{dc}\left(\underbrace{\dot{e}_\alpha + j\dot{e}_\beta}_{\dot{\boldsymbol{e}}} \right) \tag{12}$$

式中：$\dot{e}_\alpha$、$\dot{e}_\beta$ 分别为VSF模块直接谐振输出电压的微分矢量 $\dot{\boldsymbol{e}}$ 的 α 和 β 轴分量。

进一步，根据图2(b)有：

$$\begin{cases} \dot{e}_\alpha = k_p k_r \Delta i_{e\alpha} - \dfrac{1}{k_s}\hat{e}_\alpha \\ \dot{e}_\beta = k_p k_r \Delta i_{e\beta} - \dfrac{1}{k_s}\hat{e}_\beta \end{cases} \tag{13}$$

式中：$\Delta i_{e\alpha}$、$\Delta i_{e\beta}$ 分别为 Δi_e 的 α 和 β 轴分量。

将式(13)代入式(12)中，并结合式(11)可得：

$$\frac{d}{dt}(\boldsymbol{v}_o) = V_{dc}\left(k_p k_r \Delta \boldsymbol{i}_e + j\frac{1}{k_s}\boldsymbol{v}_o \right) \tag{14}$$

电流误差矢量 $\Delta \boldsymbol{i}_e$ 可由式(15)确定。

$$\Delta \boldsymbol{i}_e = \boldsymbol{i}_{ref} - \boldsymbol{i}_1 = \frac{2}{3V_P^2}(\Delta P - j\Delta Q)\boldsymbol{v}_o \tag{15}$$

式中：$\boldsymbol{i}_{ref}$ 和 $\boldsymbol{i}_1$ 分别为参考电流矢量和机侧电流矢量；ΔP 和 ΔQ 分别为输出有功和无功功率误差；V_P 满足 $V_P^2 = V_{dc}(e_\beta\hat{e}_\alpha - e_\alpha\hat{e}_\beta)$。

将式(15)代入式(14)并与式(11)联立，整理可得：

$$\frac{d}{dt}(V_P) = V_{dc}k_p k_r \frac{2}{3V_P}\Delta P \tag{16}$$

$$\omega = \omega_0 - V_{dc}k_p k_r \frac{2}{3V_P^2}\Delta Q \tag{17}$$

根据式(16)、式(17)可得，当采用图2(b)所示PR控制器时，逆变器输出电压幅值的动态变化与其输出有功功率相关，频率动态变化与输出无功功率相关，且调节过程中体现了下垂特性。这与文献[18]提出的运行于跟网模式且电流同步反馈项中旋转变量取值为0时的VOC的控制律类似。具体地，当PCC电压发生变化时，电压幅值调节过程如附录

A图A5所示。

由上述分析可知，不考虑VMR时，采用OR-PLL-less UPVC的逆变器具备功率调节能力，输出功率可快速、精确跟踪给定值，输出电压也可在并网电压变化时实现自我调节达到新稳态，但新的稳态电压幅值具体达到多少尚不可知。为解决这一问题，本文进一步设计了VMR模块，以期逆变器在并网电网波动时电压幅值也能受控于允许范围内。

2.3　VMR模块

本文设计的VMR模块如图3所示，其主要作用是根据预先设定的允许输出电压偏差对逆变器实时输出电压进行再校正，以进一步提升并网逆变器的电压支撑作用。VMR模块的输入包括VSF模块输出e、$\hat{e}$，以及逆变器输出电压额定幅值V_{P}^{*}，输出为电压误差Δv_{o}，并叠加至VSF模块中。

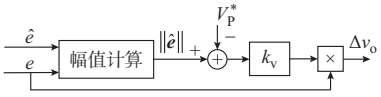


图3　VMR模块
Fig. 3　VMR module

考虑VMR模块后，式(13)所示e及$\hat{e}$间的关系修改为：

$$\begin{cases}\dot{e}_{\alpha}=k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}\Delta i_{e\alpha}-\dfrac{1}{k_{\mathrm{s}}}\hat{e}_{\alpha}-\Delta v_{o\alpha}\\ \dot{e}_{\beta}=k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}\Delta i_{e\beta}-\dfrac{1}{k_{\mathrm{s}}}\hat{e}_{\beta}-\Delta v_{o\beta}\end{cases}\tag{18}$$

