第 52 卷 第 2 期：951-965 高电压技术 Vol.52, No.2: 951-965
2026 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2026
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20241848

采用电压-无功控制的光伏并网逆变器振荡机理分析及稳定域刻画

张 过[1]，唐雅洁[2]，闫姝璇[1]，时晓洁[1]，倪筹帷[2]，林 磊[1]
（1. 强电磁技术全国重点实验室(华中科技大学电气与电子工程学院)，武汉 430074;
2. 国网浙江省电力有限公司电力科学研究院，杭州 310014）

摘 要：利用电压-无功控制可有效缓解大规模光伏并网引发的电压越限问题，但设计不当将引发逆变器振荡失稳。现有电压-无功控制的稳定性研究未考虑电压-无功控制与传统跟网控制的交互作用，所构建的稳定边界适用性较差。为此，充分考虑电压-无功控制下光伏并网逆变器在弱网下的多尺度控制耦合特征，通过简化的系统 5 阶单输入单输出模型，依据奈奎斯特稳定判据，揭示弱网下电压-无功控制的失稳机理。研究表明：弱网下电压-无功响应越弱且越慢、控制时延越短、网络越强，电压-无功控制就越稳定。此外，当线路阻感较大时，直流电压控制带宽越低越利于系统稳定；当线路阻感较小时，直流电压控制带宽越高越利于系统稳定。在此基础上，推导了电压-无功控制的稳定边界，并通过半实物实验验证了上述分析及所提边界的准确性，解决了现有稳定判据适用性差的问题。

关键词：电压支撑；电压-无功控制；光伏逆变器；降阶模型；失稳机理；稳定边界

Analysis of Oscillation Mechanism and Stability Region Characterization in Grid-connected PV Inverter with Volt-var Control

ZHANG Guo[1], TANG Yajie[2], YAN Shuxuan[1], SHI Xiaojie[1], NI Chouwei[2], LIN Lei[1]
(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Technology(School of Electric and Electronic Engineering, Huazhong University of Science and Technology), Wuhan 430074, China;
2. State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd. Research Institute, Hangzhou 310014, China)

Abstract: The voltage-reactive power (volt-var) control can effectively mitigate the overvoltage issues caused by large-scale photovoltaic (PV) grid integration, but improper design may lead to inverter oscillation instability. Existing stability studies on volt-var control fail to consider the interaction between the volt-var control and the traditional grid-following control, resulting in inaccurate stability boundaries. To address this issue, this paper clarifies the coupling characteristics between volt-var control and other control loops in grid-connected PV inverters under weak grid conditions. A simplified 5th-order single-input single-output model is developed, and based on the Nyquist stability criterion, the instability mechanism of volt-var control under weak grid conditions is revealed. The research shows that, under weak grid conditions, the weaker and slower the voltage-reactive power response, the shorter the control delay is, and the stronger the network is, the more stable the PV grid-connected system will be. Additionally, when the line resistance-inductance ratio is large, a lower DC voltage control bandwidth is more conducive to system stability, whereas when the line resistance-inductance ratio is small, a higher DC voltage control bandwidth is more favorable for stability. Based on these findings, the stability boundary for volt-var control is derived. Moreover, the accuracy of the analysis and the proposed boundary is verified through simulations and hardware-in-the-loop (HIL) experiments across multiple scenarios.

Key words: voltage support; volt-var control; PV inverter; reduced-order model; instability mechanism; stability boundary

基金资助项目：国网浙江省电力有限公司科技项目(5211DS230003)。
Project supported by Science and Technology Project of State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd.(5211DS230003).

0 引言

落实“双碳”战略目标任务，构筑安全高效、清洁低碳的现代能源体系，逐步形成高比例分布式光伏接入的新型配电系统，对促进我国能源结构的绿色低碳转型至关重要。然而，随着分布式光伏大规模并网，整个配电网的系统潮流和电压分布将发生改变，由光伏出力波动性和随机性导致的电压越限、谐波污染、电压波动与闪变等电能质量问题，会造成配电网中用户的经济损失，同时严重危害了系统的稳定运行[1-2]。其中，电压越限是目前制约光伏消纳的最主要因素[3-4]。2022 年，山东省诸城市第 1 季度分布式光伏发电引起的电压越限问题涉及 280 个台区，其中过电压用户 3 327 户，约占总用户的 30%，造成配电网网络损耗增加、用户电能质量降低。根据山东省能源局最新评估，2024 年预计有 37 个县(市、区)面临分布式光伏并网引发的电压越限问题[5]。分布式光伏并网引发的电压越限问题可通过多抽头变压器、可调电容器等配电网常用调压设备得以缓解，但其安装与维护成本高[6-7]，应用受限。采用电压-无功控制的光伏逆变器，以跟网型逆变器为载体，通过监测节点电压偏差改变无功功率指令进行电压调节，无需改变现有控制框架，不受电网强度限制，易于大规模应用，是解决过电压问题的重要路径[8]。电压支撑技术已被国内外多家电网公司纳入并网标准，国家电网标准 GB/T33592—2017、北美标准 IEEE 1547-2018 和 UL 1741 等均明确规定光伏需充分利用并网逆变器的无功容量，提供无功支撑以主动参与电网电压调节，与电网强度无关。其中，IEEE 1547-2018 详细规定了电压-无功控制下垂系数以及电压-无功开环响应时间的取值范围。

然而，弱电网下，电压-无功控制与网络以及逆变器控制环节间的交互作用[9]显著增强，参数设计不当将会引发更为严重的功率振荡[10-11]，进而严重威胁并网逆变器的运行稳定性[12]，亟需探究电压-无功控制的振荡失稳机理。值得注意的是，极弱电网场景下，锁相环(phase-locked loop, PLL)等其他控制环节会导致所有基于跟网控制的光伏并网逆变器振荡失稳，但因该失稳场景的主导原因并非电压-无功控制，因此不在本文研究范围内。目前采用电压-无功控制的光伏逆变器的稳定性研究可总结为2类。第 1 类为静态稳定研究，例如文献[13-14]仅考虑电压-无功控制的下垂系数，以系统潮流收敛为约束条件，对系统多台逆变器的电压-无功下垂系数进行约束；文献[15]同样仅考虑电压-无功控制的下垂系数，以逆变器电压和电流不越限为条件，建立逆变器电压-无功下垂系数关于有功功率的约束曲线，刻画了电压-无功控制的静态安全域。然而，上述研究均未考虑电压-无功控制的动态特性，所建立的电压-无功控制安全域难以保证电压-无功控制的动态稳定。第 2 类为单时间尺度下的小扰动稳定性研究，例如文献[16]对采用电压-无功控制的逆变器进行了小信号建模，通过系统特征根计算构建了电压-无功控制的稳定边界，该研究表明电压-无功控制的开环响应特性以及网络强度对系统稳定性具有重要影响，但该研究未考虑电压-无功控制中电压信号的传输时延；文献[11]则利用 2 阶 Pade 变化近似传输时延，进一步表明电压信号的传输时延越大，电压-无功控制的稳定性将会越差；文献[17]详细地考虑了电压-无功控制的下垂系数、开环响应环节及信号传输时延，构建系统 2 阶模型，以系统电压存在稳定工作点为约束，提出了系统电压-无功控制稳定边界。这些研究工作均假设功率控制和电流控制可精确、瞬时地跟踪基准值，仅考虑电压-无功控制的动态特性，忽略逆变器跟网控制特性，因而推导的稳定边界仅适用于电压-无功控制开环响应较慢的情况，与全阶模型相比，误差较大。文献[18]指出随着电压-无功控制开环响应速度增加，电压-无功控制与逆变器跟网控制环节的交互作用将不可忽略，并对电压-无功控制稳定性造成影响，但针对多时间尺度下电压-无功控制的稳定性研究仍属空白。因此，亟需在充分考虑电压-无功控制特性及逆变器多时间尺度控制动态特性下，开展采用电压-无功控制逆变器的失稳机理研究，构建适用性更强的电压-无功控制稳定边界，为实际工程中电压-无功控制参数设计提供指导。

本文的工作主要有：根据采用电压-无功控制的光伏并网逆变器全阶小信号模型，通过特征根分析和参与因子分析，定位影响电压-无功控制稳定的关键因素，建立了保留全阶模型关键状态量的 5 阶简化模型，与 2 阶模型相比，误差大幅减小。在此基础上，推导了基于奈奎斯特稳定判据的光伏系统稳定条件，梳理了控制参数和电网强度对系统稳定性影响，定量刻画了计及关键因素的系统稳定边界，并通过半实物实验验证失稳机理分析及稳定边界的有效性。

1　光伏并网逆变器小信号建模

1.1　电压-无功控制

以符合 IEEE Std 1547-2018 标准的电压-无功曲线为例，如图 1 所示，当调节点电压发生波动时，光伏逆变器会根据电压偏差自动注入/吸收一定的无功功率。电压-无功控制示意图如图 2 所示。其中，K 为下垂系数；U_{ref} 为调控电压指令标幺值，本文中基准值取 310 V；Q 为实际无功功率标幺值，本文中基准值取 30 kvar。

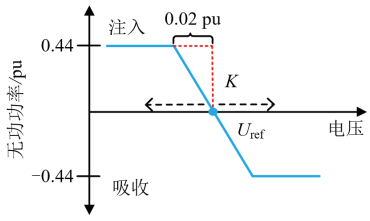


图 1　电压-无功控制实例

Fig.1　Volt-var control example

如图 2 所示，电压-无功控制通常调节公共耦合点(point of common coupling, PCC)而非连接点(point of connection, PoC)的电压。其测量和通信时延 T_{d} 常在数十毫秒范围内[19]，电压-无功控制时延环节 G_{d} 可近似为：

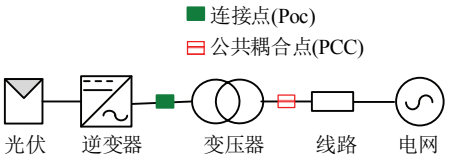


图 2　电压-无功控制示意图

Fig.2　Schematic diagram of volt-var control

$$G_{\mathrm{d}}=\mathrm{e}^{-T_{\mathrm{d}}s}\approx\frac{1-\frac{T_{\mathrm{d}}}{2}s}{1+\frac{T_{\mathrm{d}}}{2}s} \tag{1}$$

