逆变器VSG小信号建模与参数设计

喻宙[1]，苏白娜[2]，徐世周[3]
（1. 郑州电力高等专科学校 电力工程系，河南 郑州 450000；
2. 国网开封供电公司，河南 开封 475000；3. 河南师范大学
电子与电气工程学院，河南 新乡 453007）

摘要：虚拟同步发电机（VSG）技术能为并网逆变器提供类似于同步发电机的惯性特征，是分布式发电和微电网领域的核心技术之一。针对VSG控制器的建模和参数选取问题，对VSG功率回路进行了小信号建模，分析得知功率回路带宽需远小于线频的2倍，以避免VSG输出电压严重失真。在此基础上推导了VSG的线频平均小信号模型，可用于参数设计。同时，在线频平均小信号模型基础上给出了有功和无功功率控制解耦的条件。最后，利用10 kV·A并网逆变器原理样机进行了试验研究，研究结果验证了理论分析和参数设计方法的有效性。

关键词：并网逆变器；虚拟同步发电机；小信号模型；耦合效应；参数设计
中图分类号：TM76 **文献标识码**：A **DOI**：10.19457/j.1001-2095.dqcd19887

Small Signal Modeling and Parameter Design for VSG of the Inverter

YU Zhou[1], SU Baina[2], XU Shizhou[3]
（1. *Department of Electric Power Engineering, Zhengzhou Electric Power College, Zhengzhou* 450000, *Henan, China*; 2. *State Grid Kaifeng Power Supply Company, Kaifeng* 475000, *Henan, China*; 3. *College of Electronic and Electrical Engineering, Henan Normal University, Xinxiang* 453007, *Henan, China*）

Abstract: Virtual synchronous generator (VSG) technology provides inertial characteristics similar to synchronous generators for grid-connected inverters, and it is one of the key technologies in the field of distributed generation and microgrids. Aiming at the modeling and parameter selection problem of the VSG controller, the small signal modeling of the VSG power loop was carried out. The power loop bandwidth was analyzed to be much less than twice the line frequency to avoid severe distortion of the VSG output voltage. Based on this, the line-frequency average small-signal model of VSG was derived and could be used for parameter design. At the same time, based on the line-frequency-averaged small-signal model, the conditions for the decoupling of active power and reactive power controller was given. At last, the experimental research on the 10 kV·A grid-connected inverter prototype was carried out. The results verify the validity of the theoretical analysis and parameter design method.

Key words: grid-connected inverter; virtual synchronous generator (VSG); small-signal model; coupling effect; parameters design

目前，随着可再生能源飞速发展，作为可再生能源接口的分布式发电系统（distributed generation，DG）和微电网也得到广泛研究[1]。DG中并网逆变器担负着向电网馈送高质量电能和对电网支持等任务[2]。当DG功率占比增大之后，对电网稳定性有重要影响[3]。按照模拟传统同步发电机的思路，虚拟同步发电机（virtual synchronous generator，VSG）技术被提出，以控制并网逆变器来模拟必要的同步发电机行为，包括下垂机制和惯性特征。从而实现DG对电网的有效支撑。

目前已有较多文献开展了对VSG的研究[4]。

基金项目：河南省高等学校重点科研项目基金资助项目（17B470003）
作者简介：喻宙（1985—），男，硕士，讲师，Email：3520924014@qq.com

文献[5]指出VSG可认为是一种下垂控制和虚拟惯性的结合，其中虚拟惯性可由功率环中的一阶低通滤波器引入。由于VSG基于软件实现，故其参数不受物理设计约束，配置灵活性好。文献[6]分析了当负载或电网电压不平衡时，VSG的输出将出现2倍于线路频率f_{line}的脉动，这对重要负载是不利的。故VSG的功率闭环带宽应远小于$2f_{line}$以衰减输出脉动。同时，其他一些传统的控制要求，例如系统稳定性和鲁棒性，以及动态性能，也应考虑在VSG参数设计中。对于VSG的参数设计问题已有一些文献展开了讨论[7-8]，如文献[8]采用根轨迹法设计了VSG参数，但是没有考虑$2f_{line}$脉动问题。由于VSG技术和下垂控制的关联，下垂控制参数设计方法也为VSG参数设计提供了一些指导，如文献[9]推导了功率闭环的特征方程用于系统分析和参数设计，但由于有功和无功功率闭环依然存在耦合，故参数设计仍较为困难，需反复进行试验调整。

在上述文献研究基础上，本文对有功功率闭环和无功功率闭环的固有耦合效应进行了分析，并提出了一种简易参数设计流程，综合考虑了前述控制要求。最后通过试验验证了新方法的效果。

1　VSG的基本原理

图1为VSG控制框图。图1中，三相电压源型逆变器经由LC滤波器连接到公共耦合点（point of common coupling，PCC），其中L_1为滤波电感，C_f为滤波电容，Z_g为PCC处的并网阻抗。

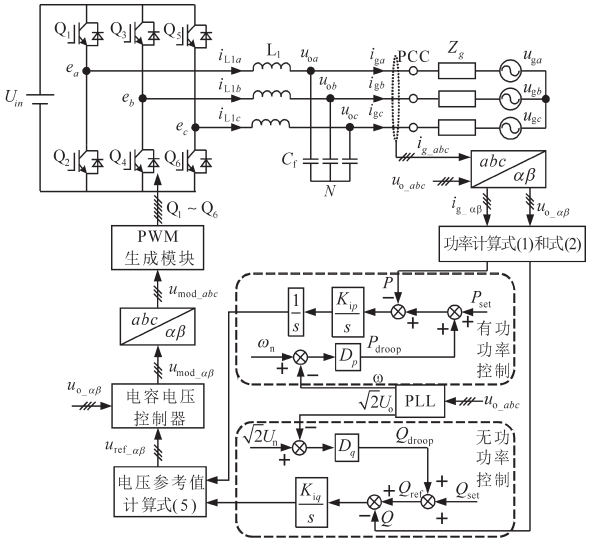


图1　VSG控制框图

Fig.1　Block diagram of the VSG controller

VSG输出有功和无功功率在α-β坐标系的表达式为

$$\begin{cases} P = u_{o\alpha} i_{g\alpha} + u_{o\beta} i_{g\beta} \\ Q = u_{o\beta} i_{g\alpha} - u_{o\alpha} i_{g\beta} \end{cases} \tag{1}$$

