

DOI: 10.20271/j.cnki.1673-9833.2026.2006

# 虚拟同步发电机的新型二次调频和 无锁相环预同步控制

杨秀海, 文定都, 孟雨薇, 钟丁爱

(湖南工业大学 交通与电气工程学院, 湖南 株洲 412007)

**摘要:** 针对孤岛模式下二次调频中微电网频率的偏移误差和振荡较大的问题, 提出了一种积分系数自适应的二次调频控制策略。首先, 通过角频率变化率将积分系数分为两阶段控制, 根据阶段1和阶段2的变化要求自适应调整积分系数的大小, 以同时减小二次调频过程中频率的偏移和振荡, 提高系统的稳定性和可靠性。其次, 针对孤岛向并网切换过程中速度与精度较低的问题, 结合孤岛模式下的控制策略, 提出一种新型无锁相环预同步控制策略, 即将逆变器输出的电压矢量末端和电网电压矢量末端之间的距离代替相位差进行补偿, 并且给出了一种新的并网判断条件, 省去了锁相环(PLL)和均方根值(RMS)环节, 且只需要1个PI调节器, 减少了控制参数, 提高了预同步的速度和精度, 实现了离/并网平滑切换。最后, 通过Matlab/Simulink仿真和半实物仿真, 验证了所提方法的正确性。

**关键词:** 虚拟同步发电机; 二次调频; 预同步; 无锁相环; 平滑切换

**中图分类号:** TP273

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1673-9833(2026)02-0044-09

**引文格式:** 杨秀海, 文定都, 孟雨薇, 等. 虚拟同步发电机的新型二次调频和无锁相环预同步控制 [J]. 湖南工业大学学报, 2026, 40(2): 44-52.

## Novel Secondary Frequency Modulation and Phase-Locked Loop-Free Pre-Synchronization Control for Virtual Synchronous Generators

YANG Xiuhai, WEN Dingdou, MENG Yuwei, ZHONG Ding' ai

(School of Transportation and Electrical Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

**Abstract:** In view of the frequency offset error and large oscillation of microgrids in secondary frequency regulation under islanding mode, an integral coefficient adaptive secondary frequency regulation control strategy with integral coefficient has thus been proposed. Firstly, the integration coefficient is divided into two stages of control through the angular frequency change rate, with the size of the integration coefficient adaptively adjusted according to the requirements of the two stage changes, so as to reduce frequency offset and oscillation during the secondary frequency modulation process, thus improving the stability and reliability of the system. Secondly, in view of the low speed and accuracy in the switching process from islanding to grid connection, a new phase-locked-loop-free pre-synchronization control strategy is to be proposed based on the control strategy in islanding mode. A compensation can be achieved by replacing the distance between the end of the voltage vector output by the inverter and the end of the grid voltage vector instead of the phase difference, with a new grid connection judgment condition proposed, thus eliminating the phase-locked loop (PLL) and root mean square value (RMS) links with the requirement of only one PI regulator, reducing control parameters, improving the speed and accuracy of pre synchronization, and achieving a

收稿日期: 2024-11-24

作者简介: 杨秀海, 男, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为虚拟同步发电机, E-mail: 1328571372@qq.com

通信作者: 文定都, 男, 湖南工业大学教授, 主要研究方向为电力电子与电力传动, E-mail: 125710811@qq.com

smooth switching between off grid and grid connection. Finally, the accuracy of the proposed method can be verified by Matlab/Simulink simulation and semi-physical simulation.

**Keywords:** virtual synchronous generator; secondary frequency modulation; pre-synchronization; non-phase-locked loop; smooth switching

## 1 研究背景

为实现“碳达峰”和“碳中和”,微电网被大力发展,已成为环境保护和可持续发展的有效途径<sup>[1-2]</sup>。分布式发电在电网中的比例不断增加,但其没有转动惯量和阻尼系数的支撑,易受负荷波动的影响,从而导致微电网稳态效果较差<sup>[3-4]</sup>。为解决这些问题,国内外学者们提出了虚拟同步发电机(virtual synchronous generator, VSG)控制方法,为微电网提供必要的惯性和阻尼,提高微电网的运行稳定性<sup>[5-6]</sup>。

微电网能在孤岛模式和并网模式下运行<sup>[7]</sup>。在孤岛模式下,一般采用一次调频控制,为系统提供功率支撑,维持系统频率稳定。但是当系统发生较大的功率变化时,会出现频率越界等问题。针对此问题,许多学者开展了关于微电网频率二次调节的研究。如文献[8]在传统VSG控制的阻尼环节中引入了积分环节;文献[9]在VSG有功环中引入了比例积分(PI)控制模块,两者均实现了频率二次调节。但是,这两种方法均未对频率偏移误差进行控制,导致频率在恢复过程中产生较大的偏移误差。文献[10]在文献[8]的基础上,提出了一种变积分系数的二次调频策略,根据频率偏差扩大或缩小的阶段分别设置不同的积分系数,减小了频率偏移误差和振荡,但仅考虑了一种积分系数变化情况,适用范围较小。文献[11]提出了一种基于模型预测控制的VSG反馈控制方法,能有效地抑制频率越限,减少频率的恢复时间,但该控制方法较为复杂,系统抗干扰能力较差。

在并网模式下,一般通过有功/无功功率控制来调节逆变器输出。为保证微电网的灵活运行,就必须实现两种模式的平滑切换。传统的平滑切换通常使用锁相环(phase locked loop, PLL)和均方根值(root mean square, RMS)来实现频率、相位、电压幅值的预同步,但其结构复杂、运算量较大,系统平滑切换效果较差。为解决这些问题,文献[12-13]提出了一种基于二次调频调压的预同步策略,在预同步时只需要进行相位预同步,省去了RMS环节,就能实现平滑切换。但该策略中由于锁相环的存在,导致计算量较大,运算较为复杂。文献[14-15]提出了一种基于

虚拟阻抗的无缝切换策略,其省去了PLL和RMS环节,但是虚拟功率的计算较为困难,切换效果较差。文献[16]使用逆变器输出电压与电网电压的相角差 $\sin \Delta\theta$ 作为相位补偿,将两者的电压幅值误差作为电压补偿,较好地实现了平滑切换,但是仅适用于相位差较小的情况。