式中：s 为复频率变量。

此外，IEEE 1547-2018 定义电压-无功开环响应时间 T_{o} 为从 PCC 点电压 U_{pcc} 阶跃变化到系统出现超调前 Q_{ref} 变化为其终值的 90%的持续时间，并规定其需在 1~90 s 之间。开环响应环节 G_{olrt} 可建模为式(2)所示的 1 阶惯性环节，其中 T_{o}=2.3T_{r}[17]，T_{r} 为 1 阶滞后系统时间常数。

$$G_{\mathrm{olrt}}=\frac{1}{T_{\mathrm{r}}s+1} \tag{2}$$

1.2　光伏并网逆变器全阶小信号模型

光伏并网逆变器通常采用 2 级式结构，本文主要研究后级逆变侧电压-无功控制引起的稳定性问题，故忽略输入侧有功功率 P_{in} 波动，认为 P_{in} 恒定，控制框图见图 3。图 3 中，U_{dc} 为直流电压实际值；U_{dcref} 为直流电压指令值，逆变器采用 LCL 滤波，有功功率采用定直流电压控制，无功功率指令由电压-无功控制生成；L_{f1}、L_{f2} 为滤波器滤波电感；U_{tabc} 为滤波电容 C_{f} 处电压；I_{fabc} 为流经 L_{f1} 的三相电流；U_{PCC} 为电压-无功的调控电压；Z_{g1} 为变压器和输电线路阻抗，其基准值由逆变器额定功率及额定电压计算确定，本文中，基准阻抗取 4.81 Ω，Z_{g1} 标幺值通常在 0.05~0.07 pu 之间；Z_{g2} 为接入电网的线路阻抗；U_{s} 为网侧电压；θ_{pll} 为锁相环输出角度；U_{td}、U_{tq} 和 I_{fd}、I_{fq} 分别为 U_{tabc}、I_{fabc} 经 Park 变换后的 d、q 轴分量；Q_{ref} 为无功功率参考值；$I_{d\mathrm{ref}}$、$I_{q\mathrm{ref}}$ 分别为

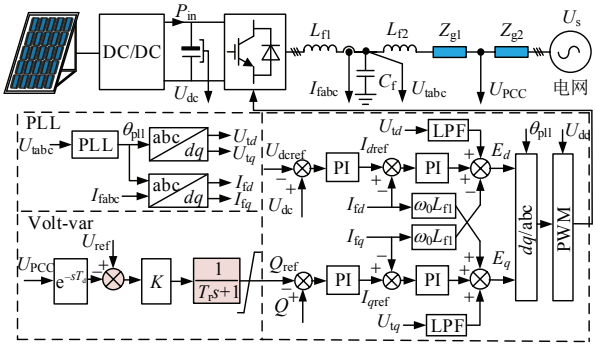


图 3　采用电压-无功控制的并网逆变器控制框图

Fig.3　Control block diagram of grid-connected inverter with volt-var control

电流控制指令参考值；E_d、E_q 分别为逆变器交流侧 d、q 轴控制指令；ω_0 为电网的基准角频率。

1.2.1　电压-无功控制

电压-无功控制如式(3)所示，即根据调控节点的电压ΔU_{pcc}，经过时延 T_{d}，作用于下垂系数 K 和时间常数 T_{r}，产生无功功率参考量ΔQ_{ref}。为便于分析，本文采用线性化的小扰动形式描述方程，其中Δ表示变量对应的微小扰动量。

$$\Delta Q_{\mathrm{ref}}=-K\frac{1-\frac{T_{\mathrm{d}}}{2}s}{1+\frac{T_{\mathrm{d}}}{2}s}\frac{1}{T_{\mathrm{r}}s+1}\Delta U_{\mathrm{pcc}} \tag{3}$$

根据线路阻抗关系将ΔU_{pcc} 替换为滤波电容 C_{f} 处电压ΔU_{t}，为便于分析，将 Z_{g1} 和 L_{f2} 合并记为 Z'_{g1}，并将ΔQ_{ref}和ΔU_{t}的关系记为 G_{vv}，则式(3)可改写为：

$$\Delta Q_{\text{ref}}=\frac{-K}{T_{\text{r}}s+1}\frac{1-\dfrac{T_{\text{d}}}{2}s}{1+\dfrac{T_{\text{d}}}{2}s}\frac{Z_{\text{g2}}}{Z'_{\text{g1}}+Z_{\text{g2}}}\Delta U_{\text{t}}=G_{\text{vv}}\Delta U_{\text{t}}=G_{\text{vv}}\Delta U_{\text{td}} \tag{4}$$

1.2.2 跟网控制

电压-无功控制是以跟网型逆变器为载体的调压手段，下面具体介绍跟网逆变器的控制策略。

1）电流环控制器

旋转坐标系下逆变器滤波电感的方程为：

$$\begin{cases}\Delta E_d-\Delta U_{td}=L_{\text{f1}}\dfrac{\text{d}\Delta I_{\text{f}d}}{\text{d}t}-\omega_0 L_{\text{f1}}\Delta I_{\text{f}q}\\ \Delta E_q-\Delta U_{tq}=L_{\text{f1}}\dfrac{\text{d}\Delta I_{\text{f}q}}{\text{d}t}+\omega_0 L_{\text{f1}}\Delta I_{\text{f}d}\end{cases} \tag{5}$$

电流控制在旋转坐标系下建立，考虑电压前馈和电流解耦，交流电流控制方程为：

$$\begin{cases}\Delta E_d=G_{\text{pic}}\left(\Delta I_{d\text{ref}}-\Delta I_{\text{f}d}\right)-\omega_0 L_{\text{f1}}\Delta I_{\text{f}q}+\dfrac{\Delta U_{td}}{T_{\text{f}}s+1}\\ \Delta E_q=G_{\text{pic}}\left(\Delta I_{q\text{ref}}-\Delta I_{\text{f}q}\right)+\omega_0 L_{\text{f1}}\Delta I_{\text{f}d}+\dfrac{\Delta U_{tq}}{T_{\text{f}}s+1}\end{cases} \tag{6}$$

式中：G_{pic}为电流的 PI 控制传递函数，$G_{\text{pic}}=k_{\text{pc}}+k_{\text{ic}}/s$，其中 k_{pc}、k_{ic}分别为电流 PI 控制的比例积分系数；$1/T_{\text{f}}$为低通滤波器的截止频率，通常取基波频率。

联立式(5)和式(6)可得：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_{\text{f}d}\\ \Delta I_{\text{f}q}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}G_{\text{i}}(s) & 0\\ 0 & G_{\text{i}}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{d\text{ref}}\\ \Delta I_{q\text{ref}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}G_{\text{ui}}(s) & 0\\ 0 & G_{\text{ui}}(s)\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{td}\\ \Delta U_{tq}\end{bmatrix} \tag{7}$$

式中：$G_{\text{i}}(s)$为不考虑电压前馈时电流控制的闭环传递函数；$G_{\text{ui}}(s)$为考虑电压前馈时，电压扰动传递到滤波电感电流的传递函数；$G_{\text{i}}(s)$和 $G_{\text{ui}}(s)$表达式见附录 A 第 1 章。

电压前馈不会影响闭环控制带宽，按照典型 2 阶系统设计电流控制器[20]，其带宽α_{i}和阻尼比ξ见式(8)，其中阻尼比ξ取 0.707。

$$\begin{cases}\alpha_{\text{i}}=\sqrt{\dfrac{k_{\text{ic}}}{L_{\text{f1}}}}\\ \xi=\dfrac{k_{\text{pc}}}{2\sqrt{L_{\text{f1}}k_{\text{ic}}}}\end{cases} \tag{8}$$

2）直流电压控制器(DC-voltage control, DVC)

定直流电压控制用于平衡直流系统有功功率和保持直流侧电压稳定，直流电压控制策略的数学表达式为：

$$\Delta U_{\text{dc}}=\frac{1}{sC_{\text{dc}}U_{\text{dc0}}}\left(\Delta P_{\text{in}}-\Delta P\right)=\frac{-1}{sC_{\text{dc}}U_{\text{dc0}}}\Delta P \tag{9}$$

$$\Delta P=U_{td0}\Delta I_{\text{f}d}+I_{\text{f}q0}\Delta U_{tq}+I_{\text{f}d0}\Delta U_{td} \tag{10}$$

$$\Delta I_{d\text{ref}}=G_{\text{pidc}}\left(\Delta U_{\text{dc}}-\Delta U_{\text{dcref}}\right) \tag{11}$$

式中：G_{pidc}为直流电压的 PI 控制传递函数，$G_{\text{pidc}}=k_{\text{pdc}}+k_{\text{idc}}/s$，其中 k_{pdc}、k_{idc}分别为其比例积分系数；ΔP为输出侧有功功率扰动值；C_{dc}为直流侧电容值；U_{dc0}、U_{td0}、$I_{\text{f}d0}$、$I_{\text{f}q0}$分别为对应变量稳态值。

联立式(7)、(9)、(11)，将$\Delta I_{d\text{ref}}$整理为关于ΔU_{td}和ΔU_{tq}的方程，即：

$$\Delta I_{d\text{ref}}=-\frac{\left(I_{\text{f}d0}+U_{td0}G_{\text{ui}}(s)\right)G_{\text{pidc}}(s)\Delta U_{td}}{G_{\text{pidc}}(s)U_{td0}G_{\text{i}}(s)+sC_{\text{dc}}U_{\text{dc0}}}-\frac{I_{\text{f}q0}G_{\text{pidc}}(s)\Delta U_{tq}}{G_{\text{pidc}}(s)U_{td0}G_{\text{i}}(s)+\text{s}C_{\text{dc}}U_{\text{dc0}}}=G_{ydd}(s)\Delta U_{td}+G_{yqd}(s)\Delta U_{tq} \tag{12}$$

式中：G_{ydd}与 G_{yqd}分别为变量ΔU_{td}与ΔU_{tq}系数。

直流电压控制带宽求取过程见附录A第2章式(A1)。

3）无功功率控制

无功功率控制(reactive power control, RPC)策略[21]的数学表达式为：

$$\Delta I_{q\text{ref}}=G_{\text{piq}}\left(\Delta Q-\Delta Q_{\text{ref}}\right) \tag{13}$$

$$\Delta Q=-U_{td0}\Delta I_{\text{f}q}-I_{\text{f}q0}\Delta U_{td}+I_{\text{f}d0}\Delta U_{tq} \tag{14}$$