式中：$u_{o\alpha}$，$u_{o\beta}$为α，β轴电容电压；$i_{g\alpha}$，$i_{g\beta}$为α，β轴注入电网的电流；P，Q分别为VSG输出有功和无功功率。

P，Q反馈入有功和无功功率控制器以计算出参考电压相角θ_{ref}和幅值$\sqrt{2}U_{ref}$。

有功功率参考值P_{ref}由设定值P_{set}和下垂值P_{droop}组成。其中，P_{droop}由电容电压角频率ω和标称角频率ω_n并结合下垂系数D_p计算得到，即$P_{ref}=P_{set}+D_p(\omega_n-\omega)$，其中$\omega$由锁相环计算得到。由于$\omega\approx\omega_g$，$\omega_g$为电网角频率，VSG中引入了$P$—$\omega$下垂机制，同时积分项$K_{ip}/s$引入了虚拟惯性。无功功率控制器的工作原理类似于有功功率控制器，即$Q_{ref}=Q_{set}+2D_q(U_n-U_o)$，引入了$Q$—$U$下垂机制，由于$U_o\approx U_g$，$U_g$为电网电压有效值，虚拟惯性由积分项$K_{iq}/s$实现。

因此，VSG模拟了实际同步发电机特征，包括下垂机制和惯性，这有利于提高电网稳定性。由图1可得：

$$\omega_{ref} = K_{ip}\int[P_{set} + D_p(\omega_n - \omega) - P]\mathrm{d}t \tag{2}$$

$$\sqrt{2}U_{ref} = K_{iq}\int[Q_{set} + \sqrt{2}D_q(U_n - U_o) - Q]\mathrm{d}t \tag{3}$$

式中：ω_{ref}的积分为θ_{ref}，故α-β坐标系下的电压参考u_{ref_α}和u_{ref_β}可计算为

$$\begin{cases} u_{ref_\alpha} = \sqrt{2}U_{ref}\cos\theta_{ref} \\ u_{ref_\beta} = \sqrt{2}U_{ref}\sin\theta_{ref} \end{cases} \tag{4}$$

引入α-β坐标系下的电容电压控制器，可使电容电压精确地跟踪电压参考值。电容电压控制器的输出给PWM生成模块得到开关器件Q_1～Q_6的驱动脉动。通过适当地设计电容电压控制闭环，电容电压可以准确地跟踪电压参考，故有：

$$\begin{cases} \omega \approx \omega_{ref} \\ \theta \approx \theta_{ref} \\ U_o \approx U_{ref} \end{cases} \tag{5}$$

2　VSG线频平均小信号模型

2.1　有功功率和无功功率平均值计算

当逆变器带不平衡负载或并网电压不平衡时，VSG瞬时输出功率将出现频率为$2f_{line}$的波动，并反映在电压参考的频率和幅值上，使得

VSG的电容电压波形失真。

为了避免这个问题,有功和无功功率闭环必须设计成在$2f_{\text{line}}$处具有足够低的闭环增益,以对功率波动进行抑制。故在设计VSG低带宽功率闭环时,无需对系统的高频行为进行建模,故建模时对瞬时功率值采用其低频平均值代替,即

$$\begin{cases} P \approx \overline{P}_{T_{\text{line}}/2} = \dfrac{2\int_{T_{\text{line}}/2} P\mathrm{d}t}{T_{\text{line}}} \\ Q \approx \overline{Q}_{T_{\text{line}}/2} = \dfrac{2\int_{T_{\text{line}}/2} Q\mathrm{d}t}{T_{\text{line}}} \end{cases} \tag{6}$$

式中:$\overline{P}_{T_{\text{line}}/2}$和$\overline{Q}_{T_{\text{line}}/2}$为有功和无功功率在半个周期$T_{\text{line}}/2$内的平均值,平均值计算消除了$2f_{\text{line}}$处的波动。

当三相电网电压平衡时,电网电压$\boldsymbol{U}_{\text{g}} = U_{\text{g}}\angle 0^{\circ}$,而电容电压为$\boldsymbol{U}_{\text{o}} = U_{\text{o}}\angle\delta$,$\delta$的计算式为

$$\delta = \int(\omega - \omega_{\text{g}})\mathrm{d}t \tag{7}$$

式中:δ为功角。

PCC处的并网阻抗可表示为

$$Z_{\text{g}}=r+\mathrm{j}X_{\text{s}}$$

式中:r为电阻分量;X_{s}为感性分量。

进一步,注入电网的电流可写成:

$$\boldsymbol{I}_{\text{g}} = (\boldsymbol{U}_{\text{o}} - \boldsymbol{U}_{\text{g}})/r + \mathrm{j}X_{\text{s}} \tag{8}$$