为了克服这些缺陷,本文在孤岛模式下提出一种积分系数自适应的二次调频控制策略。在系统发生扰动时,分阶段自适应控制积分系数,以减少二次调频中频率的偏移误差及其振荡。为实现孤岛模式与并网模式的平滑切换,基于孤岛模式下的控制方法提出了一种新型无锁相环预同步控制策略。将逆变器输出的电压矢量末端和电网电压矢量末端间的距离代替相位差进行补偿,简化了系统结构并减小了运算量。

## 2 VSG原理

VSG由主电路和控制电路组成,如图1所示。主电路由逆变器、LC滤波电路和负载组成。控制电路主要包括有功环和无功环,下面对这2个控制部分进行设计说明。

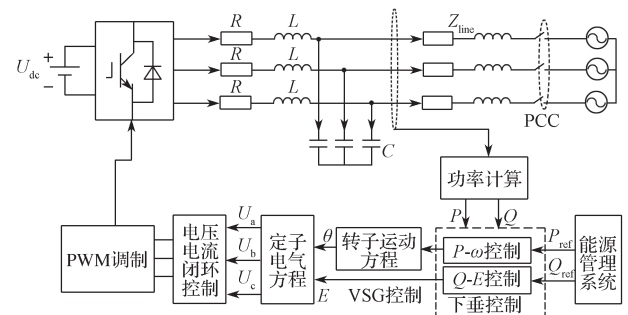


图1 VSG控制框图

Fig. 1 VSG control block diagram

### 2.1 有功环

为了提高微电网的抗干扰能力,将转动惯量引入VSG有功环中,得到如下控制方程:

$$\begin{cases} J \frac{d\omega}{dt} = \frac{P_m}{\omega_{ref}} - \frac{P_e}{\omega_{ref}} - D(\omega - \omega_g), \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega - \omega_g. \end{cases} \quad (1)$$

式中： $J$ 为虚拟转动惯量； $D$ 为虚拟阻尼系数； $\omega$ 为逆变器的实际输出角频率； $\omega_g$ 为电网的同步角频率； $\omega_{ref}$ 为额定角频率，由于实际运行中，电网通常运行在接近 $\omega_{ref}$ 的频率上，所以一般情况下认为 $\omega_{ref} \approx \omega_g$ ； $P_m$ 为VSG的机械功率； $P_e$ 为VSG的输出有功功率； $\theta$ 为逆变器的输出相位角。

VSG运行在微电网中，需具备一定的调频能力，故在有功环中引入一次调频控制，其控制方程为

$$P_m = P_{ref} + K_\omega(\omega - \omega_{ref}) \quad (2)$$

式中： $P_{ref}$ 为有功环路中功率参考值； $K_\omega$ 为有功-频率下垂系数。

根据式(1)(2)可得如图2所示的VSG有功功率环路。

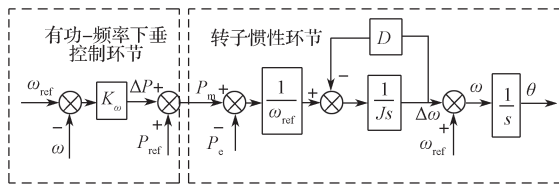


图2 有功功率环路结构示意图

Fig. 2 Schematic diagram of active power loop structure

### 2.2 无功环

为使VSG具调压功能，在无功环中使用下垂控制方法模拟同步发电机的电磁特性，其控制方程为

$$E = U_n + K_q(Q_{ref} - Q) \quad (3)$$

式中： $E$ 为VSG逆变器输出的实际电压值； $Q_{ref}$ 为无功环路中功率参考值； $Q$ 为无功功率实际输出； $U_n$ 为VSG输出额定电压； $K_q$ 为无功环路的下垂系数。

由式(3)可得VSG无功环路结构如图3所示。

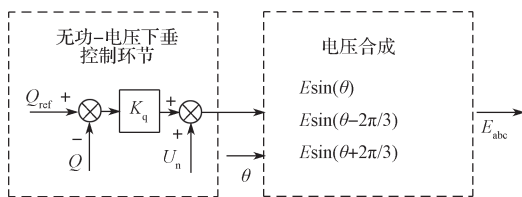


图3 无功功率环路结构示意图

Fig. 3 Schematic diagram of reactive power loop structure

## 3 VSG 孤岛下的二次调频调压

### 3.1 VSG 频率、电压二次调节原理

传统的二次调频策略通过引入积分环节，可实现频率的无差控制，同时又不影响其稳定性，引入积分环节后的有功环控制方程为：

$$P_{ref} + K_\omega(\omega_{ref} - \omega) - P_e - D\omega_{ref}(\omega - \omega_{ref}) - K_i \int (\omega - \omega_{ref}) dt = J\omega_{ref} \frac{d(\omega - \omega_{ref})}{dt} \quad (4)$$

式中： $K_i$ 为积分环节的积分系数。

对式(4)进行拉普拉斯变换，其表达式为

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta P_{out}} = -\frac{(1/J\omega_{ref})s}{s^2 + [(D\omega_{ref} + K_\omega)/(J\omega_{ref})]s + K_i/J} \quad (5)$$

式中： $\Delta P_{out} = P_{ref} - P_e$ ； $\Delta\omega = \omega - \omega_{ref}$ 。

由终值定理可知：

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \Delta\omega = \lim_{s \rightarrow 0} s\Delta\omega = -\lim_{s \rightarrow 0} \frac{(1/J\omega_{ref})s^2 \Delta P_{out}}{s^2 + [(D\omega_{ref} + K_\omega)/(J\omega_{ref})]s + K_i/J} = 0 \quad (6)$$

由式(6)可知，引入积分控制环节能够消除频率偏差，实现无差控制，其结构见图4。

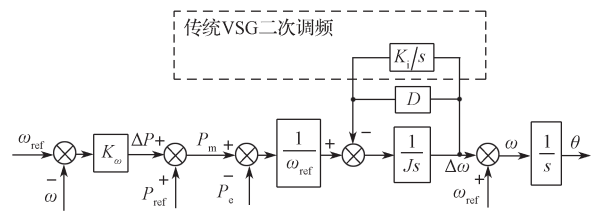


图4 传统VSG二次调频结构示意图

Fig. 4 Schematic diagram of traditional VSG secondary frequency modulation structure