式中：G_{piq}为无功功率的 PI 控制传递函数，$G_{\text{piq}}=k_{\text{pq}}+k_{\text{iq}}/s$，其中 k_{pq}、k_{iq}分别为其比例积分系数。

联立式(4)、(7)、(13)、(14)，将$\Delta I_{q\text{ref}}$整理为ΔU_{td}和ΔU_{tq}的方程，即：

$$\Delta I_{q\text{ref}}=\frac{G_{\text{piq}}(s)\left(I_{\text{f}q0}-G_{\text{ui}}(s)\right)}{1+G_{\text{piq}}(s)U_{td0}G_{\text{i}}(s)}\Delta U_{tq}-\frac{\left(I_{\text{f}q0}+G_{\text{vv}}(s)\right)G_{\text{piq}}(s)}{1+U_{td0}G_{\text{piq}}(s)G_{\text{i}}(s)}\Delta U_{td}=G_{ydq}(s)\Delta U_{td}+G_{yqq}(s)\Delta U_{tq} \tag{15}$$

式中：G_{ydq}与 G_{yqq}分别为变量ΔU_{td}与ΔU_{tq}系数。无功功率控制带宽求取过程见附录 A 第 3 章。

4）锁相环

作为光伏逆变器实现并网的关键，锁相环为光伏逆变器提供了相位参考[22]。锁相环线性化后模型如图 4 所示，其中 ω_{pll}为锁相环输出角频率。

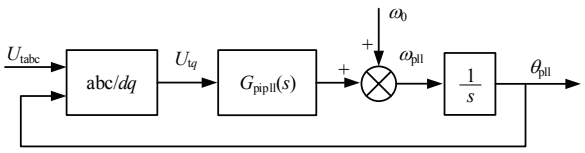


图 4 锁相环控制框图

Fig.4 Phase-locked loop control block diagram

锁相环模型可以描述为：

$$s\Delta\theta_{\mathrm{pll}}=G_{\mathrm{pipll}}(s)\Delta U_{tq} \tag{16}$$

式中：G_{pipll}为锁相环的PI控制传递函数，$G_{\mathrm{pipll}}(s)=k_{\mathrm{ppll}}+k_{\mathrm{ipll}}/s$，其中$k_{\mathrm{ppll}}$、$k_{\mathrm{ipll}}$分别为其比例积分系数。

逆变器的控制方程在锁相坐标系(下标为“dq”)下建模，建模过程见附录A第4章。

本文选取的dq坐标系在稳态下和xy坐标系重合，故锁相环输出角度稳态值θ_{pll0}为0，即$\theta_{\mathrm{pll0}}=0$。滤波电容C_{f}处电压在同步坐标系下的y轴分量稳态值U_{ty0}与锁相坐标系下的q轴分量稳态值U_{tq0}相等且均为0。

5）网络建模

交流线路主要包含逆变器的滤波电路以及线路阻抗，将阻抗Z_{g1}、Z_{g2}和滤波电感L_{f2}合并后建模，即$Z_{\mathrm{g1}}+Z_{\mathrm{g2}}+L_{\mathrm{f2}}s$记为$L_{\mathrm{g}}s+R_{\mathrm{g}}$。在同步坐标系下对交流线路应用基尔霍夫电压定律，可以得到网侧阻抗矩阵为：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}L_{\mathrm{g}}s+R_{\mathrm{g}} & -\omega_0 L_{\mathrm{g}}\\ \omega_0 L_{\mathrm{g}} & L_{\mathrm{g}}s+R_{\mathrm{g}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{sx}}\\ \Delta I_{\mathrm{sy}}\end{bmatrix}=\boldsymbol{Z}_{\mathrm{LR}}\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{sx}}\\ \Delta I_{\mathrm{sy}}\end{bmatrix} \tag{17}$$

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{fx}}-\Delta I_{\mathrm{sx}}\\ \Delta U_{\mathrm{fy}}-\Delta I_{\mathrm{sx}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}C_{\mathrm{f}}s & -\omega_0 C_{\mathrm{f}}\\ \omega_0 C_{\mathrm{f}} & C_{\mathrm{f}}s\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix}=\boldsymbol{Y}_{\mathrm{Cf}}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix} \tag{18}$$

式中：ΔI_{fx}、ΔI_{fy}分别为流经L_{f1}的d、q轴电流扰动值；ΔI_{sx}、ΔI_{sy}分别为流经L_{f2}的d、q轴电流扰动值；$\boldsymbol{Z}_{\mathrm{LR}}$、$\boldsymbol{Y}_{\mathrm{Cf}}$分别为$\Delta I_{\mathrm{sx}}$、$\Delta I_{\mathrm{sy}}$和$\Delta U_{\mathrm{tx}}$、$\Delta U_{\mathrm{ty}}$的系数矩阵。

进一步将交流线路的动态方程整理为：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix}=\left(\boldsymbol{Y}_{\mathrm{Cf}}+\boldsymbol{Z}_{\mathrm{LR}}^{-1}\right)\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fx}}\\ \Delta I_{\mathrm{fy}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}Z_{gdd} & Z_{gdq}\\ Z_{gqd} & Z_{gqq}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fx}}\\ \Delta I_{\mathrm{fy}}\end{bmatrix} \tag{19}$$

式中：Z_{gdd}、Z_{gqd}和Z_{gdq}、Z_{gqq}分别为ΔI_{fx}和ΔI_{fy}的系数。

根据前文建模过程，系统线性化模型见图5，其中，U_{sx}、U_{sy}为系统的扰动输入量；$G_{\mathrm{pll}}(s)$为锁相环闭环传递函数中ΔU_{ty}的系数，表达式见附录A式(A10)。

1.3　光伏并网逆变器降阶小信号模型

1.3.1　特征根分析及参与因子分析

为了分析弱网下电压-无功控制与逆变器跟网控制的交互作用，在本文研究中，将电压-无功控制的响应动态设为IEEE 1547-2018允许的最快动态，即开环响应时间取1 s。参考国电南瑞科技给出的弱电网下逆变器控制参数[23]：直流电压环和锁相环控制带宽的设定范围为10~50 Hz，电流环控制带宽的设定范围为100~200 Hz。依据上述控制器的响应时间划分控制动态，如附录B图B1所示，逆变器的控制动态呈现电压-无功开环响应时间尺度-直流电压控制尺度-交流电流控制尺度分布，存在多时间尺度控制耦合。全阶模型虽然可以准确反映系统的动态与静态特性，但是也存在明显的缺点[24]，即其难以揭示影响稳定性的关键因素，进而增加了系统稳定性分析与稳定边界刻画的难度。因此，有必要研究忽略次要时间尺度下的控制动态，保留关键时间尺度条件下的采用电压-无功控制的光伏并网逆变器控制动态。本文中，采用5阶模型对其进行后续分析。

考虑到电压-无功控制失稳主要在弱电网下发生，本研究主要针对弱电网下电压-无功控制引起的光伏并网逆变器失稳问题，选取弱网范围内振荡失稳风险最大的情况，即短路比(short circuit ratio, SCR)取2。对设定参数下的系统进行特征根分析，结果如图6所示，系统主导振荡模态$\lambda_{1,2}$随电压-无功下垂系数K的增大逐渐右移，系统失稳风险加剧。

图6中，X_{Tr}、X_{Td}、X_{rpc}、X_{dvc}分别为与开环响应时间T_{r}、时延T_{d}、无功控制环节参数、直流电压控制环节参数相关的状态变量。对主导振荡模态进行参与因子分析发现，参与度最高的是电压-无功控制、无功功率控制和直流电压控制，锁相环和线路动态的参与度较低(其参与因子<0.01)，而电流环尺度动态即电流环和滤波器的动态影响甚微，因此在图6中未有体现。在弱网下，改变T_0、SCR、DVC带宽，上述参与因子分析结果均一致。后文的研究中主要分析RPC带宽在5~50 Hz、DVC带宽在10~50 Hz范围内变化时，对系统稳定性的影响，对

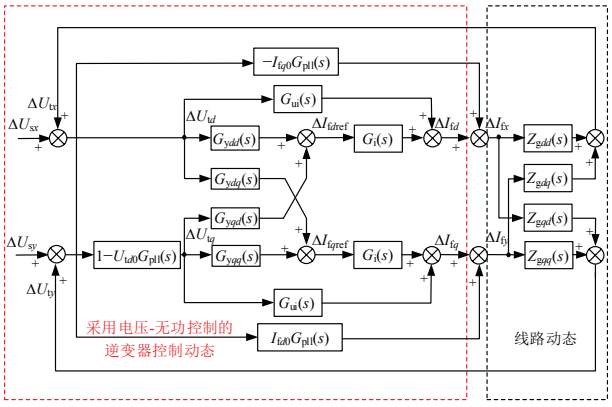
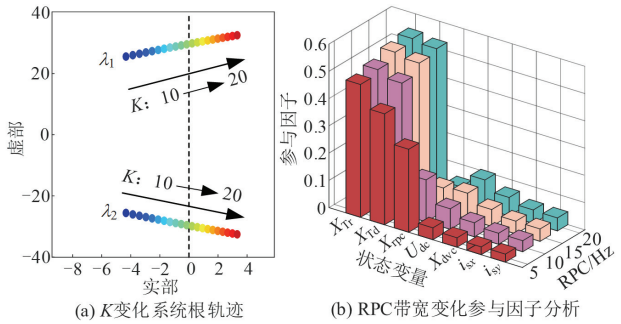