因此,VSG的输出复功率可表示为

$$\begin{aligned} S &= 3\boldsymbol{U}_{\text{o}} \cdot \bar{\boldsymbol{I}}_{\text{g}} = 3\boldsymbol{U}_{\text{o}} \cdot \frac{\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{o}} - \bar{\boldsymbol{U}}_{\text{g}}}{r - \mathrm{j}X_{\text{s}}} \\ &= 3 \cdot \frac{\boldsymbol{U}_{\text{o}}^2 - \boldsymbol{U}_{\text{o}}\boldsymbol{U}_{\text{g}}(\cos\delta + \mathrm{j}\sin\delta)}{r - \mathrm{j}X_{\text{s}}} \end{aligned} \tag{9}$$

式中:矢量$\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{o}}$,$\bar{\boldsymbol{U}}_{\text{g}}$和$\bar{\boldsymbol{I}}_{\text{g}}$分别为$\boldsymbol{U}_{\text{o}}$,$\boldsymbol{U}_{\text{g}}$和$\boldsymbol{I}_{\text{g}}$的共轭矢量。考虑到并网阻抗$Z_{\text{g}}$主要为感性,故$X_{\text{s}}$>>$r$是成立的,式(9)可简化为如下形式:

$$S \approx 3U_{\text{o}}U_{\text{g}}\sin\delta/X_{\text{s}} + \mathrm{j}3(U_{\text{o}} - U_{\text{g}}\cos\delta)U_{\text{o}}/X_{\text{s}} = P + \mathrm{j}Q \tag{10}$$

其中

$$P = 3U_{\text{o}}U_{\text{g}}\sin\delta/X_{\text{s}} \quad Q = 3(U_{\text{o}} - U_{\text{g}}\cos\delta)U_{\text{o}}/X_{\text{s}}$$

如果考虑Z_{g}呈阻感性,则简化不成立,将增加小信号模型推导的复杂度,但不影响基于小信号模型的参数设计。

2.2 线频平均小信号模型推导

根据前述式(2)、式(3)、式(5)、式(7)和式(10)可推导出VSG在稳态工作点的小信号模型。假设状态变量x等于稳态值X_{n}叠加小扰动$\hat{x}$,从而有:

$$\begin{cases} \omega = \omega_{\text{n}} + \hat{\omega} \\ \omega_{\text{ref}} = \omega_{\text{n}} + \hat{\omega}_{\text{ref}} \\ \omega_{\text{g}} = \omega_{\text{gn}} + \hat{\omega}_{\text{g}} \\ \delta = \delta_{\text{n}} + \hat{\delta} \\ U_{\text{o}} = U_{\text{on}} + \hat{U}_{\text{o}} \\ U_{\text{ref}} = U_{\text{on}} + \hat{U}_{\text{ref}} \\ U_{\text{g}} = U_{\text{gn}} + \hat{U}_{\text{g}} \\ P = P_{\text{n}} + \hat{P} \\ Q = Q_{\text{n}} + \hat{Q} \\ P_{\text{set}} = P_{\text{set_n}} + \hat{P}_{\text{set}} \\ Q_{\text{set}} = Q_{\text{set_n}} + \hat{Q}_{\text{set}} \end{cases} \tag{11}$$

将式(5)、式(11)代入式(2)、式(3),消除直流项,并应用Laplace变换可得:

$$\begin{cases} \hat{\omega}_{\text{ref}}(s) = K_{ip}\dfrac{\hat{P}_{\text{set}}(s) - \hat{P}(s)}{s + D_p K_{ip}} \\ \hat{U}_{\text{ref}}(s) = \dfrac{K_{iq}}{\sqrt{2}}\dfrac{\hat{Q}_{\text{set}}(s) - \hat{Q}(s)}{s + D_q K_{iq}} \end{cases} \tag{12}$$

从式(12)可推导出图1中有功和无功功率控制器的小信号模型,如图2所示。从图2中可以看出,有功和无功功率控制器可等效为比例环节加一阶低通滤波环节,比例环节和一阶低通滤波环节分别对应图1中下垂系数和积分项,对应反映了下垂机制和虚拟惯性。

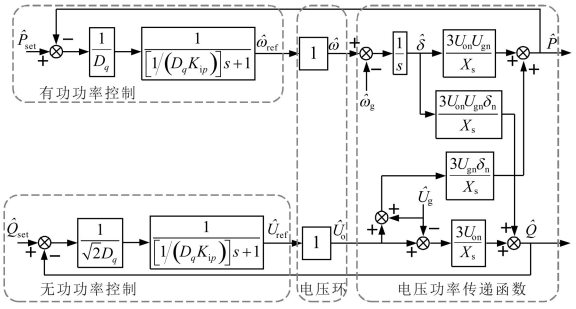


图2 VSG线频平均小信号模型

Fig.2 Line frequency averaged small signal model of the VSG

将式(11)代入式(6),消除直流项,应用Laplace变换可得:

$$\begin{cases} \hat{\omega}(s) = \hat{\omega}_{\text{ref}}(s) \\ \hat{U}_{\text{o}}(s) = \hat{U}_{\text{ref}}(s) \end{cases} \tag{13}$$

根据式(13),图1中的电容电压控制闭环(包括电压参考值计算、电容电压控制器)、PWM生成模块和LC滤波器可被认为是功率环中的前向通路跟随器,如图2所示。此外,将式(11)代入式(7)和式(10),然后应用近似$\sin\delta_{\text{n}}\approx\delta_{\text{n}}$,$\cos\delta_{\text{n}}\approx 1$,