同样，在无功环中增加一个积分环节，可以实现电压的无差控制，其结构见图5。

综上所述，在传统的VSG二次调频控制中，若 $K_i$ 保持不变，当负荷发生变化时，不能同时控制频率偏移误差和频率振荡。且 $K_i$ 值过大或过小，都会对频率恢复过程产生不利影响。针对此问题，本研究提出了一种积分系数自适应的二次调频控制策略。

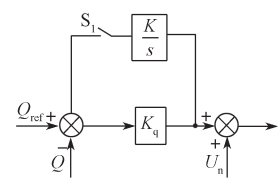


图5 传统VSG二次调压结构示意图

Fig. 5 Schematic diagram of traditional VSG secondary voltage regulation structure

### 3.2 改进的VSG二次调频控制策略

由式(5)可知，阻尼比为 $\zeta$ ，其决定了频率恢复过程中的振荡特性和超调量。 $\zeta$ 的表达式如下：

$$\zeta = (D\omega_{ref} + K_\omega) / (2\omega_{ref} \sqrt{K_i J}) \quad (7)$$

根据不同阻尼比 $\zeta$ ，得到的频率调节情况见图6。由图6可知， $K_i$ 的大小能够改变积分链路的强度，使积分速度发生变化，从而改变频率与额定频率的偏移误差。 $K_i$ 值越小，频率偏移误差越大，振荡越小； $K_i$ 值越大，频率偏移误差越小，振荡越大。因此，保持 $K_i$ 不变不能实现对频率偏移误差和频率振荡的同时控制。为此，本文提出一种积分系数自适应的二次调频控制策略，将二次调频过程分为2个阶段，

如图 7 所示。

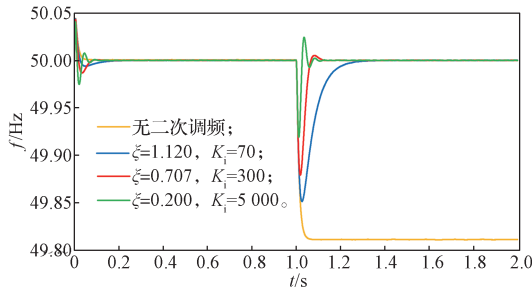


图 6 不同  $\zeta$  值的频率调节图

Fig. 6 Frequency regulation diagram with different  $\zeta$  values

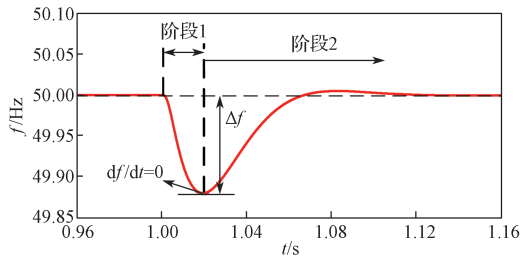


图 7 2 阶段调频控制策略示意图

Fig. 7 Schematic diagram of two stage frequency modulation control strategy

在阶段 1 中, 采用自适应方法调节  $K_i$  值的大小, 增强积分链路的补偿作用, 减小二次调频时的频率偏移误差。在阶段 2 中, 根据  $\zeta=0.707$  得到  $K_i$  值, 并保持不变, 使频率在恢复过程中不会出现大的振荡。改进 VSG 二次调频策略的控制框图如图 8 所示。

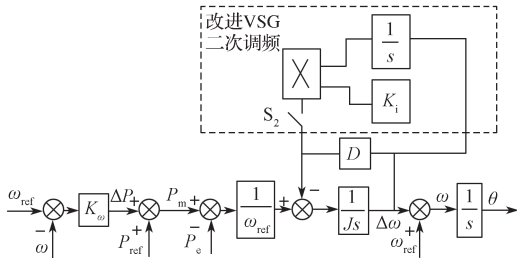


图 8 改进的 VSG 二次调频策略控制结构图

Fig. 8 Improved VSG secondary frequency modulation strategy control structure diagram

在阶段 1 和阶段 2 中, 积分系数的表达式如下:

$$\begin{cases} K_i = K_0 + m \frac{N}{|N|} \left| \frac{d\omega}{dt} \right|, \Delta\omega > 0, \Delta\omega \frac{d\omega}{dt} > 0, N \neq 0, \left| \frac{d\omega}{dt} \right| > T_i; \\ K_i = K_0 - m \frac{N}{|N|} \left| \frac{d\omega}{dt} \right|, \Delta\omega < 0, \Delta\omega \frac{d\omega}{dt} > 0, N \neq 0, \left| \frac{d\omega}{dt} \right| > T_i; \\ K_i = K_0, \text{ 其余情况。} \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $K_0$  为  $\zeta=0.707$  时的  $K_i$  值;  $N$  为积分链路的频率补偿值;  $m$  为频率变化系数;  $T_i$  为频率变化率阈值。

通过对  $T_i$  的设定, 可以减少积分系数的变化次数, 保证系统的稳定运行,  $T_i$  的取值范围如下:

$$0 \leq T_i \leq \left| \frac{1}{J} \left( \frac{\Delta P}{100\pi} - 2\pi D \Delta f \right) \right| \quad (9)$$

式中:  $\Delta f$ 、 $\Delta P$  为系统允许的频率偏差和功率扰动。

在系统稳定情况下, 若负载功率与参考功率不相等, 则通过二次调频, 由积分链路的积分补偿值对频率进行补偿, 使其达到额定值, 具体过程如下。

1) 阶段 1。当补偿值  $N > 0$  时, 若负载突然减小, 根据式 (8) 增大  $K_i$  值, 使其补偿值迅速增大, 达到快速改变积分链路补偿的效果。若负载突然增大, 则减小  $K_i$  值, 使其补偿值迅速减小, 也可达到快速改变积分链路补偿的效果。通过频率补偿值的迅速增大或减小, 降低了在负载突变时的频率偏移误差。