图5　系统线性化模型

Fig.5　Linearized model of the system



(a) K变化系统根轨迹 (b) RPC带宽变化参与因子分析

图 6 特征根分析及参与因子分析结果

Fig.6 Results of eigenvalue analysis and participation factor analysis

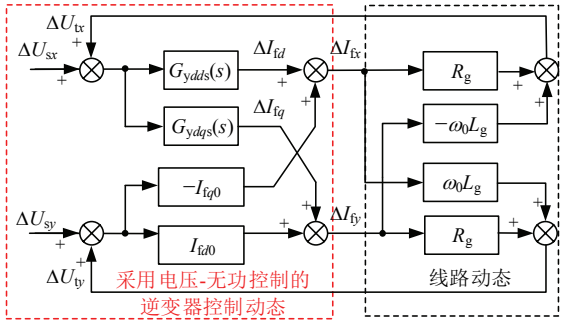


图 7 系统 5 阶模型

Fig.7 5th-order model of the system

于次要的控制环节，本文选取固定控制参数进行研究，其中电流环选取 200 Hz，PLL 带宽选取 20 Hz。

1.3.2 降阶小信号模型

降阶模型保留和忽略的具体控制环节如附录 B 表 B1 所示，降阶模型采用的降阶方式如附录 B 表 B2 所示，为揭示影响系统稳定性的关键因素，建立 5 阶模型，保留电压-无功控制、无功功率控制和定直流电压控制，忽略电流环尺度动态、电压前馈、锁相环和线路动态(即 G_{i}=1，G_{ui}=0，G_{pll}=1，$L_{\mathrm{g}}s$=0)，稳态时 U_{td0}、U_{dc0} 标幺值均为 1 pu，本文中基准值取 310 V。

当改变 T_0、SCR、DVC 带宽时，系统 5 阶模型不改变，仍可利用该模型进行稳定性分析，5 阶模型如图 7 所示。

由式(7)可得：

$$\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fd}}\\ \Delta I_{\mathrm{fq}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{d\mathrm{ref}}\\ \Delta I_{q\mathrm{ref}}\end{bmatrix} \tag{20}$$

由于滤波器电容值很小，ΔI_{fx} 和ΔI_{sx}、ΔI_{fy} 和ΔI_{sy} 可近似看作相等，则式(17)可简化为：

$$\begin{cases}\Delta U_{\mathrm{tx}}=R_{\mathrm{g}}\Delta I_{\mathrm{fx}}-\omega_0 L_{\mathrm{g}}\Delta I_{\mathrm{fy}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}=\omega_0 L_{\mathrm{g}}\Delta I_{\mathrm{fx}}+R_{\mathrm{g}}\Delta I_{\mathrm{fy}}\end{cases} \tag{21}$$

附录 A 式(A9)可简化为：

$$\begin{cases}\begin{bmatrix}\Delta U_{td}\\ \Delta U_{tq}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & 0\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix}\\ \begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fx}}\\ \Delta I_{\mathrm{fy}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}0 & -I_{fq0}\\ 0 & I_{fd0}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fd}}\\ \Delta I_{\mathrm{fq}}\end{bmatrix}\end{cases} \tag{22}$$

将式(22)及简化条件代入(12)、(15)可得：

$$\begin{cases}\Delta I_{d\mathrm{ref}}=-\dfrac{I_{fd0}G_{\mathrm{pidc}}(s)\Delta U_{td}}{G_{\mathrm{pidc}}(s)U_{td0}+sC_{\mathrm{dc}}}=G_{ydds}(s)\Delta U_{td}\\ \Delta I_{q\mathrm{ref}}=-\dfrac{\left(I_{fq0}+G_{\mathrm{vv}}(s)\right)G_{\mathrm{piq}}(s)}{1+G_{\mathrm{piq}}(s)U_{td0}}\Delta U_{td}=G_{ydqs}(s)\Delta U_{td}\end{cases} \tag{23}$$

式中：G_{ydds} 与 G_{ydqs} 为ΔU_{td} 系数，即：

$$\begin{cases}G_{ydds}(s)=-\dfrac{I_{fd0}G_{\mathrm{pidc}}(s)}{C_{\mathrm{dc}}s+U_{td0}G_{\mathrm{pidc}}(s)}\\ G_{ydqs}(s)=-(I_{fq0}+G_{\mathrm{vv}}(s))\dfrac{G_{\mathrm{piq}}(s)}{1+U_{td0}G_{\mathrm{piq}}(s)}\end{cases} \tag{24}$$

联立式(20)、(22)、(23)、(24)可得：

$$\begin{cases}\Delta I_{\mathrm{fd}}=G_{ydds}(s)\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta I_{\mathrm{fq}}=G_{ydqs}(s)\Delta U_{\mathrm{tx}}\end{cases} \tag{25}$$

如附录 B 图 B2 所示，5 阶和全阶模型的时域仿真波形基本相符。

2 电压-无功控制下光伏并网逆变器稳定性分析

2.1 基于奈奎斯特稳定判据的稳定条件

联立式(21)和式(22)，将式中的同步坐标系下的电流值代换为锁相环坐标系下的电流值，可以得到：

$$\begin{bmatrix}\Delta U_{\mathrm{tx}}\\ \Delta U_{\mathrm{ty}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{\mathrm{g}} & -\omega_0 L_{\mathrm{g}}\\ \omega_0 L_{\mathrm{g}} & R_{\mathrm{g}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fd}}\\ \Delta I_{\mathrm{fq}}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}-U_{q\mathrm{l0}}\\ U_{d\mathrm{l0}}\end{bmatrix}\Delta U_{ty} \tag{26}$$

式中：$U_{q\mathrm{l0}}$ 和 $U_{d\mathrm{l0}}$ 分别为稳态下网络的 q 轴和 d 轴线路压降，即：

$$\begin{bmatrix}-U_{q\mathrm{l0}}\\ U_{d\mathrm{l0}}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}R_{\mathrm{g}} & -\omega_0 L_{\mathrm{g}}\\ \omega_0 L_{\mathrm{g}} & R_{\mathrm{g}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}-I_{fq0}\\ I_{fd0}\end{bmatrix} \tag{27}$$

联立式(26)和式(27)，消去ΔU_{ty}，将式(26)进一步变形为：

$$\Delta U_{\mathrm{tx}}=\begin{bmatrix}\Delta I_{\mathrm{fd}} & \Delta I_{\mathrm{fq}}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}R_{\mathrm{g}}+\dfrac{-U_{q\mathrm{l0}}}{1-U_{d\mathrm{l0}}}\omega_0 L_{\mathrm{g}}\\ -\omega_0 L_{\mathrm{g}}+\dfrac{-U_{q\mathrm{l0}}}{1-U_{d\mathrm{l0}}}R_{\mathrm{g}}\end{bmatrix} \tag{28}$$

式中：ω_0 取 1。据式(28)对图 7 所示的 5 阶模型进行传递函数变形，将其整理为图 8 所示的以ΔU_{td} 为输入、ΔI_{fq} 为输出的单输入单输出(single-input single-output, SISO)模型，其前向通道为 G_{path1}+G_{path2}，

记作 G_{path}；反馈通道为系统线路参数 L_{g}−$R_{\text{g}}C_{\text{u}}$，记作 Z_{gs}，其中 C_{u} 为稳态工作点相关的负常数，即 $C_{\text{u}}=-U_{q\text{l}0}/(1-U_{d\text{l}0})$。

图 8 中 G_{path} 的表达式为：

$$G_{\text{path}}=G_{\text{path1}}+G_{\text{path2}}=\underbrace{-\left(G_{\text{vv}}+I_{fq0}\right)}_{G_{\text{vvc}}}\underbrace{\frac{G_{\text{piq}}}{1+G_{\text{piq}}U_{td0}}}_{G_{\text{rpc}}}-\underbrace{\frac{I_{fd0}G_{\text{pidc}}}{C_{\text{dc}}s+G_{\text{pidc}}U_{td0}}}_{G_{\text{dvc}}}\underbrace{\frac{R_{\text{g}}+L_{\text{g}}C_{\text{u}}}{-L_{\text{g}}+R_{\text{g}}C_{\text{u}}}}_{G_{\text{l}}} \tag{29}$$

式中：前向通道第 1 条支路 G_{path1} 为电压-无功控制 G_{vvc} 和无功功率控制的闭环传递函数 G_{rpc} 级联；第 2 条支路 G_{path2} 为直流电压控制的闭环传递函数 G_{dvc} 和线路级联；G_{path} 为 G_{path1} 和 G_{path2} 的合并前向通道；G_{l} 为线路参数。根据奈奎斯特定理，由于网络 Z_{gs} 本身是稳定的，因此当$|G_{\text{path}}(\text{j}\omega_{\text{L}})|=|1/Z_{\text{gs}}|$时，只有 $G_{\text{path}}(\text{j}\omega_{\text{L}})$和 $1/Z_{\text{gs}}$ 之间的相位小于 180°，系统才会稳定。

2.2　系统稳定性分析

本文重点关注弱网下电压-无功控制的失稳机理。图 8 中，G_{path1} 表征电压-无功控制和网络以及无功功率控制的交互作用；G_{path2} 表征电压-无功控制和直流电压控制的交互作用。

2.2.1　电压-无功控制与网络交互作用分析

保持线路阻感比 $R_{\text{g}}/X_{\text{g}}$=1/10，变电压-无功参数和 SCR 下 G_{path} 的 Bode 图如附录 B 图 B3 所示。随着网络强度变弱，G_{path} 幅频特性曲线微微上移，$1/Z_{\text{gs}}$ 的幅值变小，G_{path} 和反馈通道 $1/Z_{\text{gs}}$ 幅频特性曲线的交点后移，使得其幅穿频率增大，系统稳定裕度降低，如附录 B 图 B3(a)所示。增大电压-无功下垂系数 K 会使得 G_{path} 幅频特性曲线上移，幅值裕度减小；增大开环响应时间 T_0 会使得 G_{path} 幅频特性曲线下移，幅值裕度增大；增大延时 T_{d} 会使得 G_{path} 相频曲线下移，相角裕度减小，如附录 B 图 B3(b)—(d)所示。因此，电网越强，电压-无功响应越弱且越慢，信号传输时延越短，越有利于电压-无功控制稳定。

在保持系统稳定运行的前提下，增大 K 值，各节点电压与实际参考电压偏差减小，可以更有效地减少节点电压变化；为兼顾调压性能与经济性，K 的选值还需在上下限范围内考虑最小化线路损耗进行优化[25]。减小 T_{d}，稳定性提高，有助于加快节点电压的相应与控制速度，但作为测量和通信时延，T_{d} 无法完全消除。增大 T_0，稳定性提高，但电压调节的响应速度降低；T_0 取值下限需考虑系统稳定性，上限需考虑节点电压变化率、调压速度需求及电压-无功控制开环响应速度限制。