$\sin\hat{\delta}\approx\hat{\delta}$，$\cos\hat{\delta}\approx1$，同时消除直流项，忽略二阶以上高阶交流分量，并应用Laplace变换后可得：

$$\begin{cases}\hat{\delta}(s)=\dfrac{\hat{\omega}(s)-\hat{\omega}_{\mathrm{g}}(s)}{s}\\ \hat{P}(s)=\dfrac{3U_{\mathrm{on}}U_{\mathrm{gn}}}{X_{\mathrm{s}}}\hat{\delta}(s)+\dfrac{3U_{\mathrm{gn}}\delta_{\mathrm{n}}}{X_{\mathrm{s}}}\left[\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)+\hat{U}_{\mathrm{g}}(s)\right]\\ \hat{Q}(s)=\dfrac{3U_{\mathrm{on}}}{X_{\mathrm{s}}}\left[\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)-\hat{U}_{\mathrm{g}}(s)\right]+\dfrac{3U_{\mathrm{on}}U_{\mathrm{gn}}\delta_{\mathrm{n}}}{X_{\mathrm{s}}}\hat{\delta}(s)\end{cases}\tag{14}$$

至此，VSG的线频平均小信号模型推导完成。从图2中的VSG小信号模型框图可看出，有功功率回路和无功功率回路存在固有的耦合，即$\hat{P}(s)$，$\hat{Q}(s)$均与$\hat{\delta}(s)$和$\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)$相关，而$\hat{\delta}(s)$和$\hat{U}_{\mathrm{o}}(s)$分别是由有功和无功功率回路产生的，这给系统分析和参数设计带来了困难，需进行解耦设计。

3　有功功率和无功功率闭环解耦

根据图2，如果忽略耦合项，则可得到有功功率回路和无功功率回路的开环增益：

$$\begin{cases}T_p(s)=\dfrac{3U_{\mathrm{on}}U_{\mathrm{gn}}}{X_{\mathrm{s}}}\dfrac{K_{ip}}{s+D_pK_{ip}}\dfrac{1}{s}\\ T_q(s)=\dfrac{3U_{\mathrm{on}}}{\sqrt{2}X_{\mathrm{s}}}\dfrac{K_{iq}}{s+D_qK_{iq}}\end{cases}\tag{15}$$

式中：$T_p(s)$，$T_q(s)$分别为有功、无功功率回路的开环增益。

如图2所示，当推导有功功率回路的闭环增益时，$\hat{Q}_{\mathrm{set}}$，$\hat{\omega}_{\mathrm{g}}$和$\hat{U}_{\mathrm{g}}$可视为扰动，可设置为零。故考虑耦合效应时，有功功率回路的闭环增益为

$$T_{pc}(s)\approx T_p(s)\{1-T_q(s)\delta_{\mathrm{n}}^2/[1+T_q(s)]\}\tag{16}$$

其中，$T_q(s)/[1+T_q(s)]$为无功功率闭环传递函数，其幅值在整个频率范围内小于$1/\sin(PM)$[11]，PM为$T_q(s)$的相角裕度。为了确保系统的稳定性和鲁棒性，通常需$PM>30^\circ$，故有：

$$\left|\frac{T_q(s)}{1+T_q(s)}\right|\leqslant\frac{1}{\sin(PM)}\leqslant\frac{1}{\sin30^\circ}=2\tag{17}$$

根据式(10)，有：

$$P_{\mathrm{n}}=\frac{3U_{\mathrm{on}}U_{\mathrm{gn}}}{X_{\mathrm{s}}}\sin\delta_{\mathrm{n}}\approx\frac{3U_{\mathrm{on}}U_{\mathrm{gn}}}{X_{\mathrm{s}}}\delta_{\mathrm{n}}\tag{18}$$

式(18)可写为

$$\delta_{\mathrm{n}}=\frac{P_{\mathrm{n}}X_{\mathrm{s}}}{3U_{\mathrm{on}}U_{\mathrm{gn}}}=\frac{(P_{\mathrm{n}}/3)/U_{\mathrm{on}}}{U_{\mathrm{gn}}/X_{\mathrm{s}}}=\frac{I_{\mathrm{n}}}{I_{\mathrm{SC}}}\tag{19}$$

其中　　$I_{\mathrm{n}}=(P_{\mathrm{n}}/3)/U_{\mathrm{on}}$　$I_{\mathrm{SC}}=U_{\mathrm{gn}}/X_{\mathrm{s}}$

式中：I_{n}为标称电流；I_{SC}为PCC处短路电流。

通常，$I_{\mathrm{SC}}/I_{\mathrm{n}}$定义为短路比，要求不低于10[10]，代入式(19)，有：

$$\delta_{\mathrm{n}}\leqslant0.1\,\mathrm{rad}\tag{20}$$

根据式(17)和式(20)，可得到：

$$\left|\frac{T_q(s)}{1+T_q(s)}\delta_{\mathrm{n}}^2\right|\leqslant0.02<<1\tag{21}$$

式(21)表明耦合项的幅值远小于1，并且是可以忽略的。故式(16)可简化为

$$T_{pc}(s)\approx T_p(s)\tag{22}$$

类似有功功率回路，考虑耦合效应时的无功功率回路闭环增益为

$$T_{qc}(s)\approx T_q(s)\left[1-\frac{T_p(s)}{1+T_p(s)}\delta_{\mathrm{n}}^2\right]\tag{23}$$

类似地，$T_p(s)/[1+T_p(s)]$为有功功率闭环传递函数，其幅值在整个频率范围内小于$1/\sin(PM)$[11]，PM为$T_p(s)$的相角裕度，同样对于PM>30°有$|T_p(s)/[1+T_p(s)]|<2$，考虑前述式(20)后可得：

$$\left|\frac{T_p(s)}{1+T_p(s)}\delta_n^2\right|\leqslant0.02<<1\tag{24}$$

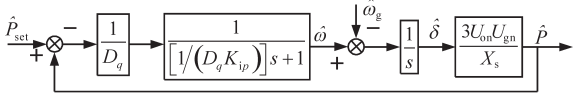
因此，式(23)可近似为

$$T_{qc}(s)\approx T_q(s)\tag{25}$$

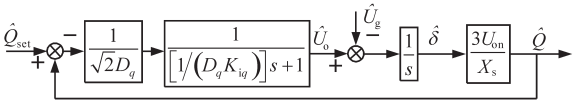
综上，如果满足$T_p(s)$和$T_q(s)$的$PM>30^\circ$且短路比$I_{\mathrm{SC}}/I_{\mathrm{n}}\geqslant10$，则可忽略耦合效应。忽略耦合效应后，有功和无功功率回路的控制参数可独立设计，大大简化了设计过程。通常，可以通过调整有功和无功功率回路的控制参数来满足前一个条件，这将在下一节中讨论。对于后一个条件，VSG是始终满足的。