2) 阶段 2。根据  $\zeta=0.707$  得到  $K_0$  值, 并保持不变, 该方法减小了频率在恢复过程中的振荡。

积分系数自适应的二次调频控制策略的调节过程见图 9。在稳定运行阶段且补偿值  $N < 0$  时, 阶段 1 的  $K_i$  值变化趋势正好与  $N > 0$  时的情况相反, 阶段 2 的  $K_i$  值依然为  $K_0$ 。

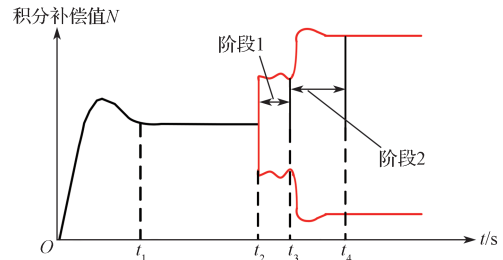


图 9 积分补偿控制策略的调节过程示意图

Fig. 9 Schematic diagram of the adjustment process of the integral compensation control strategy

## 4 改进 VSG 离 / 并网的预同步控制

### 4.1 传统的预同步控制

VSG 通常能够运行在孤岛模式和并网模式下, 因此平滑切换技术对两种模式的切换至关重要。VSG 由并网向孤岛切换时可直接进行, 无需其余控制, 只需考虑孤岛向并网切换过程。

以 a 相电压为例, 分析并网点两侧因为相位不同而引起的电压幅值大小。孤岛运行时逆变器输出的 a 相电压为  $u_a$ , 电网侧输出的 a 相电压为  $u_{ga}$ 。

$$\begin{cases} u_{ga} = U_1 \sin(\omega_0 t + \theta_1), \\ u_a = U_2 \sin(\omega t + \theta_2). \end{cases} \quad (10)$$

通常情况下, 近似有  $U_1=U_2=U$ , 从式 (10) 可以求出并网点两侧的瞬时电压差:

$$\begin{aligned} \Delta u = u_{ga} - u_a \approx 2U \sin\left(\frac{(\omega_0 - \omega)t}{2} + \frac{(\theta_1 - \theta_2)}{2}\right) \cos\left(\frac{(\omega_0 + \omega)t}{2} + \frac{(\theta_1 + \theta_2)}{2}\right). \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可知,在切换瞬间能够产生 $2U$ 的电压差,电压差过大会导致冲击电流较大,致使并网失败。因此,实现两种模式间的平滑切换至关重要。

传统的预同步控制策略原理见图10。

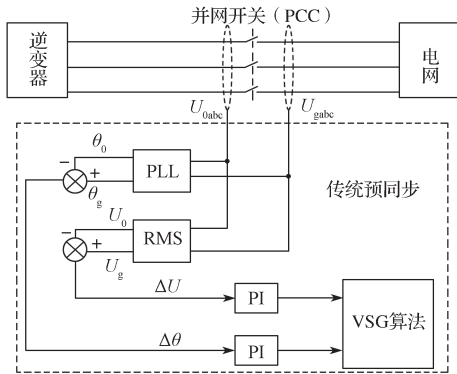


图10 传统预同步控制策略原理图

Fig. 10 Schematic diagram of traditional pre-synchronization control strategy

由图10可知,传统的预同步控制策略采用2个PLL分别对并网点两侧电压进行锁相,并采用2个RMS提取两者的电压幅值,然后将并网开关PCC两侧电压相位差、频率差和幅值差分别通入有功环路中对VSG进行补偿。该方法因使用了PLL和RMS环节,故增加了系统设计复杂度,减慢了预同步速度。

#### 4.2 新型无锁相环预同步控制策略

在孤岛模式下采用二次调频调压控制方法,使其在负荷变化时VSG输出频率和电压幅值能够恢复到额定值。结合此方法,针对传统预同步控制缺陷,提出了一种新型无锁相环预同步控制策略,无需PLL和RMS,只需要1个PI调节器,就能实现从孤岛模式向并网模式的平滑切换,简化了系统总体结构。

并网点两侧电压如图11所示。图中, $U_{0\alpha}$ 、 $U_{0\beta}$ 分别为VSG输出电压 $U_0$ 在 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴上的分量, $U_{g\alpha}$ 、 $U_{g\beta}$ 分别为电网电压 $U_g$ 在 $\alpha$ 轴和 $\beta$ 轴上的分量, $\Delta x$ 为VSG输出电压矢量 $U_0$ 和电网电压矢量 $U_g$ 末端之间的距离。

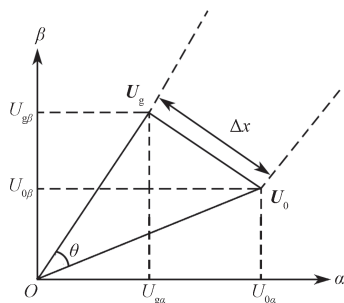


图11 并网点两侧电压

Fig. 11 Voltage on both sides of the grid connection point

从图11可以得出 $U_0$ 、 $U_g$ 、 $\Delta x$ 的计算式如下:

$$\begin{cases} U_g = \sqrt{U_{g\alpha}^2 + U_{g\beta}^2}, \\ U_0 = \sqrt{U_{0\alpha}^2 + U_{0\beta}^2}, \\ \Delta x = \sqrt{(U_{0\alpha} - U_{g\alpha})^2 + (U_{0\beta} - U_{g\beta})^2}. \end{cases} \quad (12)$$

在孤岛模式下,由于VSG采用了二次调频调压控制策略,在不同工况下运行时,始终有 $U_0=U_g$ 、 $\omega=\omega_g$ ,其满足微电网并网要求,所以预同步时只需要进行相位角预同步即可。

因 $U_0=U_g$ ,故只要 $U_0$ 与 $U_g$ 间存在相位差 $\Delta\theta$ 就一定存在 $\Delta x$ 。因此,预同步过程中,先计算出 $\Delta x$ 的值,然后通过PI调节器对有功环进行补偿,就能完成预同步过程。