式中：$\Delta v_{o\alpha}$、$\Delta v_{o\beta}$分别为Δv_{o}的α和β轴分量，$\Delta v_{\mathrm{o}}=k_{\mathrm{v}}(\|\hat{\boldsymbol{e}}\|-V_{\mathrm{P}}^{*})e$，其中，$k_{\mathrm{v}}$为电压幅值调节系数，$\|\hat{\boldsymbol{e}}\|$为矢量$\hat{\boldsymbol{e}}$的幅值，由$\|\hat{\boldsymbol{e}}\|=(e_{\beta}\hat{e}_{\alpha}-e_{\alpha}\hat{e}_{\beta})$决定。

此时，将式(18)代入式(12)，并与式(11)联立，可得：

$$\frac{\mathrm{d}}{\mathrm{d}t}(V_{\mathrm{P}})=V_{\mathrm{dc}}k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}\frac{2}{3V_{\mathrm{P}}}\Delta P-k_{\mathrm{v}}(\|\hat{\boldsymbol{e}}\|-V_{\mathrm{P}}^{*})\tag{19}$$

$$\omega=\omega_{0}-V_{\mathrm{dc}}k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}\frac{2}{3V_{\mathrm{P}}^{2}}\Delta Q\tag{20}$$

可以发现，与式(16)、式(17)相比，引入的VMR模块仅影响电压幅值调节，不影响频率调节。当式(21)、式(22)所示条件满足时，逆变器OVSV将达到稳态：

$$V_{\mathrm{dc}}k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}\frac{2}{3V_{\mathrm{P}}}\Delta P-k_{\mathrm{v}}(\|\hat{\boldsymbol{e}}\|-V_{\mathrm{P}}^{*})=0\tag{21}$$

$$\omega=\omega_{0}-V_{\mathrm{dc}}k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}\frac{2}{3V_{\mathrm{P}}^{2}}\Delta Q=\Omega\tag{22}$$

稳态时，逆变器输出电压频率特性与式(17)保持一致，同样呈现出ω-Q下垂特性，稳态频率为Ω。而幅值控制特性则略有不同：一方面，输出有功功率可跟踪给定值，但允许存在稳态误差；另一方面，输出电压幅值也将受控于期望值附近。因此，引入VMR模块后，所提控制可同时调节逆变器的输出功率和电压。需要说明的是，若在PC模块后增加旋转矩阵$\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}$，且当旋转变量$\varphi$取值为$\pi/2$时，式(19)、式(20)和式(21)、式(22)中的下垂关系可设计为“有功-频率”和“无功-电压幅值”形式。式(21)中的k_{v}为设计参数，其与传统下垂控制中的下垂系数作用类似，由式(23)决定。

$$k_{\mathrm{v}}=\frac{2k_{\mathrm{p}}k_{\mathrm{r}}V_{\mathrm{dc}}}{3V_{\mathrm{P}}}\frac{\Delta P_{\max}}{\|\hat{\boldsymbol{e}}\|_{\max}-V_{\mathrm{P}}^{*}}\tag{23}$$

式中：$\Delta P_{\max}$为逆变器允许实际输出有功功率与额定功率的最大误差；$\|\hat{\boldsymbol{e}}\|_{\max}$为逆变器在允许最大有功功率误差出现时的输出电压矢量幅值。

综上，考虑电压输出误差，当并网电压发生跌落时，电压幅值调节过程如附录A图A6所示。此时，跌落瞬间由于机侧电流的增加，逆变器输出功率P同样会瞬时增加，根据式(21)，逆变器输出电压幅值V_{P}下降，机侧电流给定值增加，但允许有功误差存在。稳定时，有功功率误差将限制逆变器输出电压幅值误差在设定的允许范围之内。与附录A图A5相比，逆变器输出稳态电压幅值有所增大，从而起到更强的电压支撑作用。

至此，在PC、VSF及VMR模块的作用下，采用所提OR-PLL-less UPVC的逆变器输出电压控制律与传统dVOC电压控制律形式类似[18]，可视为一种具备GFLC/GFMC统一特征的新型控制。其中，PC与VSF模块的共同作用实现了传统dVOC控制律中电流同步反馈项的功能；VMF模块具备dVOC控制律中电压幅值校正项的功能，且实现了对电压幅值的“一阶”校正，降低了幅值控制过程中的非线性；传统dVOC中的谐振项直接由VSF的谐振频率表征。但是，与现有VOC模拟物理LC非线性振荡电路会涉及复杂LC振荡电路参数、控制参数设计不同，本文未直接模拟LC非线性振荡电路的动态特性，而是通过改进PR控制器(引入VMR模块和VSF模块)，实现与dVOC类似的具有振荡器动态特性的逆变器输出电压控制特性，即“类振荡器”特性。