4　VSG控制器参数设计

基于前述分析，图2中VSG线频平均小信号模型可简化为图3。



(a) 有功功率闭环控制器



(b) 无功功率闭环控制器

图3　忽略耦合项时的VSG线频平均小信号模型

Fig.3　Line frequency averaged small signal model of the VSG without the coupling terms

4.1　有功功率闭环控制器参数设计

在有功功率闭环控制器中，需确定积分系数K_{ip}和下垂系数D_p。通常，D_p由相关电网标准决定，而K_{ip}则由控制性能决定。控制器中一阶低通滤波器环节的转折频率f_{pL}可表示为

$$f_{pL}=D_pK_{ip}/(2\pi) \tag{26}$$

式(26)意味着较小K_{ip}可得到较低的f_{pL}，从而对$2f_{line}$脉动具有更好衰减。但当f_{pL}减小时，由一阶低通滤波器引入的相位滞后增加，导致有功功率闭环控制器PM减小，系统稳定性降低。因此，需折衷选取K_{ip}。在截止频率f_{pc}处的有功功率闭环增益幅值为1，故根据式(15)，有：

$$|T_p(\mathrm{j}2\pi f_{pc})|=\frac{3U_{on}U_{gn}K_{ip}}{X_sD_p}\frac{1}{\left|\mathrm{j}2\pi f_{pc}+D_pK_{ip}\right|}\frac{1}{\left|\mathrm{j}2\pi f_{pc}\right|}=1 \tag{27}$$

由式(27)，可计算出K_{ip}为

$$K_{ip}=\frac{2\pi f_{pc}}{D_p\sqrt{\left(\frac{3U_{on}U_{gn}}{2\pi f_{pc}X_sD_p}\right)^2-1}} \tag{28}$$

根据式(15)，$2f_{line}$处的有功功率闭环增益幅值为

$$|T_p(\mathrm{j}4\pi f_{line})|=\frac{3U_{on}U_{gn}K_{ip}}{X_s}\frac{1}{\left|\mathrm{j}4\pi f_{line}+D_pK_{ip}\right|}\frac{1}{\left|\mathrm{j}4\pi f_{line}\right|} \tag{29}$$

由于f_{pL}远低于$2f_{line}$以确保脉动衰减，故有近似：

$$\frac{1}{\left|\frac{\mathrm{j}4\pi f_{line}}{D_pK_{ip}}+1\right|}\approx\frac{1}{\left|\frac{\mathrm{j}4\pi f_{line}}{D_pK_{ip}}\right|} \tag{30}$$

将式(30)代入式(29)，可得：

$$|T_p(\mathrm{j}4\pi f_{line})|=\frac{3U_{on}U_{gn}K_{ip}}{16\pi^2f_{line}^2X_s} \tag{31}$$

为了确保$2f_{line}$处的脉动衰减，有功功率控制器必须在$2f_{line}$处具有足够小的闭环增益。定义a_p为$2f_{line}$处有功功率闭环增益的幅值要求，即$|T_p(\mathrm{j}4\pi f_{line})|\leqslant a_p$，进而有：

$$K_{ip}\leqslant\frac{16\pi^2f_{line}^2X_sa_p}{3U_{on}U_{gn}}=K_{ipmax} \tag{32}$$

为满足所需的相位裕度PM_{req}，需满足：

$$PM=180^\circ+\angle T_p(\mathrm{j}2\pi f_{pc})\geqslant PM_{req} \tag{33}$$

将式(15)代入到式(33)，可得：

$$90^\circ-\arctan[2\pi f_{pc}/(D_pK_{ip})]\geqslant PM_{req} \tag{34}$$

由式(34)可计算出K_{ip}如下：

$$K_{ip}\geqslant 2\pi f_{pc}\tan PM_{req}/D_p=K_{ipmin} \tag{35}$$

根据上述推导，可得有功功率闭环控制器的参数设计过程如下：

1)确定有功功率闭环增益。通常，PM需要在30°～70°范围内，以实现良好的动态响应和鲁棒性，同时设置$a_p\leqslant 0.1$以确保$2f_{line}$处的脉动衰减。

2)根据给定的限制，以及式(28)、式(32)和式(35)，可绘出K_{ip}作为f_{pc}的函数曲线如图4所示，其中最大截止频率f_{pcmax}由式(28)和式(33)确定，而最小截止频率f_{pcmin}则是由式(28)和式(35)确定的。图4中粗实线是符合要求的曲线段。

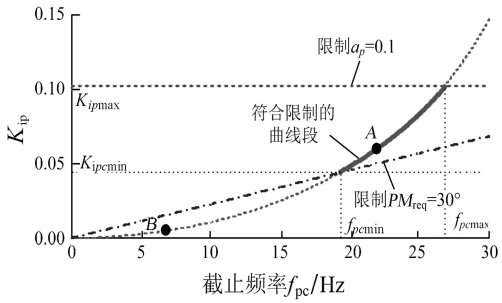


图4　给定限制下的K_{ip}和f_{pc}函数曲线

Fig.4　K_{ip} and f_{pc} function curves for a given limit

3)在步骤2)的基础上选择合适的f_{pc}。为了提高系统的动态性能，尽量在满足要求的前提下选择较大的f_{pc}。确定f_{pc}后，K_{ip}也随之由式(28)计算确定。