根据图11可得:

$$\cos \Delta\theta = (U_0^2 + U_g^2 - \Delta x^2) / (2U_0U_g). \quad (13)$$

当VSG并联到电网时,需要满足如下条件:

$$\begin{cases} |f - f_g| \leq f_{\min}, \\ |U_0 - U_g| \leq U_{\min}, \\ |\theta_0 - \theta_g| \leq \theta_{\min}. \end{cases} \quad (14)$$

如果满足 $\Delta\theta < \Delta\theta_{\min}$ ,则达到并网要求,预同步结束,打开并网开关。由式(13)(14)可得新的并网判定条件如下:

$$\Delta x < \sqrt{U_0^2 + U_g^2 - 2U_0U_g \cos \Delta\theta_{\min}}. \quad (15)$$

新型无锁相环预同步控制的具体实现过程如下:

- 1) 孤岛模式下,打开开关 $S_1$ 、 $S_2$ 。在预同步开启前,VSG的输出电压幅值和频率就能达到并网要求。
- 2) 根据式(12)计算出 $\Delta x$ ,将此值通入PI调节器中,得到频率扰动量 $\omega_{\text{syn}}$ ,再对有功环进行补偿。
- 3) 根据式(15)判断预同步结束时间,预同步过程完成后,断开开关 $S_1$ 、 $S_2$ ,打开PCC开始并网。

新型无锁相环预同步控制策略的控制框图如图12所示。

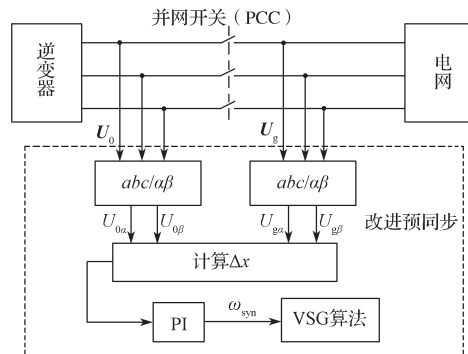


图12 新型无锁相环预同步控制策略的控制框图

Fig. 12 Control block diagram of new phase-locked loop free pre-synchronization control strategy

### 5 仿真验证与分析

为了验证本文所提出的 VSG 新型二次调频和无锁相环预同步控制策略的正确性, 在 Matlab/Simulink 软件上搭建了 VSG 工作在不同模式下的仿真模型, 具体的仿真参数见表 1。

表 1 仿真参数及取值

Table 1 Parameters and values of simulation

| 参数  | 取值  | 参数       | 取值                 |
|---|-----|----------|--------------------|
| 直流母线电压基准值 $U_{dc}/V$                          | 800 | 额定频率 /Hz | 50                 |
| 有效交流相电压 /V                                    | 220 | 滤波器电感 /H | $5 \times 10^{-3}$ |
| 滤波器等效电阻 / $\Omega$                            | 0.2 | 滤波器电容 /F | $2 \times 10^{-4}$ |
| 虚拟惯量 / ( $kg \cdot m^{-2}$ )                  | 0.3 | 频率调整系数   | 800                |
| 虚拟阻尼 / ( $N \cdot m \cdot s \cdot rad^{-1}$ ) | 10  | 电压调整系数   | 0.0173             |

#### 5.1 VSG 孤岛运行仿真

在孤岛模式下, 对单台 VSG 逆变器进行仿真, 仿真时间为 2 s。工况设置如下: 逆变器空载启动运行, 0.5 s 时, 加载至 5 kW+2 kvar; 1.0 s 时卸载。逆变器的有功功率和无功功率分别设置为 10 kW 和 1.8 kvar。

图 13 为采用传统的、文献 [10]、文献 [11], 以及本文所提方法的二次调频控制策略的 VSG 输出频率波形。

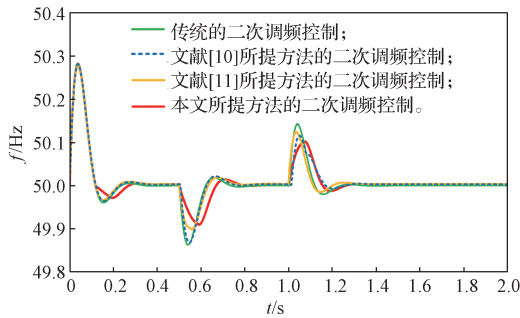


图 13 不同控制下 VSG 的输出频率波形

Fig. 13 Output frequency waveform of VSG under different controls

由图 13 可以得知, 在 0.5 s 加载时, 本文所提方法输出频率的偏移误差和振荡明显小于传统、文献 [10] 所提方法的对应值, 略小于文献 [11] 所提方法的对应值。在 1.0 s 减载时, 本文所提方法的输出频率的偏移误差和振荡明显小于传统、文献 [10] 和 [11] 所提方法的对应值。此结果表明, 使用本文所提方法的二次调频控制策略能够同时减少频率偏移误差和振荡。

图 14 为传统的、文献 [10] 以及本文所提方法的积分系数、频率补偿值的波形图。

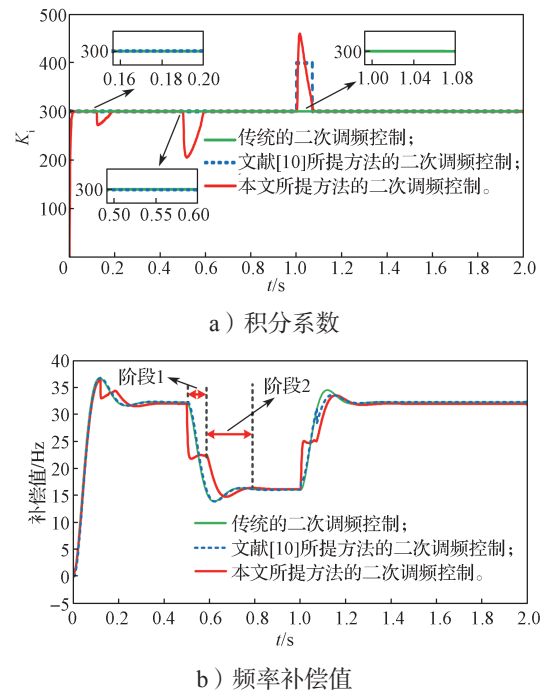


图 14 不同控制策略下的积分系数、频率补偿值波形

Fig. 14 Waveforms of integral coefficients and frequency compensation values under different control strategies