2.4　控制参数设计

综合2.1节至2.3节，本文所提的OR-PLL-less UPVC核心控制参数包括：VSF模块中PR控制器比例控制系数k_{p}和谐振控制系数k_{r}、矢量调节系数k_{s}；VMR模块中电压幅值调节系数k_{v}。

本文研究的三相并网逆变器系统参数如表1所示。根据相关系统参数，所提VSF模块中PR控制

器控制参数可按典型参数设计方法[20]分别设计为：k_p=116.355 3、k_r=0.077 9。k_s及k_v选取原则文中已进行说明，具体地，k_s根据2.2.1节所述内容、k_v根据2.3节式(23)分别选取为k_s=1.035，k_v=314。

表1　三相逆变器系统参数
Table 1　Parameters of three-phase inverter system

参数名	参数值	参数名	参数值
直流电压$2V_{dc}$	650 V	电网频率f_0	50 Hz
机侧电感L_1	5 mH	开关频率f_s	10 kHz
网侧电感L_2	4.2 mH	滤波电容C	4.7 μF
电网电压v_{gs}	380 V	额定容量	6.6 kvar

综上，本文提出的OR-PLL-less UPVC需设计的控制参数仅有4个，且有较成熟的参数设计流程。尽管OR-PLL-less UPVC与具有功率调节及一阶电压幅值调节能力的VOC类似[17]，但避免了对非线性LC振荡器动态特性的模拟，与传统VOC需设计多个控制参数且参数设计缺乏指导相比，本文所提控制器更易实现。

3　OR-PLL-less UPVC稳定性分析

为分析所提OR-PLL-less UPVC的控制稳定性，本文依据并网运行时系统结构及上述控制过程，建立并网逆变器系统的状态空间方程，如附录A式(A4)所示。

根据2.4节所述系统参数及设计的控制参数，可计算出不同工作点下状态矩阵$\boldsymbol{A}$的特征根，进而判断系统的稳定性。

不失一般性，首先，选取网侧线路阻抗Z_g=L_g=2 mH。以逆变器输出功率P^*=6 000 W，Q^*=0及P^*=6 000 W，Q^*=2 000 var两工作点为例，计算获得$\boldsymbol{A}$的特征根依次为：0，−110.4±j9 972，−110.4±j9 345，−182.5±j555.1，−184.7，−500±j314；0，−110.4±j9 973，−110.4±j9 345，−182.5±j555.1，−184.7，−217.4±j314，特征值实部均不大于0，系统稳定。

进一步，依次改变线路阻抗为0、15、20、25 mH等，模拟电网从强网向弱网工况变化。考虑弱网时存在功率传输受限问题[7-8]，为观察采用OR-PLL-less UPVC的逆变器在弱网条件下的最大有功功率输出能力，设置逆变器给定输出功率为P^*=6 000 W，Q^*=0。此时，系统特征根随网侧线路阻抗变化如附录A图A7所示，其中的不同颜色、形状的标记分别表示不同线路阻抗时的特征根分布。可见，在研究范围内系统特征根均位于左半平面，系统保持稳定。

4　仿真及实验验证

为验证所提并网逆变器OR-PLL-less UPVC的有效性，本文利用MATLAB/Simulink及实时控制器硬件在环实验平台进行了多工况仿真及实验测试，仿真及实验参数与第3章分析系统稳定性时采用的参数一致。其中，仿真工况1模拟逆变器在功率给定值变化时的运行工况，仿真工况2和3分别模拟网侧线路阻抗及电网频率突变运行工况。而实时控制器硬件在环实验也分别测试了采用OR-PLL-less UPVC的逆变器在上述运行工况下的运行性能。

4.1　仿真验证

4.1.1　仿真工况1

此工况主要测试并网逆变器在功率给定值变化时的运行性能。与第3章对应，设置逆变器运行于线路阻抗为2 mH，对应系统短路比(short circuit ratio，SCR)约等于22.2。t=0时逆变器启动，设定功率给定值为P^*=6 000 W，Q^*=0；t_1=0.2 s时设定无功功率突变至Q^*=2 000 var，有功功率给定值不变，得到仿真运行结果如图4所示。