4.2　无功功率闭环控制器参数设计

在无功功率闭环控制器中，需要确定积分系数K_{iq}和下垂系数D_q。通常，D_q由相关电网标准决定，而K_{iq}则由控制性能决定。无功功率闭环控制器中一阶低通滤波器环节的转折频率f_{qL}可表示为

$$f_{qL}=D_qK_{iq}/2\pi \tag{36}$$

与有功功率闭环控制器分析类似，随着K_{iq}的减小，f_{qL}减小，对$2f_{line}$脉动有更好地衰减，以及更低的PM和更慢的动态响应。故需折衷选择K_{iq}。如图3b所示，无功功率闭环控制器中只有一阶低通滤波器，滤波器引入的最大相位滞后为−90°，这意味着最小PM为90°，即始终满足PM限制，只需考虑$2f_{line}$处脉动衰减要求以及动态性能即可。由式(15)可知，$2f_{line}$处的无功功率闭环增益幅值表达式为

$$|T_q(\mathrm{j}2\pi f_{line})|=\frac{3U_{on}K_{iq}}{\sqrt{2}\,X_s}\frac{1}{|\mathrm{j}4\pi f_{line}+D_qK_{iq}|} \tag{37}$$

由于f_{qL}远低于$2f_{line}$以确保脉动衰减，故有近似：

$$\frac{1}{\left|\frac{\mathrm{j}4\pi f_{\mathrm{line}}}{D_q K_{iq}}+1\right|}\approx\frac{1}{\left|\frac{\mathrm{j}4\pi f_{\mathrm{line}}}{D_q K_{iq}}\right|} \tag{38}$$

因此，式(37)可简化为

$$|T_q(\mathrm{j}2\pi f_{\mathrm{line}})|\approx\frac{3U_{\mathrm{on}}K_{iq}}{4\sqrt{2}\,\pi X_{\mathrm{s}} f_{\mathrm{line}}} \tag{39}$$

类似地，定义a_q为$2f_{\mathrm{line}}$处无功功率闭环增益的幅值要求，即$|T_q(\mathrm{j}4\pi f_{\mathrm{line}})|\leqslant a_q$，因此有：

$$K_{iq}\leqslant\frac{4\sqrt{2}\,\pi f_{\mathrm{line}}X_{\mathrm{s}}a_q}{3U_{\mathrm{on}}}=K_{iq\max} \tag{40}$$

式(40)给出了K_{iq}的上限，K_{iq}无下限限制，因为*PM*总是符合要求的。然而，当K_{iq}减小时$f_{q\mathrm{L}}$减小，这会影响系统的动态性能，因此K_{iq}不应该太小。在实际中，通常选择K_{iq}略小于$K_{iq\max}$，以确保较好的衰减、鲁棒性和动态性能。无功功率闭环控制器参数设计步骤与有功功率控制器类似，此处不再赘述。

4.3 设计实例

为了进一步说明VSG参数设计方法，以原理样机为实例进行了参数设计。原理样机参数为：输入电压U_{in}=800 V，电网电压U_{g}(有效值)=220 V，额定容量S=10 kV·A，线路频率f_{line}=50 Hz，开关频率f_{s}=10 kHz，滤波电感L_{l}=3.2 mH，滤波电容C=10 μF，并网电感L_{g}=1.2 mH。

1)D_p和D_q的确定。根据相关电网标准[10]，要求100%有功功率变化对应2%电网频率变化，而100%无功功率变化对应于10%电网标称电压变化。因此，下垂系数可计算如下：

$$D_p=\Delta P_{\max}/\Delta\omega_{\max}=1\,592\ \mathrm{W\cdot s/rad} \tag{41}$$

$$D_q=\Delta Q_{\max}/\Delta U_{\max}=321\ \mathrm{A} \tag{42}$$

2)K_{ip}的确定。对于有功功率闭环增益，要求PM_{req}=30°且a_p=0.1。根据原理样机参数，以及式(28)、式(32)和式(35)，可绘出图4的函数曲线。K_{ip}的最小值受*PM*约束，而最大值受衰减要求约束。由图4可知，选择对应*A*点的f_{pc}=22 Hz和K_{ip}=0.06。

3)K_{iq}的确定：如前所述，由于*PM*要求总是可以满足，故仅需考虑衰减约束即可。通过设置a_q=0.1并根据式(40)可计算K_{iq}的最大值，最终得到$K_{iq\max}$=0.051，因此选择K_{iq}=0.045。

5 试验验证

为了验证逆变器VSG参数设计效果，搭建了10 kV·A三相逆变器原理样机进行测试，原理样机主要参数见4.3节。逆变器由6个IGBT模块(CM100DY-24NF)构成，驱动器选型为M57962L；电压量由LV25-P传感器测量，电流则采用LA55-P传感器测量；电量由AD采样芯片MAX-IM-1324ECM采样；VSG算法基于DSP芯片实现，有功和无功功率在DSP中计算后通过DA转换芯片输出；采用可编程交流电源模拟电网，可任意设置电压频率和幅值，以测试VSG的动态性能。