由图 14a 可知, 传统方法的积分系数为常数, 文献 [10] 所提方法在 1.0 s 减载时积分系数呈阶跃变化。本文所提方法在 0.5 s 加载时,  $K_i$  突减到 205.8, 随后自适应向  $K_0=300$  变化; 在 1.0 s 卸载时,  $K_i$  突增到 459.8, 随后自适应向  $K_0=300$  变化。仿真结果验证了本文所提方法的二次调频控制策略的正确性。

由图 14b 可知, 本文所提方法在加载和减载的情况下, 频率补偿值的超调量均小于传统、文献 [10] 所提方法的对应值。

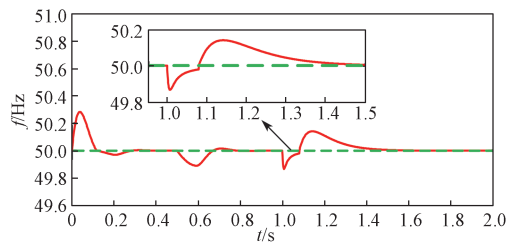
综上, 积分系数自适应二次调频控制策略分 2 阶段自适应控制积分系数的大小, 能够同时减少二次调频中频率的偏移误差及其振荡, 提高系统的稳定性。

#### 5.2 VSG 离 / 并网切换仿真

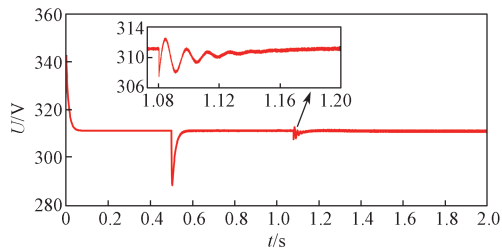
对单台 VSG 逆变器从孤岛模式到并网模式的切换进行仿真, 仿真时间为 2 s。工况设置如下: 逆变器的初始状态为使用二次调频调压控制的孤岛模式。系统空载运行, 0.5 s 时, 加载至 6 kW+2 kvar; 1 s 时, 打开预同步开关; 预同步完成后, 打开并网开关, 开始并网运行。逆变器的有功功率和无功功率分别设置为 10 kW 和 1.8 kvar。

图 15 给出了本文所提方法的预同步控制策略在离 / 并网切换过程中 VSG 输出以及电网侧的波形图。由图 15a 和 b 可知, VSG 输出的频率、电压幅值在预同步前已和电网侧的相同, 无需进行频率、电压幅值的预同步。图 15c 和 d 为微网电压与电网电压之间

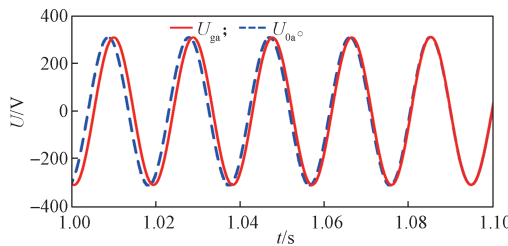
的预同步过程,从图中可以看出,在1.0 s时打开预同步开关,1.081 s时电压相位差几乎为0,符合并网要求,开始并网。



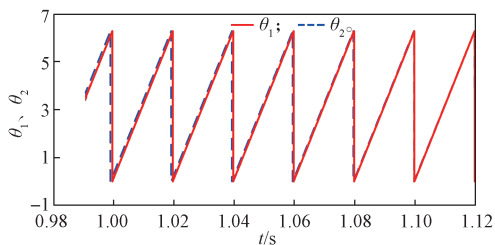
a) VSG 输出频率



b) VSG 输出电压幅值



c) VSG 预同步两侧电压波形



d) VSG 预同步两侧相位波形

图 15 VSG 输出频率、电压幅值、VSG 预同步两侧电压、相位波形变化曲线

Fig. 15 VSG output frequency, voltage amplitude, voltage on both sides of VSG pre-synchronization, and phase waveform variation curves

## 6 半实物仿真验证

为进一步验证本文所提方法的正确性和可行性,搭建了基于 (real-time laboratory, RT-LAB) 实时仿真器 OP5600 的硬件在环实验 (hardware in the loop simulation, HILS) 平台,如图 16 所示。RT-LAB (OP5600) 仿真器模拟硬件拓扑含理想电压源、逆变器 and VSG 电路,用示波器观察 VSG 的输出波形,其中控制算法写在 DSPTMS320F2812 中。图 17 为

RT-LAB 在环仿真原理图。

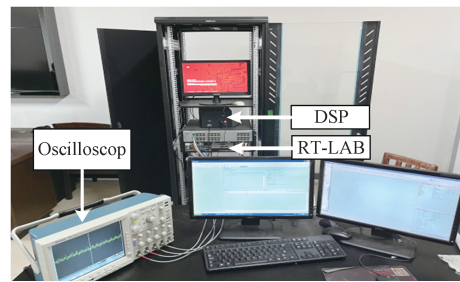


图 16 RT-LAB 实验平台

Fig. 16 RT-LAB experimental platform

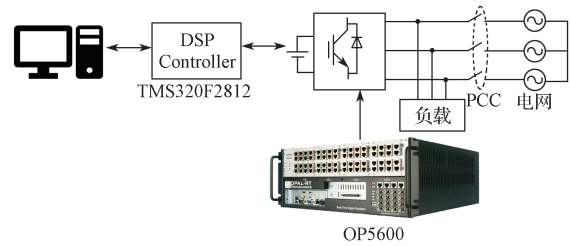


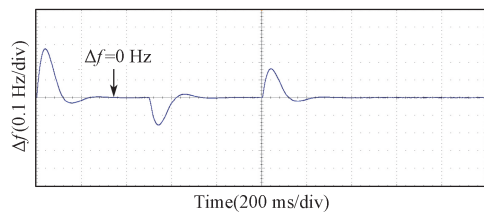
图 17 RT-LAB 硬件在环仿真原理示意图

Fig. 17 Schematic diagram of RT-LAB hardware in the loop simulation principle

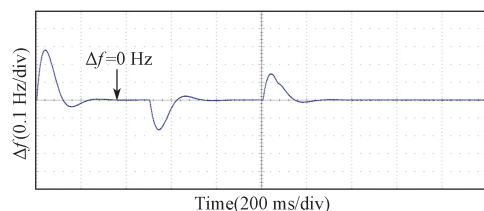
### 6.1 VSG 运行在孤岛模式

实验运行的工况设置如下:逆变器空载启动运行,0.5 s 时,加载至 5 kW+2 kvar,1.0 s 时卸载。逆变器的有功功率和无功功率分别设置为 10 kW 和 1.8 kvar。