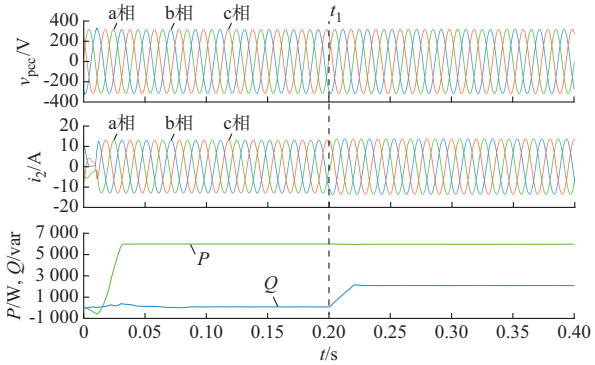


图4　功率给定值突变时的并网逆变器仿真结果
Fig. 4　Simulation results of grid-connected inverter when power preset value suddenly changes

由图4可见，逆变器启动后可快速稳定且精确跟踪初始功率给定值。因初始无功功率设置为0，网侧电流(约13 A)与并网电压间几乎同相。当无功功率突增至2 000 var时，系统仍保持稳定，且并网电流增大(约13.5 A)、滞后于并网电压，系统输出功率约经一个工频周期后再次精确跟踪给定值。功率给定值变化前后，稳定的并网电流总谐波畸变率(total harmonics distortion，THD)分别为0.43%及0.46%，满足并网条件，且有功及无功功率跟踪精度均在98%以上。

4.1.2　仿真工况2

此工况下设置逆变器输出功率为P^*=6 000 W，Q^*=0。t=0线路阻抗L_g=0 mH

时，逆变器并网启动，在 $t_1=0.1$ s、$t_2=0.2$ s、$t_3=0.3$ s及 $t_4=0.4$ s时依次改变线路阻抗为15、20、25、0 mH（SCR约为3.00、2.22、1.78、∞），模拟电网从强网向弱网再向强网工况动态变化，仿真结果如附录A图A8所示。在所有测试工况下系统均可保持稳定，且并网电流THD均小于3%，说明所提方案在线路参数变化时具有较好的鲁棒性，与第3章稳定性分析结果一致。

4.1.3　仿真工况3

此工况下设置逆变器输出功率为 $P^*=6\,000$ W，$Q^*=0$，线路阻抗 $L_g=2$ mH。电网电压频率在 $t_1=0.1$ s时，分别由50 Hz突变至49 Hz及51 Hz，此时的仿真运行结果分别如图5及附录A图A9所示。

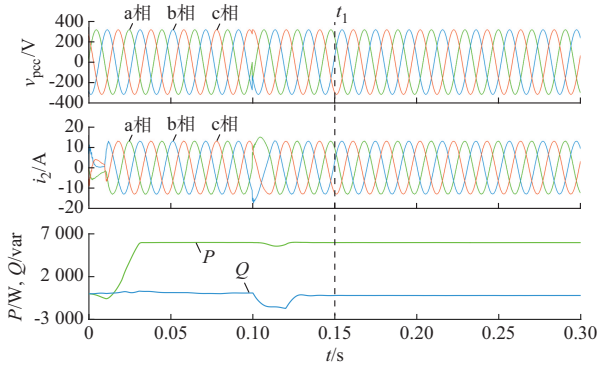


图5　电网电压频率突变至49 Hz时的仿真结果

Fig. 5　Simulation results when grid voltage frequency suddenly varies to 49 Hz

从图5中可以发现，当电网电压频率发生突减时，并网电流波形会随之变化，逆变器输出有功及无功功率也会出现波动，但会快速再次稳定（约1个工频周期），与前文2.3节中理论分析一致。此外，频率突减前后，并网电流均能“锁住”并网电压，实现了无PLL条件下的再度锁相。

类似地，当电网电压频率突增至51 Hz时，逆变器也能实现无PLL条件下对变化并网电压的锁相，系统仍能保持稳定运行，如附录A图A9所示。上述仿真说明，所提OR-PLL-less UPVC具备对电网频率波动的适应性。

4.2　实验验证

本文搭建了如附录A图A10所示的实时控制器硬件在环实验平台，对逆变器OR-PLL-less UPVC的有效性进行实验验证。其中，控制器采用物理DSP 28335处理器，系统模型运行于实时仿真机中的FPGA+CPU模块，控制器按所述OR-PLL-less UPVC算法计算获得实时调制波，并经增强型脉宽调制（enhanced pulse width modulation，ePWM）外设获取逆变器控制PWM信号，再传给仿真机内模型实现实时控制。