图5所示为VSG稳态输出波形，包含3种工况，分别为感性、容性和纯阻性。试验结果显示，VSG系统在稳态下稳定运行。

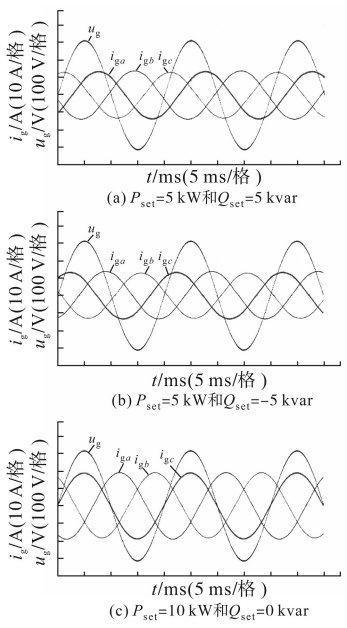


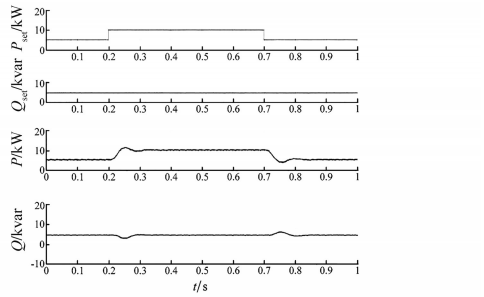
图5　VSG稳态试验结果

Fig.5　Steady-state experimental results of the VSG

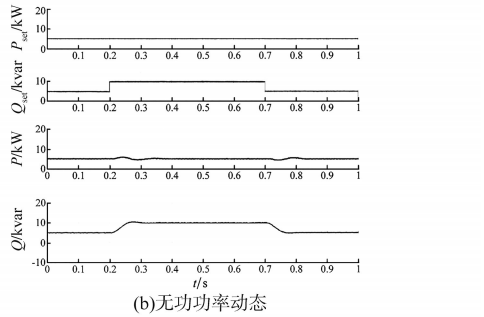
图6为VSG有功、无功功率动态试验效果图。图6a、图6b分别为P_{set}在5 kW，10 kW之间阶跃变化，以及Q_{set}在5 kvar，10 kvar之间阶跃变化时的动态试验结果。可以看出，输出有功和无功功率能准确地跟踪设定值并具有较小的超调量，同时有功功率动态响应更快，这是因为有功功率控制器的截止频率22 Hz高于无功功率控制器的截止频率8.6 Hz。但有功功率振荡时间比无功功率长，因为其*PM*=34.6°，小于无功功率控制器的*PM*=105°。

图5、图6的试验结果表明，VSG控制器设计具有较优良的稳态和动态性能，这验证了前述提出的控制器参数设计方法的效果。

图7为设置不同控制参数K_{ip}，电网频率阶跃下降1%时，有功功率稳定时间和超调量的变化



(a)有功功率动态



(b)无功功率动态

图6　VSG有功和无功功率动态试验结果

Fig.6　Active and reactive power dynamic test results of the VSG

趋势图。图7中,当K_{ip}从0.06降到0.02时,稳定时间从0.08 s增加到0.42 s,而超调量从24%增加到96%。这验证了前述分析,当K_{ip}减小时,有功功率控制器的截止频率和PM降低,从而降低了系统动态性能。

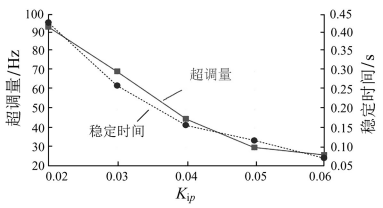
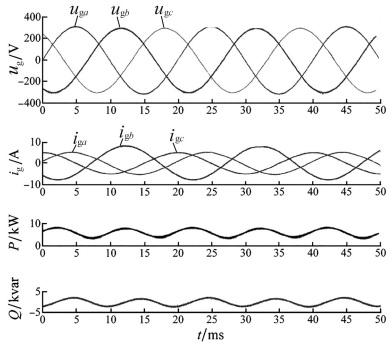


图7　电网频率下降时有功功率稳定时间和超调量随K_{ip}变化趋势

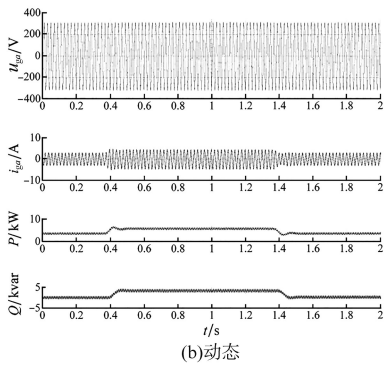
Fig.7　Trend graph of active power settling time and overshoot with changed K_{ip} when the grid frequency drops

图8为电网电压不平衡条件下时VSG的稳态和动态波形,其中分别设置电网电压正序和负序分量标么值为0.97和0.03。稳态时P_{set}=3 kW,Q_{set}=0,动态时P_{set}在3 kW和6 kW及Q_{set}在0和3 kvar间阶跃。如图8所示,VSG能在电网电压不平衡条件下稳定工作并具有较好动态性能。由于电网电压不平衡,VSG输出有功和无功功率出现频率为$2f_{line}$的脉动,但得到了较好抑制。

图9为VSG在孤岛模式时的试验结果,其中负载为不平衡阻感负载,A相为18+j3 Ω,B相和C相为0。对于不平衡阻感负载,VSG的输出有功和无功功率在$2f_{line}$处出现脉动。如前所述,若无适当衰减,脉动将通过控制器反映到VSG输出电压频率和幅值上,导致输出电能质量下降。图9a所示为采用前述设计控制器参数时的试验波形,即f_{pc}=22 Hz和f_{qc}=8.6 Hz,有功和无功功率控制器在$2f_{line}$处的闭环增益分别为0.058和0.089。