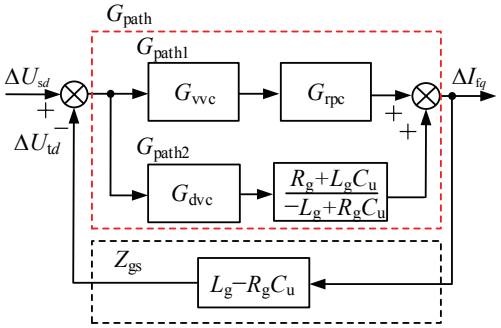


图 8　采用电压-无功控制的并网逆变器 5 阶模型的等效变换

Fig.8　Equivalent transformation of the 5th-order model for grid-connected inverter with volt-var control

2.2.2　电压-无功控制与无功控制交互作用分析

如图 8 所示，在 G_{path1} 中电压-无功控制与无功功率控制级联。本节通过分析无功功率环的带宽变化对 G_{path1} 的影响，来分析电压-无功控制与无功功率控制的交互作用。无功功率带宽变化时 G_{path} 的 Bode 图如附录 B 图 B4、B5 所示。当无功功率环的带宽低于 10 Hz 时，其带宽越低，振荡频率处 G_{path} 的幅频特性曲线就越低，等效为电压-无功控制的开环响应速度降低，从而有利于系统稳定。当无功功率带宽高于 40 Hz 时，振荡频率处 G_{path} 的幅频特性曲线基本不变，且随着无功功率环的带宽升高，相频特性曲线相位滞后越小，等效于降低了电压-无功的信号时延，同样有利于系统稳定。

因此，无功功率环带宽与系统稳定性呈非线性关系，当无功功率带宽取值在 1~60 Hz 范围内时，随着无功功率环带宽的增加，系统的小扰动稳定性先降低后升高。无功功率环带宽由逆变器开关频率决定，且在保持系统稳定运行的前提下，增大带宽，动态响应速度和控制精度提高，抗干扰能力增强，需依据工况选取最优带宽。电压-无功控制则需在选定无功功率控制带宽基础上进行设计，以满足开环响应时间和稳定性需求。

2.2.3　电压-无功控制与直流电压控制交互作用分析

如图 8 所示，G_{path2} 主要受直流电压控制参数和 G_{l} 影响。

当线路呈感性且 $R_{\text{g}}+L_{\text{g}}C_{\text{u}}<0$ 时，G_{l} 为正数，G_{path} 在直流电压控制带宽改变时的 Bode 图如附录 B 图 B6 所示。此时，G_{path2} 的相位特性主要取决于

直流电压控制传递函数 G_{dvc}，当直流电压带宽在10~50Hz之间时，G_{path2}在振荡频率段的相位滞后在135°~180°之间，假设G_{path1}的相位为180°时，G_{path2}和G_{path1}叠加后使得G_{path}幅值变大、相位滞后增加，则G_{path2}的引入不利于系统稳定。随着直流电压带宽的增大，G_{path2}在振荡频率段幅值衰减，相位滞后减小，对系统稳定性的影响将减小，故随着DVC带宽的增加，系统稳定性增强。

当线路呈阻性且满足$R_g+L_gC_u>0$时，G_I为负数，如附录B图B7所示，当直流电压带宽在10~50Hz之间时，G_{path2}在振荡频率段的相位滞后在−45°~0之间。假设G_{path1}的相位为180°时，G_{path2}和G_{path1}叠加后使得G_{path}幅值变小、相位滞后减小，则G_{path2}的引入利于系统稳定性提升。随着直流电压带宽的增大，G_{path2}在振荡频率段幅值衰减，相位滞后减小，对系统稳定性的影响将减小，故随着DVC带宽增加，系统稳定性降低。

3 电压-无功控制稳定运行安全域刻画

3.1 基于奈奎斯特稳定判据的稳定边界推导

1）将$s=j\omega$代入式(29)各个环节的传递函数中，将G_{path1}和G_{path2}记为：

$$\begin{cases} G_{path1}(j\omega)=G_{vvc}(j\omega)G_{rpc}(j\omega)=A_1(j\omega)+jB_1(j\omega) \\ G_{path2}(j\omega)=-I_{d0}G_IG_{dvc}(j\omega)=A_2(j\omega)+jB_2(j\omega) \end{cases} \tag{30}$$

将G_{path}表示为G_{path1}和G_{path2}叠加，有：

$$\begin{aligned} &G_{path}(j\omega)=G_{path1}(j\omega)+G_{path2}(j\omega)= \\ &A_1(j\omega)+A_2(j\omega)+j\left(B_1(j\omega)+B_2(j\omega)\right) \end{aligned} \tag{31}$$

2）通过求解式(32)，得到$\angle G_{path}(j\omega_g)=-180°$时的交点频率$\omega_g$，求解交点频率$\omega_g$处$G_{path}$的增益$|G_{path}(j\omega_g)|$。

$$\begin{cases} B_1(j\omega_g)+B_2(j\omega_g)=0 \\ |G_{path}(j\omega_g)|=A_1(j\omega_g)+A_2(j\omega_g) \end{cases} \tag{32}$$

3）根据奈奎斯特稳定判据，可知系统稳定条件为：

$$|G_{path}(j\omega_g)|<1/Z_{gs} \tag{33}$$

3.2 电压-无功控制稳定安全域刻画

现有文献在推导电压-无功控制稳定边界时，通常忽略逆变器的控制特性，仅考虑电压-无功控制特性，采用2阶光伏并网系统建模进行分析。而本文利用更高精确度的5阶模型对系统稳定边界进行推导，当SCR取2、R_g/L_g取1/5 s^{-1}、开环响应时间取1 s时，2阶模型、5阶模型和全阶模型的稳定边界理论计算值如图9(a)、(b)所示。其中，2阶模型稳定边界理论计算值在研究频段为一个常数，5阶模型稳定边界理论计算随控制参数的变化规律与前文分析一致。

2阶、5阶模型计算的稳定边界与全阶模型计算的稳定边界误差如图9(c)、(d)所示，2阶模型的最大计算误差为18.3%，仅在DVC和RPC带宽较高时适用。5阶模型计算的最大误差为0.82%，可准确反映电压-无功控制稳定性，解决了现有电压-无功控制稳定边界适用性差的问题。

稳定域刻画时，开环响应时间为1 s，直流电压环和锁相环控制带宽为10~50 Hz、电流环控制带宽为100~200 Hz，SCR=2，已考虑系统最恶劣运行条件，所得稳定域是可靠但保守的。其他参数条件下，系统的稳定运行域将涵盖该范围。

4 失稳机理分析及稳定边界验证

4.1 电压-无功控制失稳机理分析仿真验证

为了验证上述理论分析的正确性及所提电压-无功控制稳定边界的准确性，在Matlab/Simulink中搭建图1所示的三相并网逆变器仿真模型，主要系统参数见附录B表B3。

随着SCR的减小，系统无功功率的波形逐渐由振荡收敛变为临界振荡，且振荡频率逐渐增加，如附录B图B8(a)所示。随着电压-无功控制下垂系数K和时延T_d的增加，系统无功功率的波形逐渐由振

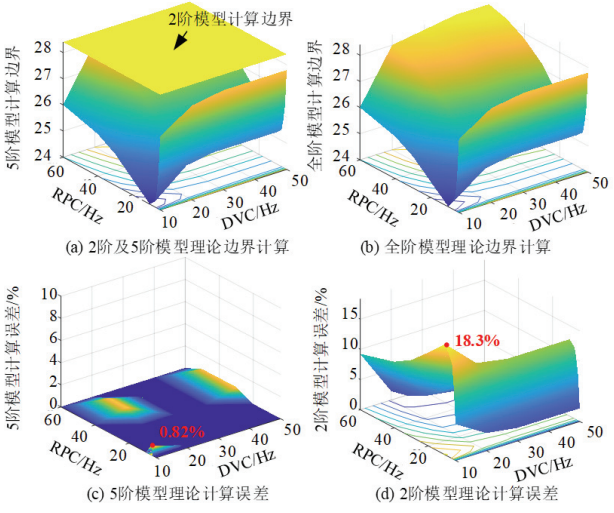


图9 稳定边界理论计算及误差分析

Fig.9 Stability boundary theoretical calculation and error analysis

荡收敛变为振荡发散，如附录 B 图 B8(b)、(c)所示。此外，随着开环响应时间 T_0 的增加，系统的波形逐渐由振荡发散变为振荡收敛(见附录 B 图 B8(d))，与理论分析(附录 B 图 B3)保持一致。

如附录 B 图 B9 所示，当无功功率控制带宽为 5 Hz 和 40 Hz 时，无功功率振荡收敛较快；而当无功功率带宽为 10 Hz 时，波形振荡收敛较慢，与附录 B 图 B4、B5 的分析一致。

如附录 B 图 B10(a)所示，当线路的阻感比较大、使得 $R_g+L_gC_u>0$ 时，若直流电压控制带宽大于 10 Hz，则随着直流电压带宽的增加，系统无功功率波形由收敛振荡逐渐变为等幅振荡，稳定性逐渐变弱。如附录 B 图 B10(b)所示，当线路的阻感比较小、使得 $R_g+L_gC_u<0$ 时，若直流电压控制带宽大于 10 Hz，则随着直流电压带宽的增加，无功功率波形振荡收敛变快，稳定性变强。该现象与附录 B 图 B6、B7 分析一致。

4.2　电压-无功控制稳定边界实验验证

为进一步验证上述分析及电压-无功控制稳定边界的有效性，本文搭建了基于 Typhoon HIL 604 的半实物实验平台，原理示意图如图 10 所示，该平台采用 TMS320F28379D DSP 作为核心控制器，实验参数见附录 B 表 B3。本节给出以下 2 个电压-无功控制参数设计不当的系统失稳案例。

案例 1：当 SCR 取 3 时，如附录 B 图 B11(a)所示，取 K=42、k_{iq}=500 时，实验中系统稳定；取 K=44 时，系统发生 6.2 Hz 的振荡失稳(理论计算 K 边界值为 46)。如附录 B 图 B11(b)所示，电压-无功斜率 K=42，当 k_{iq}=50 时，系统稳定；当 k_{iq} 提高至 300 时，系统振荡失稳(理论计算边界值为 44)；进一步提高 k_{iq} 至 800 时，系统振荡收敛。