4.2.1　实验工况1

此实验主要验证逆变器输出功率指令变化时的逆变器运行性能。逆变器先以功率给定值 $P^*=6\,000$ W，$Q^*=0$ 运行，t_1 时将无功功率给定值 Q^* 突增至2 000 var，t_2 时再将 Q^* 降为0，得到实验结果如附录A图A11所示。

由附录A图A11可见，当并网运行过程中功率指令发生动态变化时，采用所提控制策略的逆变器能在半周期内快速、准确地响应功率指令。无功指令为0时，并网电流与并网电压基本同相位，而无功指令增加至2 000 var时，并网电压将超前并网电流一定角度，实验结果与图4仿真结果基本相符。

4.2.2　实验工况2

此工况与仿真工况2一致，设定网侧线路阻抗由初始0 mH逐步增加至15、20、25 mH，最后恢复至0 mH，得到A相并网电压及并网电流如附录A图A12所示。

由附录A图A12可见，采用OR-PLL-less UPVC的并网逆变器无须切换控制系统结构或改变控制参数，在所测试的所有网侧线路阻抗条件下均能保持稳定运行，可快速应对阻抗变化，且动态调节时间短，具备良好的动态性能。在所有网侧线路阻抗条件下，系统均能实现期望的单位功率因数运行。注意到附录A图A12(a)中，网侧线路阻抗由0 mH增加至15 mH时，PCC电压出现了极短时间的振荡，这是作者为考察所提控制器在阻抗变化时的控制性能而设计的一种极端工况，实际中这种运行工况几乎不会出现。即使如此，从附录A图A12(a)可以看出，这种振荡也会随着系统快速稳定而消失。

4.2.3　实验工况3

此工况主要验证采用OR-PLL-less UPVC的逆变器对电网频率变化的适应性，实验条件与仿真工况3设置一致，实验结果分别如附录A图A13及图A14所示。

以附录A图A13所示电网频率突减情形为例进行分析。在电网频率突减至49 Hz瞬间，并网电流因并网电压突变而随之发生波动，但经约1～1.5个工频周期之后，并网电流再度与频率降低后的电压“锁相”成功。当电网频率再度恢复至50 Hz时，并网电流也能快速实现与并网电压的“再同步”。电网频率突增及恢复时的情况与之类似，如附录A图A14所示。实验结果与仿真工况3仿真结果一致，验证了OR-PLL-less UPVC可在无PLL前提下实现同步运行，对电网频率变化具有适应性。

4.3 与现有无PLL控制对比

为横向比较本文所提OR-PLL-less UPVC与现有典型无PLL改进控制策略，本文从控制架构、适应系统及运行工况、具备功能以及典型性能指标等方面进行了对比，结果如附录A表A1所示。根据对比结果可见，本文OR-PLL-less UPVC用较少的控制资源实现了对并网逆变器较多的功能实现，具备功率调度与电压支撑统一控制能力、电网适应性强（SCR在1.78～22.20之间变化时保持稳定运行），且综合动、稳态性能优。额定工况下稳态并网电流THD为0.46%（其余测试工况下最大并网电流THD为2.32%）、功率控制精度达98%以上、功率偏移动态调整时间约0.5～1个周期、频率偏移时动态调整时间约1～1.5周期。

5 结语

针对逆变器系统自适应不同电网运行工况问题，本文提出一种新型OR-PLL-less UPVC，详细介绍了所提控制器的各组成模块与工作原理。综合理论分析、仿真及实验结果，可得出以下结论：

1）所设计OR-PLL-less UPVC基于PR环节的“类振荡器”特性，并从动态电压空间矢量视角出发，直接实现对逆变器输出电压的整体控制，避免了传统控制方案中的多环控制架构。同时，无须增加额外电网阻抗环节及传统双模控制方案中的切换控制或融合参数确定环节，也避免了PLL环节的运用。核心控制器环节结构简单、需设计控制参数少。

2）所设计的OR-PLL-less UPVC可以实现并网逆变器在复杂电网运行工况下的跟网/构网灵活自适应与统一控制：强网运行时，可精确跟踪功率指令，具备良好的功率调度作用；弱网运行时，由于VSF及VMR环节协同作用，在PCC电压波动时具备一定的电压支撑作用。仿真及实验结果表明，采用OR-PLL-less UPVC的逆变器在SCR为1.78～22.20范围内均可稳定运行，且在电网频率波动时也能实现自适应运行，控制器整体动、稳态性能优越。