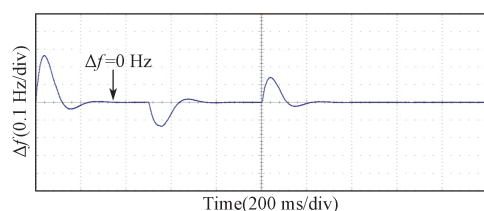
图 18 为传统的、文献 [10]、文献 [11] 以及本文方法的 VSG 输出频率的偏移误差和振荡波形曲线。



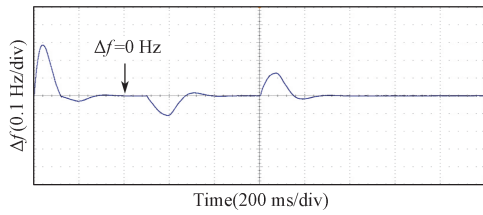
a) 传统的二次调频控制输出



b) 文献 [10] 所提方法二次调频控制输出



c) 文献 [11] 所提方法二次调频控制输出



d) 本文所提方法二次调频控制输出

图 18 4 种策略下 VSG 的输出有功功率曲线

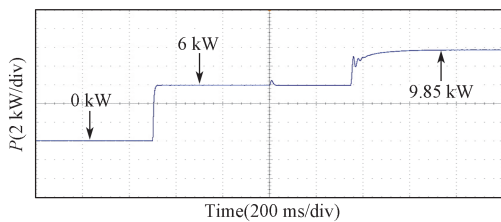
Fig. 18 Output active power curves of VSG under 4 strategies

由图 18 可得, 在 0.5 s 加载时, 本文所提方法的频率偏移误差相比于传统方法、文献 [10] 和 [11] 所提方法分别减少了 33.3%, 33.3%, 16.3%, 频率振荡分别减少了 31.6%, 31.6%, 13.3%。在 1.0 s 减载时, 频率偏移误差分别减少了 29.6%, 13%, 20%, 频率振荡分别减少了 50%, 2%, 16.7%。结果表明, 在孤岛模式下采用积分系数自适应的二次调频控制策略, 系统的综合性能运行在最佳状态, 使频率偏移误差和频率振荡同时得到有效控制。

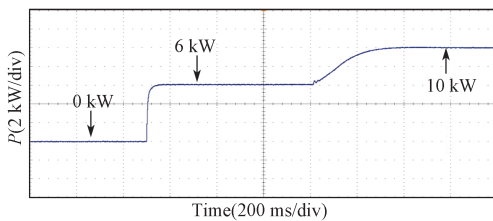
### 6.2 VSG 运行在离 / 并网模式

实验运行的工况设置如下: 逆变器的初始状态为使用二次调频调压控制的孤岛模式, 0.5 s 时, 加载至 6 kW+2 kvar; 1.0 s 时打开预同步开关; 预同步完成后打开并网开关, 开始并网运行。逆变器输出的有功功率和无功功率参考值分别设为 10 kW 和 1.8 kvar。

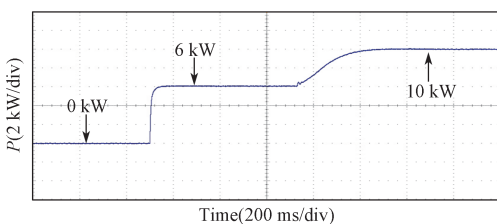
图 19 为传统的、文献 [12]、文献 [16] 以及本文所提方法的预同步控制策略 VSG 的输出有功功率与无功功率波形图。



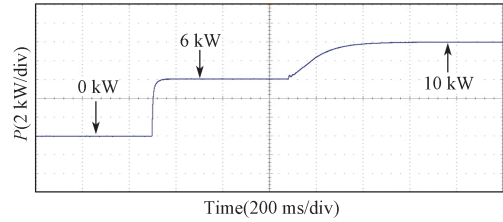
a) 传统有锁相环输出有功功率



b) 文献 [12] 所提方法输出有功功率



c) 文献 [16] 所提方法输出有功功率



d) 本文所提方法输出有功功率

图 19 4 种策略下 VSG 的输出有功功率曲线

Fig. 19 Output active power curves of VSG under 4 strategies

从图 19 中可得出, 传统的预同步时间为 0.350 s, 文献 [12, 16] 所提方法的预同步时间分别为 0.210 s 和 0.121 s, 而本文所提方法的预同步时间为 0.081 s。可知本文所提方法的预同步时间比传统的预同步时间快了约 76.9%, 比文献 [12, 16] 所提方法的预同步时间分别快了约 61.4%, 33.1%。

图 20 为电网电压和 VSG 输出电压矢量末端之间的距离  $\Delta x$  波形图。在 1 s 预同步开始时  $\Delta x=16.0$  V, 进行预同步后, 在 1.081 s 时  $\Delta x=5.5$  V, 满足式 (15), 开始并网。结果表明, 使用新的并网判断条件, 能准确判断并网时间。相比于用相位差判断并网时间, 此方法更加简洁、精准。

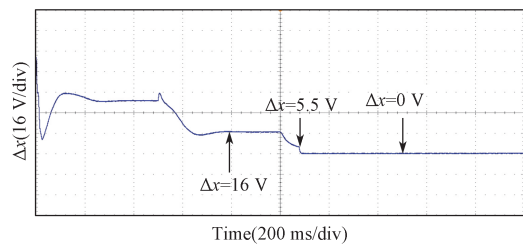


图 20 电压矢量末端距离变化曲线

Fig. 20 Voltage vector end distance variation curve

## 7 结论

针对孤岛模式下二次调频控制中频率的偏移误差和振荡较大的问题, 提出了一种积分系数自适应的二次调频控制策略。为实现孤岛模式向并网模式的平滑切换, 提出了一种新型无锁相环预同步控制策略。通过仿真与实验分析, 得出以下结论:

1) 相比于传统的、文献 [10] 和 [11] 所提方法, 本文所提积分系数自适应的二次调频控制策略能同时减小频率偏移误差和振荡, 提高系统的稳定性和可靠性, 实现微电网频率的无差控制。

2) 提出的新型无锁相环预同步控制策略使用  $\Delta x$  代替相位差进行补偿, 无需 PLL 和 RMS 环节, 仅需要 1 个 PI 调节器即可。相比于传统的、文献 [12] 和 [16] 所提方法, 其预同步速度分别提高了约 76.9%, 61.4%, 33.1%, 实现了离 / 并网的平滑切换。

3) 提供了一种新的并网判断条件, 相比于直接使用相位差判断, 此方法更加简洁。

#### 参考文献:

- [1] LACIS A A, SCHMIDT G A, RIND D, et al. Atmospheric CO<sub>2</sub>: Principal Control Knob Governing Earth's Temperature[J]. *Science*, 2010, 330: 356-359.
- [2] MUHTADI A, PANDIT D, NGUYEN N, et al. Distributed Energy Resources Based Microgrid: Review of Architecture, Control, and Reliability[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2021, 57(3): 2223-2235.
- [3] 朱作滨, 张常友, 曾小斌. 基于自适应旋转惯量 VSG 控制策略光储微网系统[J]. *电力系统及其自动化学报*, 2021, 33(3): 67-72.  
ZHU Zuobin, ZHANG Changyou, ZENG Xiaobin. Photovoltaic Energy Storage Microgrid System Based on Adaptive Rotating Inertia VSG Control Strategy[J]. *Proceedings of the CSU-EPSA*, 2021, 33(3): 67-72.
- [4] ZHU Zuobin, HUANG Shaoping. Microgrid Stability Control Based on Adaptive Rotating Inertia VSG[J]. *Journal of Electrical Engineering*, 2020, 15(1): 41-47.
- [5] 周建萍, 胡成奕, 茅大钧, 等. 基于虚拟电机的 V2G 新型充放电控制策略[J]. *电机与控制应用*, 2020, 47(2): 97-103, 109.  
ZHOU Jianping, HU Chengyi, MAO Dajun, et al. Novel Charging and Discharging Control Strategy of V2G Based on Virtual Machine[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2020, 47(2): 97-103, 109.
- [6] 杨旭红, 王阆姝. 一种改进的 LCL 并网逆变器控制方法的研究[J]. *电机与控制应用*, 2017, 44(9): 67-70.  
YANG Xuhong, WANG Tianshu. Research on Improved Control Method of LCL Grid Connected Inverter[J]. *Electric Machines & Control Application*, 2017, 44(9): 67-70.
- [7] LU L Y, CHU C C. Consensus-Based Secondary Frequency and Voltage Droop Control of Virtual Synchronous Generators for Isolated AC Micro-Grids[J]. *IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems*, 2015, 5(3): 443-455.
- [8] 李斌, 周林, 余希瑞, 等. 基于改进虚拟同步发电机算法的微网逆变器二次调频方案[J]. *电网技术*, 2017, 41(8): 2680-2687.  
LI Bin, ZHOU Lin, YU Xirui, et al. Secondary Frequency Regulation for Microgrid Inverters Based on Improving Virtual Synchronous Generator[J]. *Power System Technology*, 2017, 41(8): 2680-2687.
- [9] 涂春鸣, 杨义, 兰征, 等. 含多虚拟同步发电机的微电网二次调频策略[J]. *电工技术学报*, 2018, 33(10): 2186-2195.  
TU Chunming, YANG Yi, LAN Zheng, et al. Secondary Frequency Regulation Strategy in Microgrid Based on VSG[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2018, 33(10): 2186-2195.
- [10] WANG J F, RAMLI N, AZIZ N H A. Pre Synchronization Control Strategy of Virtual Synchronous Generator (VSG) in Micro-Grid[J]. *IEEE Access*, 2023, 11: 139004-139016.
- [11] 李帅虎, 向丽珍, 向振宇, 等. 用于改善 VSG 频率响应的模型预测控制方法[J]. *高电压技术*, 2021, 47(8): 2856-2864.  
LI Shuaihu, XIANG Lizhen, XIANG Zhenyu, et al. MPC Control Method for Improving VSG Frequency Response[J]. *High Voltage Engineering*, 2021, 47(8): 2856-2864.
- [12] TANG M A, LIU X L. A Control Strategy for a Grid-Connected Virtual Synchronous Generator with Virtual Impedance[J]. *Energy Reports*, 2023, 9: 132-142.
- [13] LI H, MENG K, PENG Y F, et al. Control Strategy for Seamless Switching of Virtual Synchronous Generators Based on Secondary Frequency and Voltage Regulation[J]. *Alexandria Engineering Journal*, 2022, 61(12): 10477-10484.
- [14] 周天波. 基于 VSG 的微网逆变器并网运行控制策略研究[D]. 长沙: 湖南大学, 2022.  
ZHOU Tianbo. Research on Control Strategy of Parallel and Off-Grid Operation of Microgrid Inverter Based on VSG[D]. Changsha: Hunan University, 2022.
- [15] 魏亚龙, 张辉, 孙凯, 等. 基于虚拟功率的虚拟同步发电机预同步方法[J]. *电力系统自动化*, 2016, 40(12): 124-129, 178.  
WEI Yalong, ZHANG Hui, SUN Kai, et al. Pre-Synchronization Method of Virtual Synchronous Generator Using Virtual Power[J]. *Automation of Electric Power Systems*, 2016, 40(12): 124-129, 178.
- [16] TANG W Q, LIU J. A Pre-Synchronization Method for Grid-Connection Based on Virtual Synchronous Generator[C]//2019 6th International Conference on Systems and Informatics (ICSAI). Shanghai: IEEE, 2019: 239-243.

(责任编辑: 廖友媛)