案例 2：当 SCR 取 2 时，如附录 B 图 B12(a)所示，取 K=22、k_{iq}=500 时，实验中系统稳定；取 K=24 时，系统发生 6.8 Hz 的低频振荡(理论计算 K 边界值为 26)。如附录 B 图 B12(b)所示，当 K=22、k_{iq}=50 时，系统稳定；当 k_{iq} 提高至 300 时，系统振荡失稳(理论计算边界值为 24)；而当 k_{iq} 进一步提高至 800 后，系统振荡收敛。

2 个案例下实验中 K 的边界值、稳定边界式(33)计算的 K 临界值和边界误差见附录 B 表 B4。分析可知，计算误差随着电网强度提高及开环响应时间变大而逐渐减小，最大实验误差为 7.7%。在开环响应时间大于 1.4 s 后，计算误差全部低于 5%。考虑到实际情况中电压-无功控制的开环响应时间通常为数秒级，因此计算误差可满足设计需求。

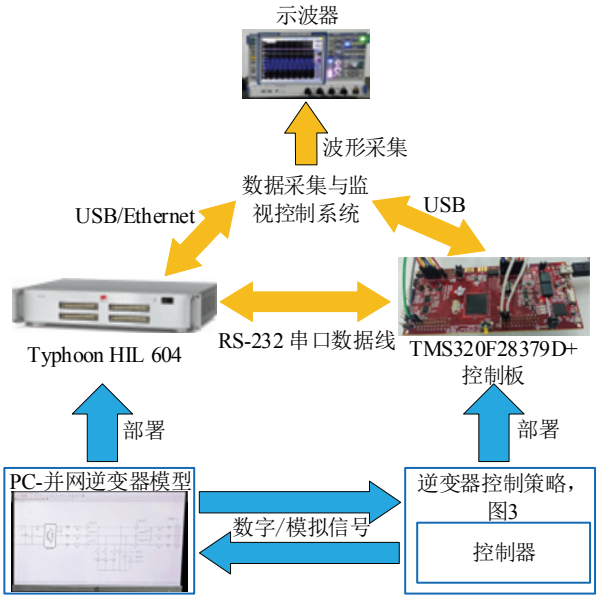


图 10　半实物实验原理示意图

Fig.10　Schematic diagram of hardware-in-the-loop (HIL) simulation principle

5　结论

1）电压-无功设计不当会导致弱网下出现一对电压-无功控制主导的振荡模态，该模态主要受电压-无功控制、无功功率控制和直流电压控制影响，电流环尺度的控制动态对其影响甚微。

2）在弱网条件下，电网越强，电压-无功响应越弱且越慢，信号传输时延越短，越有利于电压-无功控制稳定。无功功率的带宽与系统的稳定性呈现非线性关系，当无功功率控制带宽低于振荡频率时(RPC<5 Hz)，较慢的无功功率响应等效于降低电压-无功响应速度；当无功功率控制带宽快于振荡频率时(RPC>40 Hz)，较快的无功功率响应等效于降低无功功率的信号滞后，均利于稳定性的提升。当线路的阻感较大时($R_g/L_g>|C_u|$)，直流电压控制带宽越慢越利于电压-无功控制的稳定性；当线路的阻感较小时($R_g/L_g<|C_u|$)，直流电压控制带宽越快越利于电压-无功控制的稳定性。

3）基于所构建的低阶 SISO 模型和奈奎斯特定理，推导了计及电压-无功控制、无功功率控制和直流电压控制的稳定边界，并利用时域仿真和半实物测试进行了全面验证。由测试结果可知，在开环响应时间大于 1.4 s 后，所提稳定边界的计算误差低于 5%。

附录见本刊网络版(http://hve.epri.sgcc.com.cn)。

参考文献 References

[1] 于雨彤，王 灿，李 勇，等. 高比例光伏接入的配电网多层级反向重过载风险评估[J]. 高电压技术，2024，50(10)：4540-4549.
YU Yutong, WANG Can, LI Yong, et al. Multi-level reverse heavy overload risk assessment for distribution system with high percentage of photovoltaic access[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(10): 4540-4549.

[2] 董旭柱，华祝虎，尚 磊，等. 新型配电系统形态特征与技术展望[J]. 高电压技术，2021，47(9)：3021-3035.
DONG Xuzhu, HUA Zhuhu, SHANG Lei, et al. Morphological characteristics and technology prospect of new distribution system[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(9): 3021-3035.

[3] 王 颖，文福拴，赵 波，等. 高密度分布式光伏接入下电压越限问题的分析与对策[J]. 中国电机工程学报，2016，36(5)：1200-1206.
WANG Ying, WEN Fushuan, ZHAO Bo, et al. Analysis and countermeasures of voltage violation problems caused by high-density distributed photovoltaics[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(5): 1200-1206.

[4] 葛津铭，刘英儒，庞 丹，等. 含高渗透率光伏配电网的集群划分电压控制策略[J]. 高电压技术，2024，50(1)：74-82.
GE Jinming, LIU Yingru, PANG Dan, et al. Cluster division voltage control strategy of photovoltaic distribution network with high permeability[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 74-82.

[5] 山东省能源局. 关于发布分布式光伏接入电网承载力评估结果的公告[EB/OL]. 2023(2023-12-18). https://www.shobserver.com/sgh/detail?id=1212331.
Shandong Provincial Energy Bureau. Announcement on the release of the assessment results of grid capacity for distributed photovoltaic integration[EB/OL]. 2023(2023-12-18). https://www.shobserver.com/sgh/detail?id=1212331.

[6] 李清然，张建成. 含分布式光伏电源的配电网电压越限解决方案[J]. 电力系统自动化，2015，39(22)：117-123.
LI Qingran, ZHANG Jiancheng. Solutions of voltage beyond limits in distribution network with distributed photovoltaic generators[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(22): 117-123.

[7] 蔡永翔，唐 巍，徐鸥洋，等. 含高比例户用光伏的低压配电网电压控制研究综述[J]. 电网技术，2018，42(1)：220-229.
CAI Yongxiang, TANG Wei, XU Ouyang, et al. Review of voltage control research in LV distribution network with high proportion of residential PVs[J]. Power System Technology, 2018, 42(1): 220-229.

[8] 王 凯，原熙博，王 晖，等. 弱电网下逆变器并网系统失稳的两种诱因[J]. 电网技术，2023，47(3)：1230-1241.
WANG Kai, YUAN Xibo, WANG Hui, et al. Two causes of the inverter-based grid-connected system instability in weak grids[J]. Power System Technology, 2023, 47(3): 1230-1241.

[9] 伍文华，周乐明，陈燕东，等. 序阻抗视角下虚拟同步发电机与传统并网逆变器的稳定性对比分析[J]. 中国电机工程学报，2019，39(5)：1411-1420.
WU Wenhua, ZHOU Leming, CHEN Yandong, et al. Stability comparison and analysis between the virtual synchronous generator and the traditional grid-connected inverter in the view of sequence impedance[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(5): 1411-1420.

[10] WANG W Z, REN W, HUQUE A, et al. Stability analysis and Volt-Watt control setting guideline for distributed energy resources[C]//Proceedings of 2022 IEEE 49th Photovoltaics Specialists Conference. Philadelphia, PA, USA: IEEE, 2022: 1013-1018.

[11] ANDREN F, BLETTERIE B, KADAM S, et al. On the stability of local voltage control in distribution networks with a high penetration of inverter-based generation[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2015, 62(4): 2519-2529.

[12] 张学广，付志超，陈文佳，等. 弱电网下考虑锁相环影响的并网逆变器改进控制方法[J]. 电力系统自动化，2018，42(7)：139-145.
ZHANG Xueguang, FU Zhichao, CHEN Wenjia, et al. An improved control method for grid-connected inverters considering impact of phase-locked loop under weak grid condition[J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 139-145.

[13] ZHANG C, XU Y, WANG Y, et al. Three-stage hierarchically-coordinated voltage/var control based on PV inverters considering distribution network voltage stability[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2022, 13(2): 868-881.

[14] SINGHAL A, AJJARAPU V, FULLER J, et al. Real-time local volt/var control under external disturbances with high PV penetration[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2019, 10(4): 3849-3859.

[15] 王语阳，张 琛，张 宇，等. 提升弱网有功稳定输出能力的光伏逆变器 *Q-V* 下垂系数在线调整方法[J]. 上海交通大学学报，2025，59(6)：845-856.
WANG Yuyang, ZHANG Chen, ZHANG Yu, et al. Reactive power-voltage droop gain online tuning method of photovoltaic inverters for improvement of stable output power capability in weak grids[J]. Journal of Shanghai Jiaotong University, 2025, 59(6): 845-856.

[16] BRASLAVSKY J H, WARD J K, COLLINS L. A stability vulnerability in the interaction between Volt-var and Volt-watt response functions for smart inverters[C]//Proceedings of Control Applications (CCA). Sydney, NSW, Australia: IEEE, 2015: 733-738.

[17] WANG W Z, SHI X J, BREWSTER C, et al. Oscillation mechanism and setting guideline for inverter Volt-var control[C]//Proceedings of the 47th Photovoltaic Specialists Conference (PVSC). Calgary, AB, Canada: IEEE, 2020: 2032-2039.

[18] KOUTENAEI M M, NGUYEN T T, VU T, et al. Efficient phasor-based dynamic Volt/var and Volt/watt analysis of large distribution grid with high penetration of smart inverters[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2022, 13(5): 3997-4008.

[19] 庄 莹，裴 玮，刘子奇，等. 提升低压直流配电稳定性的时滞模型预测附加控制[J]. 电工技术学报，2023，38(12)：3248-3263.
ZHUANG Ying, PEI Wei, LIU Ziqi, et al. Time-delay model predictive additional control strategy to improve the stability of low-voltage DC distribution system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(12): 3248-3263.

[20] 张崇巍，张 兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京：机械工业出版社，2003.
ZHANG Chongwei, ZHANG Xing. PWM rectifiers and their control[M]. Beijing, China: China Machine Press, 2003.

[21] 任必兴，孙 蓉，李 强，等. 弱连接下并网 VSC 外环控制稳定性分析[J]. 高电压技术，2022，48(2)：762-771.
REN Bixing, SUN Rong, LI Qiang, et al. Stability analysis of power control outer loop of grid-connected VSC under weak connection conditions[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(2): 762-771.

[22] 许津铭，凌子涵，程 成，等. 并网逆变器非线性特性建模及稳定性研究综述[J]. 高电压技术，2024，50(1)：370-385.