未来，将进一步讨论OR-PLL-less UPVC在离网运行、故障穿越等工况下的运行性能。

附录见本刊网络版，点击http://www.aeps-info.com/aeps/article/abstract/20250617001，或扫描英文摘要后二维码，可阅读全文。

参考文献

[1] 陈俊儒，李冠群，刘牧阳，等.电网阻抗比对跟网变换器同步稳定性的影响机理[J].中国电机工程学报，2023，43(6)：2331-2339.
CHEN Junru，LI Guanqun，LIU Muyang，et al. Influence mechanism of R/X ratio on synchronization stability of grid-following converter[J]. Proceedings of the CSEE，2023，43(6)：2331-2339.

[2] GONG H，WANG X F，HARNEFORS L. Rethinking current controller design for PLL-synchronized VSCs in weak grids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2022，37(2)：1369-1381.

[3] 程军照，李澍森，吴在军，等.微电网下垂控制中虚拟电抗的功率解耦机理分析[J].电力系统自动化，2012，36(7)：27-32.
CHENG Junzhao，LI Shusen，WU Zaijun，et al. Analysis of power decoupling mechanism for droop control with virtual inductance in a microgrid [J]. Automation of Electric Power Systems，2012，36(7)：27-32.

[4] 曹炜，钦焕乘，陆建忠，等.新型电力系统下虚拟同步机的定位和应用前景展望[J].电力系统自动化，2023，47(4)：190-207.
CAO Wei，QIN Huancheng，LU Jianzhong，et al. Orientation and application prospect of virtual synchronous generator in new power system[J]. Automation of Electric Power Systems，2023，47(4)：190-207.

[5] 李奕曈，艾诚，覃瑶，等.基于匹配控制的构网型变换器小扰动稳定性综述[J].高电压技术，2025，51(2)：774-792.
LI Yitong，AI Cheng，QIN Yao，et al. An overview of small-disturbance stability of grid-forming converters based on matching control[J]. High Voltage Engineering，2025，51(2)：774-792.

[6] 罗龙，李耀华，李子欣，等.基于范德波尔振荡器和PQ控制的微电网并离网协调控制策略[J].电力自动化设备，2023，43(1)：130-139.
LUO Long，LI Yaohua，LI Zixin，et al. On-grid and off-grid coordinated control strategy of microgrid based on Van der Pol oscillator and PQ control [J]. Electric Power Automation Equipment，2023，43(1)：130-139.

[7] HUANG L，WU C，ZHOU D，et al. A double-PLLs-based impedance reshaping method for extending stability range of grid-following inverter under weak grid [J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2022，37(4)：4091-4104.

[8] 吴超，赵统，王尽颢，等.基于电压矩阵的跟网变流器无锁相环控制的本质特征与提升策略[J].电力系统自动化，2024，48(21)：138-147.
WU Chao，ZHAO Tong，WANG Jinhao，et al. Essential characteristics and improved strategy of voltage matrix based control of grid-following converter without phase-locked loop[J]. Automation of Electric Power Systems，2024，48(21)：138-147.

[9] 姚兴，占萌，刘琦.构网型变流器并网系统中功率同步环与端电压环相互作用分析[J].电力系统自动化，2025，49(16)：175-186.
YAO Xing，ZHAN Meng，LIU Qi. Analysis on interaction between power synchronization loop and terminal voltage loop in grid-connected system of grid-forming converter[J]. Automation of Electric Power Systems，2025，49(16)：175-186.

[10] DHOPLE S，JOHNSON B，HAMADEH A. Virtual oscillator control for voltage source inverters in proceedings [C]// 51st Annual Allerton Conference on Communication，Control，and Computing，October 2-4，2013，Monticello，USA：1359-1363.

[11] LU M H. Virtual oscillator grid-forming inverters：state of the art，modeling，and stability[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2022，37(10)：11579-11591.

[12] 李明，张兴，郭梓暄，等.弱电网下基于电网阻抗自适应的双模式并网稳定控制策略[J].太阳能学报，2021，42(7)：86-93.

LI Ming, ZHANG Xing, GUO Zixuan, et al. Grid impedance adaption dual mode grid-connected stability control strategy in a weak grid[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2021, 42(7): 86-93.