(a)稳态



(b)动态

图8　VSG在电网电压不平衡时的试验结果

Fig.8　Test results of VSG with grid voltage unbalanced

如图9a所示,逆变器输出电压频率纹波为0.15 Hz,输出电压幅值纹波为1.5 V,输出电压THD为1.1%。为了对比,图9b为f_{pc}=35 Hz和f_{qc}=20 Hz时的试验波形,对应有功和无功功率控制器在$2f_{line}$处的闭环增益为0.233和0.185。从图9中可看出,输出电压频率纹波增加到0.38 Hz,而输出电压幅值纹波增加到7.5 V,输出电压THD增加到2.2%。对比试验结果验证了控制器参数设计较优。

图10为VSG在孤岛模式下工作时的动态试验结果,设计参数f_{pc}=22 Hz和f_{qc}=8.6 Hz。其中,A相负载在0和18+j3 Ω之间阶跃,而B相和C相负载为0。从图10中可以清楚地看出,VSG对负载阶跃变化的响应很快,并且动态性能较好。同时,VSG输出电压频率和幅值随输出有功和无功

功率的增加而减小，反映了VSG的P—ω和Q—U下垂特性。

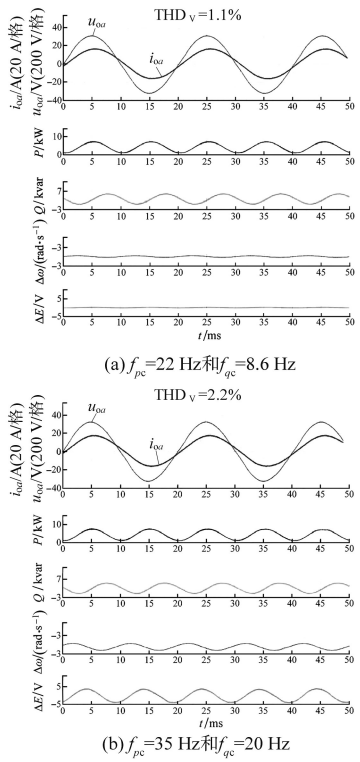


图9　VSG在孤岛模式下工作时的稳态试验结果

Fig.9　Steady-state test results of VSG operating in island mode

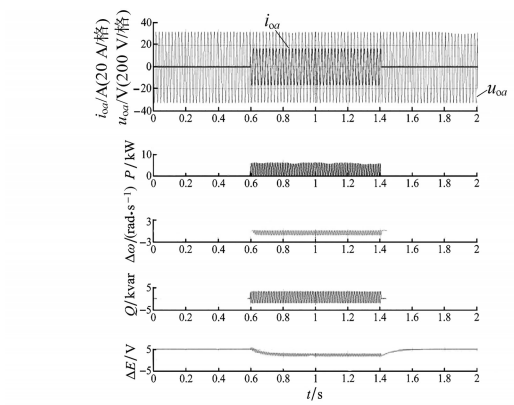


图10　VSG在孤岛模式下工作时的动态试验结果

Fig.10　Dynamic test results of VSG operating in island mode

6　结论

本文围绕并网逆变器采用VSG控制器时的建模和参数设计问题开展了相关研究。通过小信号模型推导和解耦分析，以原理样机为算例，进行了参数设计和试验验证。总结全文可得到主要结论如下：

1）VSG的有功和无功功率闭环控制带宽应远小于线路频率的2倍，用于对电网或负载不平衡工况下出现的2倍线频脉动进行抑制；

2）在推导得到的VSG线频平均小信号模型的基础上，分析了VSG有功功率和无功功率控制闭环耦合效应和解耦条件；

3）提出了一种简单的VSG参数设计方法，综合考虑了系统稳定裕度，2倍线频脉动衰减和动态性能要求，原理样机试验结果验证了参数设计的有效性；

4）进一步研究的方向是逆变器孤岛模式下VSG并联运行时的参数设计问题。

参考文献

[1] 李扬，韦钢，李功新，等. 含DG的主动配电网供电路径优化的研究[J]. 中国电机工程学报，2018，38(7)：1971-1979.

[2] 赫亚庆，王维庆，王海云，等. 基于混合控制的微网逆变器新型鲁棒下垂控制[J]. 电力电子技术，2018，52(9)：83-86.

[3] 王成山，武震，李鹏. 微电网关键技术研究[J]. 电工技术学报，2014，29(2)：1-12.

[4] 杨帆，张辉，王换民，等. 一种改进型的虚拟同步发电机控制策略[J]. 电气传动，2017，47(3)：55-59.

[5] D Arco S，Suul J A. Equivalence of Virtual Synchronous Machines and Frequency-droops for Converter-based Micro Grids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid，2014，5(1)：394-395.

[6] Li X，Zhang W，Li H，*et al.* Power Management Unit with Its Control for a Three-phase Fuel Cell Power System Without Large Electrolytic Capacitors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics，2011，26(12)：3766-3777.

[7] 李吉祥，赵晋斌，屈克庆，等. 考虑SOC特性的微电网VSG运行参数边界分析[J]. 电网技术，2018，42(5)：1451-1457.

[8] 胡文强，吴在军，孙充勃，等. 基于VSG的储能系统并网逆变器建模与参数整定方法[J]. 电力自动化设备，2018，38(8)：13-23.

[9] 高丙团，夏超鹏，张磊，等. 基于虚拟同步电机技术的VSC-HVDC整流侧建模及参数设计[J]. 中国电机工程学报，2017，37(2)：534-543.

[10] 国家电网公司企业标准. Q/GDW 480—2010 分布式电源接入电网技术规定[S]. 北京：国家电网公司，2010.

[11] 胡寿松. 自动控制原理[M]. 第3版. 北京：国防工业出版社，1994.

收稿日期：2019-01-21
修改稿日期：2019-03-20