XU Jinming, LING Zihan, CHENG Cheng, et al. Overview on nonlinear modeling and stability analysis of grid-tied inverters[J]. High Voltage Engineering, 2024, 50(1): 370-385.

[23] 国电南瑞科技股份有限公司. 跟网型和构网型风电并网支撑特性及宽频带振荡分析与抑制[EB/OL]. 2023(2023-10-10). https://mp.weixin. qq. com/s/f3sB6SwhCK2bJlJiTISlsg.
NARI Technology Co., Ltd. Grid-following and grid-forming wind power grid integration support characteristics and analysis and suppression of wide-band oscillation[EB/OL]. 2023(2023-10-10). https://mp.weixin. qq. com/s/f3sB6SwhCK2bJlJiTISlsg.

[24] 于鸿儒. 虚拟同步机并网系统功率振荡分析与抑制方法研究[D]. 合肥：合肥工业大学，2021.
YU Hongru. Power oscillation analysis and suppression method of virtual synchronous generator grid-connected system[D]. Hefei, China: Hefei University of Technology, 2021.

[25] 胡若男. 配电网多时间尺度有功无功协调电压控制方法[D]. 北京：北京交通大学，2022：39-42.
HU Ruonan. Multi-time scale voltage control methods for distribution networks based on active and reactive power coordinated optimization[D]. Beijing, China: Beijing Jiaotong University, 2022: 39-42.



张　过
2000—，男，硕士生
主要从事新能源并网稳定性方面的研究工作
E-mail: m202472367@hust.edu.cn

ZHANG Guo



时晓洁(通信作者)
1986—，女，博士，教授，博导
主要从事太阳能、风能等可再生新能源发电相关的基础研究工作
E-mail: xiaojie_shi@hust.edu.cn

SHI Xiaojie
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2025-02-20　在线出版日期　2025-03-26　　编辑　程子丰

附录 A

1、$G_i(s)$和 $G_{ui}(s)$表达式

电流环控制器中，$G_i(s)$和 $G_{ui}(s)$表达式为：

$$\begin{cases} G_i(s)=\dfrac{sk_{pi}+k_{ii}}{L_{f1}s^2+sk_{pi}+k_{ii}} \\ G_{ui}(s)=\dfrac{-T_f s}{(T_f s+1)\left(L_{f1}s+G_{pic}(s)\right)} \end{cases} \tag{A1}$$

2、直流电压控制带宽求取

直流电压控制带宽求取控制带宽过程中，忽略电压变化的影响，则：

$$\begin{cases} \Delta U_{td}=0, \Delta U_{tq}=0 \\ I_{d\mathrm{ref}}=I_{fd} \\ I_{q\mathrm{ref}}=I_{fq} \end{cases} \tag{A2}$$

联立式(9)—(11)和式(A2)可得定直流电压控制的闭环传递函数为：

$$\Delta U_{dc}=\frac{sk_{pdc}+k_{idc}}{C_{dc}s^2+sk_{pdc}+k_{idc}}\Delta U_{dcref}=G_{dc}\Delta U_{dcref} \tag{A3}$$

按照典型 2 阶系统设计直流电压控制器，其带宽 ω_{dc}和阻尼比 ξ 见式(A4)，阻尼比 ξ 取 0.707。

$$\omega_{dc}=\sqrt{\frac{k_{idc}}{C_{dc}}}, \xi=\frac{k_{pdc}}{2\sqrt{C_{dc}k_{idc}}} \tag{A4}$$

3、无功功率带宽求取

联立式(A2)和式(13)、(14)可得无功功率控制的闭环传递函数为：

$$\Delta Q=\frac{sk_{pq}+k_{iq}}{s\left(k_{pq}+1\right)+k_{iq}}\Delta Q_{ref}=G_q\Delta Q_{ref} \tag{A5}$$

k_{iq}通常远大于 k_{pq}，故忽略 sk_{pq}后，无功功率控制器可看成 1 阶惯性环节，其带宽ω_q可以计算为：

$$\omega_q=\frac{k_{iq}}{k_{pq}+1} \tag{A6}$$

4、逆变器控制方程在锁相坐标系下建模

逆变器的控制方程在锁相坐标系(下标为“dq”)下建模，而交流线路在同步坐标系(下标为“xy”)下建模，$\boldsymbol{f}$ 矢量从锁相坐标系到同步坐标系的转换关系如图 A1 所示，可以表示为式(A7)，图中，θ_{pd}为$\boldsymbol{f}$矢量与锁相坐标系 d 轴夹角。

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} \cos\theta_{pll} & \sin\theta_{pll} \\ -\sin\theta_{pll} & \cos\theta_{pll} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_x \\ f_y \end{bmatrix} \tag{A7}$$

线性化后电压电流矢量关系分别为：

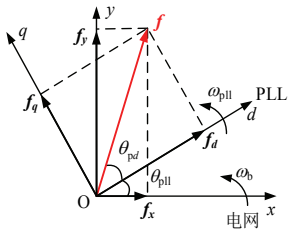


图 A1　坐标变换

Fig.A1　Coordinate transformation

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta U_{td} \\ \Delta U_{tq} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta U_{tx} \\ \Delta U_{ty} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} 0 \\ -U_{td0} \end{bmatrix}\Delta\theta_{pll} \\ \begin{bmatrix} \Delta I_{fx} \\ \Delta I_{fy} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta I_{fd} \\ \Delta I_{fq} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} -I_{q0} \\ I_{d0} \end{bmatrix}\Delta\theta_{pll} \end{cases} \tag{A8}$$

联立式(16)和式(A8)可得：

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \Delta U_{td} \\ \Delta U_{tq} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1-U_{td0}G_{pll}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta U_{tx} \\ \Delta U_{ty} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} \Delta I_{fx} \\ \Delta I_{fy} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} 0 & -I_{fq0}G_{pll}(s) \\ 0 & I_{fd0}G_{pll}(s) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta U_{tx} \\ \Delta U_{ty} \end{bmatrix}+\begin{bmatrix} \Delta I_{fd} \\ \Delta I_{fq} \end{bmatrix} \end{cases} \tag{A9}$$

锁相环闭环传递函数为：

$$\Delta\theta_{pll}=\frac{sk_{ppll}+k_{ipll}}{s^2+k_{ppll}s+k_{ipll}}\Delta U_{ty}=G_{pll}(s)\Delta U_{ty} \tag{A10}$$

锁相环通常被设计为典型 2 阶系统，其带宽ω_{pll}和阻尼比 ξ 见式(A11)，其中阻尼比 ξ 取 0.707。

$$\omega_{pll}=\sqrt{k_{ipll}}, \xi=\frac{k_{ppll}}{2\sqrt{k_{ipll}}} \tag{A11}$$

附录 B

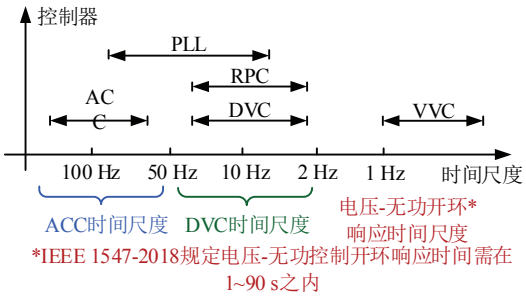


图 B1　逆变器控制策略呈现多时间尺度耦合

Fig.B1　Inverter control strategy exhibiting multi-time scale coupling

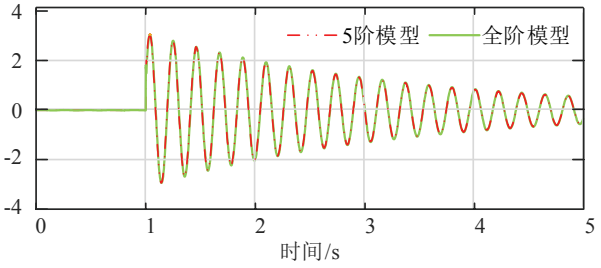


图 B2　系统全阶模型和 5 阶模型时域仿真对比

Fig.B2　Time-domain simulation comparison between full-order and 5th-order models

表 B1　降阶模型定义

Table B1　Reduced-order model definition

降阶模型	5 阶模型	3 阶模型	2 阶模型
电压-无功控制	√	√	√
无功功率控制	√	√	×
定直流电压控制	√	×	×
线路动态	×	×	×
电流环动态	×	×	×
电压前馈动态	×	×	×
锁相环动态	×	×	×

注：“√”表示在降阶过程中保留对应控制环；“×”表示在降阶过程中忽略对应控制环。

表 B2　忽略控制动态对应的降阶方式

Table B2　Control-dynamics-neglecting model reduction

控制动态	降阶方式	控制动态	降阶方式
电流环动态	$G_i(s)$=1	线路动态	L_g=0
电压前馈动态	$G_{ui}(s)$=0	定直流电压控制	$G_{dvc}(s)$=1
锁相环动态	$G_{pll}(s)$=1	无功功率控制	$G_{rpc}(s)$=1

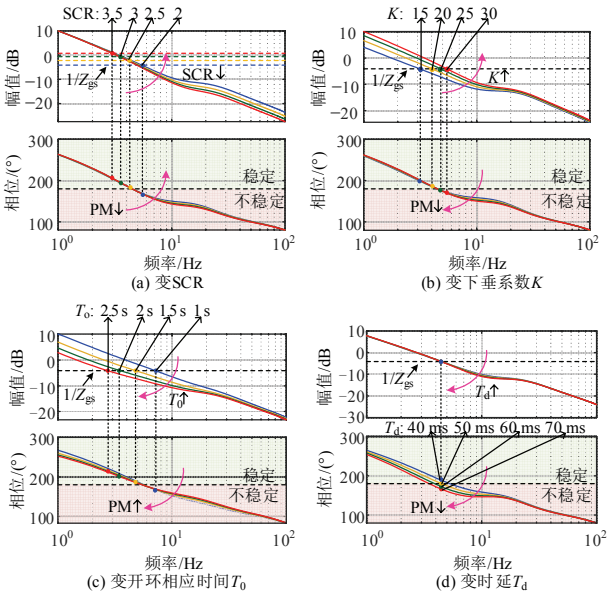


图 B3　变电压-无功参数和 SCR 下 G_{path} 的 Bode 图

Fig.B3　Bode plots of G_{path} under varying volt-var control parameters and SCR

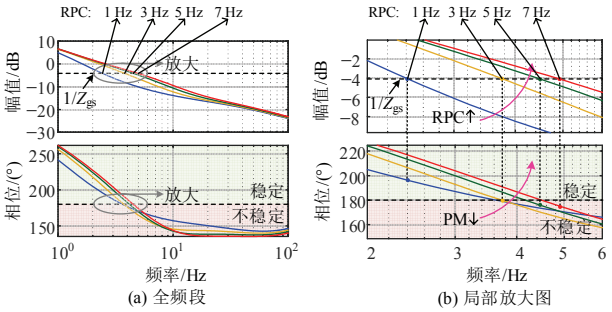


图 B4　RPC<10 Hz 时无功功率带宽变化时 G_{path} 的 Bode 图

Fig.B4　Bode plots of G_{path} for reactive power bandwidth variation when RPC<10 Hz