[13] LIMA L, WATANABE E. Hybrid control scheme for VSC presenting both grid-forming and grid-following capabilities[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2022, 37(6): 4570-4581.

[14] 肖晃庆，何宏亮，杨苹，等.具备跟网-构网二象性的并网VSC自适应混合控制及其暂态稳定性分析[J].电力自动化设备，2025，45(6)：108-115.
XIAO Huangqing, HE Hongliang, YANG Ping, et al. Adaptive hybrid control of grid-connected VSC with grid-following and grid-forming duality and its transient stability analysis[J]. Electric Power Automation Equipment, 2025, 45(6): 108-115.

[15] 刘朋印，谢小荣，缪庆庆，等.变流器自适应跟网-构网融合控制及其改善振荡稳定性的机理分析[J].中国电机工程学报，2025，45(15)：6062-6070.
LIU Pengyin, XIE Xiaorong, MIAO Qingqing, et al. Adaptive grid-forming and grid-following hybrid control and its mechanism for enhancing converter's oscillatory stability[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(15): 6062-6070.

[16] HAN F, ZHANG X, LI M, et al. Stability control for grid-connected inverters based on hybrid-mode of grid-following and grid-forming[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10750-10760.

[17] 史亚帆，许寅，吴翔宇，等.面向构网逆变器的虚拟振荡器控制技术：统一设计框架与关键问题探讨[J].电网技术，2024，48(6)：2251-2261.
SHI Yafan, XU Yin, WU Xiangyu, et al. Virtual oscillator control for grid forming inverters: unified design framework and discussion for key issues[J]. Power System Technology, 2024, 48(6): 2251-2261.

[18] AWAL M, HUSAIN I. Unified virtual oscillator control for grid-forming and grid-following converters[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4573-4586.

[19] DING Y, MAO M Q, CHANG L C. Conservative power theory and its applications in modern smart grid: review and prospect[J]. Applied Energy, 2021, 303: 1-25.

[20] 李玉龙，杨明，杨倬，等.抑制谐波谐振的并网逆变器机侧电流反馈的CVFAD设计方法[J].电力系统保护与控制，2023，51(18)：125-136.
LI Yulong, YANG Ming, YANG Zhuo, et al. Design method for CVFAD of grid-connected inverter inverter-side current feedback with harmonic resonance suppression [J]. Power System Protection and Control, 2023, 51(18): 125-136.

丁　勇(1991—)，男，博士研究生，主要研究方向：新能源系统变流器控制。E-mail：yong_dsyuct@163.com

茆美琴(1961—)，女，通信作者，博士，教授，博士生导师，主要研究方向：微电网能量管理系统、电动汽车参与电网调度。E-mail：mmqmail@163.com

张金桃(1998—)，女，硕士研究生，主要研究方向：电力电子系统建模与控制。E-mail：zjtmail@163.com

（编辑　章黎）

Oscillator-resembled Phase Locked Loop-less Unified Power and Voltage Controller for Grid-connected Inverter

DING Yong, MAO Meiqin, ZHANG Jintao

(Photovoltaic System Research Center of Ministry of Education, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: The establishment of a new power system requires grid-connected inverters to be able to flexibly adapt to complex power grid conditions. The use of traditional dual-mode grid-following/grid-forming control for grid-connected inverters has problems of mode switching and complex control, while there exist problems of multiple control parameters and complicated design when virtual oscillator control is adopted. To this end, by referring to the oscillating voltage self-formation principle of nonlinear oscillators simulated through virtual oscillator control, an oscillator-resembled phase locked loop-less unified power and voltage controller (OR-PLL-less UPVC) for grid-connected inverters is proposed. The OR-PLL-less UPVC consists of power control module, voltage self-formation module, and voltage magnitude regulation module. First, the structure and operation principle of each module in OR-PLL-less UPVC are introduced, and the control law of the inverter output voltage is analyzed. Then, the state-space model of the system is established to analyze its small-signal stability. Finally, through simulation and real-time controller hardware-in-loop experiments, it is verified that the proposed OR-PLL-less UPVC can autonomously adjust the inverter port voltage under variations in parameters such as grid-side line impedance, power grid voltage/frequency, and track the power dispatching instructions, achieving the unified grid-following/grid-forming control under complex operating conditions.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 51577047) and the "111" Project (No. BP0719039).

Key words: new power system; inverter; oscillator; phase locked loop; unified control; power dispatch; voltage support