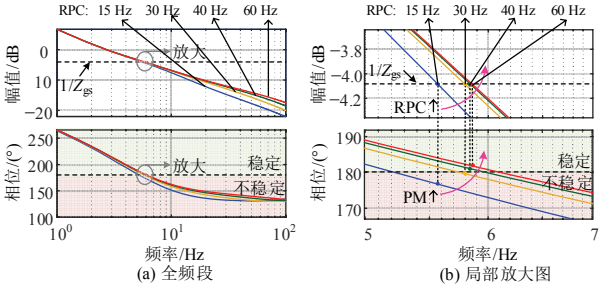


图 B5　RPC>10 Hz 时无功功率带宽变化时 G_{path} 的 Bode 图

Fig.B5　Bode plots of G_{path} for reactive power bandwidth variation when RPC>10 Hz

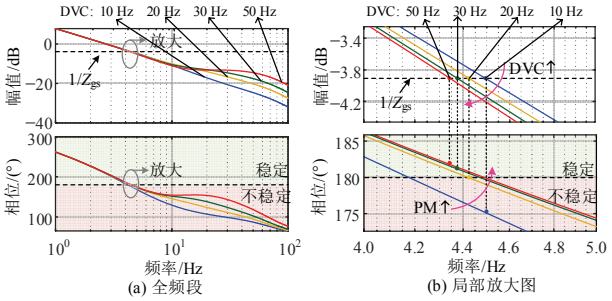


图 B6　R_g+L_gC_u<0 时直流电压控制带宽下 G_{path} 的 Bode 图

Fig.B6　Bode plots of G_{path} within DC voltage control bandwidth when R_g+L_gC_u<0

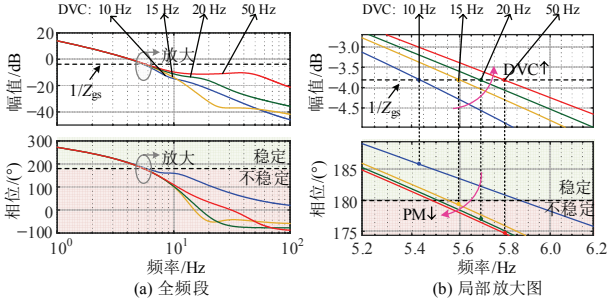


图 B7　R_g+L_gC_u>0 时直流电压控制带宽下 G_{path} 的 Bode 图

Fig.B7　Bode plots of G_{path} within DC voltage control bandwidth when R_g+L_gC_u>0

表 B3　三相并网逆变器主要系统参数

Table B3　Main system parameters of three-phase grid-tied inverter

参数	数值	参数	数值
额定功率/kVA	30	开关频率/kHz	10
额定电压/V	380	额定频率/Hz	50
滤波电感/μH	700、150	额定直流电压/V	700
直流电容/mF	1	滤波电容/μF	10

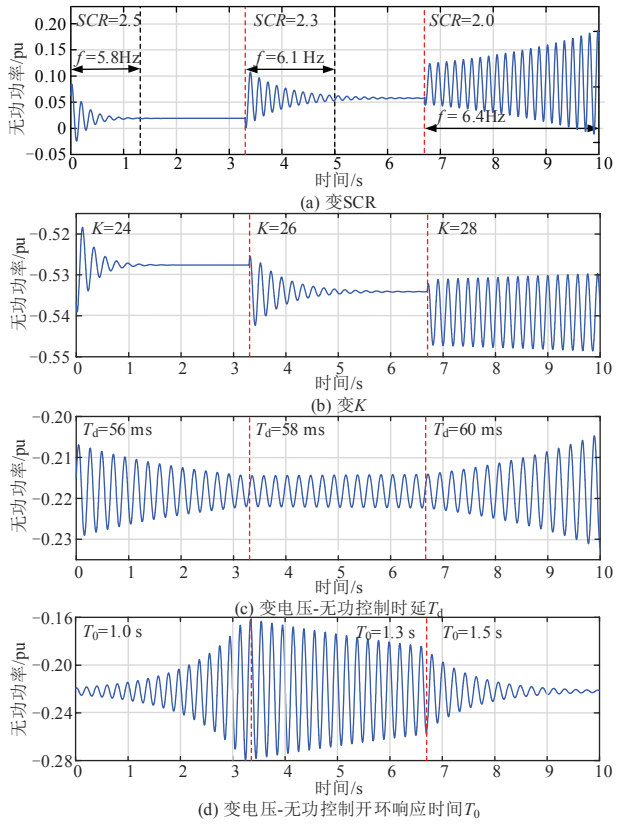


图 B8　电压-无功控制与网络交互作用分析时域仿真验证

Fig.B8　Time-domain simulation verification of interaction analysis between volt-var control and network

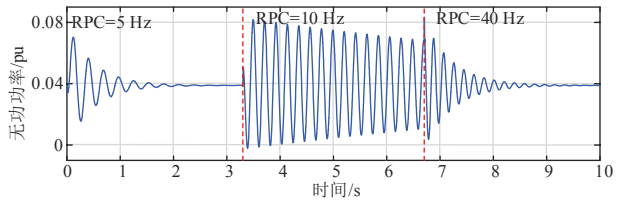


图 B9　电压-无功控制与无功功率控制交互作用分析时域仿真验证

Fig.B9　Time-domain simulation verification of interaction analysis between voltage-reactive power control and volt-var control

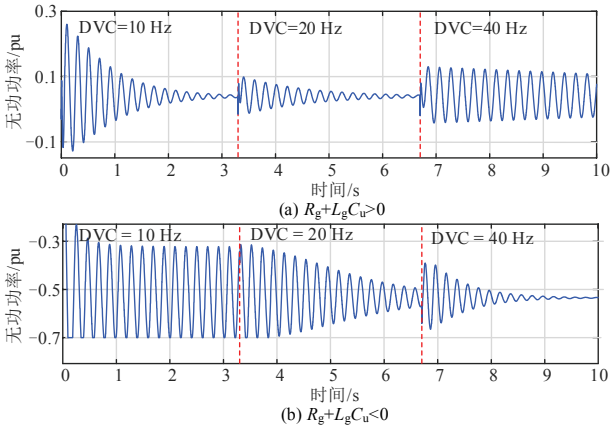


图 B10　电压-无功控制与直流电压控制交互作用分析时域仿真验证

Fig.B10　Time-domain simulation verification of interaction analysis between volt-var control and DC voltage control

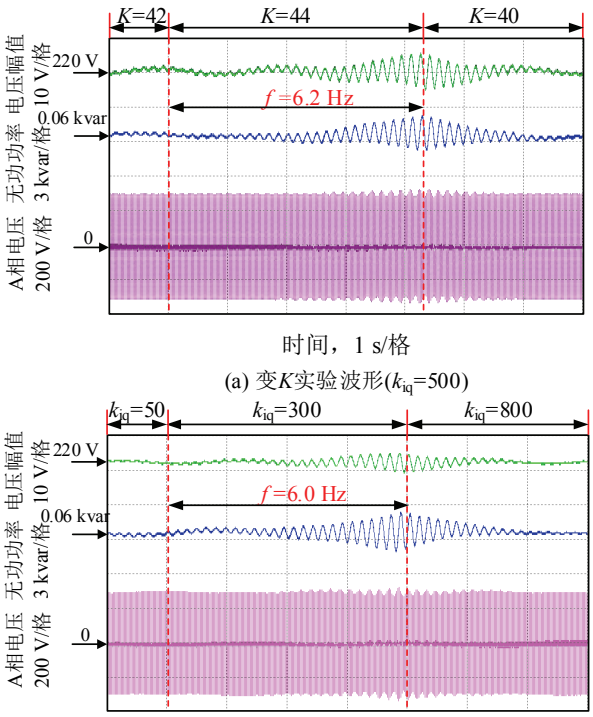
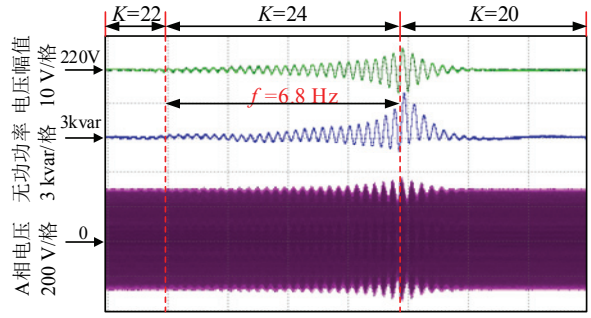


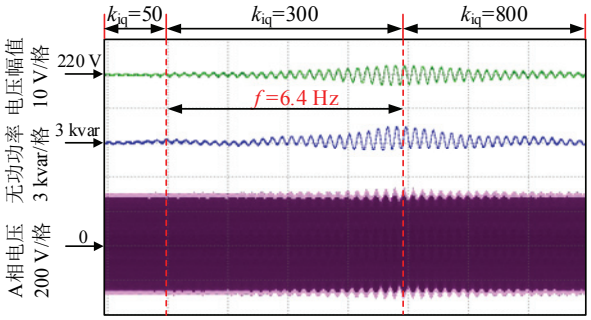
图 B11　SCR 取 3 时实验波形

Fig.B11　Experimental waveforms when SCR is 3



时间，1 s/格

(a) 变K实验波形(k_{iq}=500)



时间，1 s/格

(b) 变k_{iq}实验波形(K=22)

图 B12　SCR 取 2 时实验波形

Fig.B12　Experimental waveforms when SCR is 2

表 B4　实验误差分析

Table B4　Error analysis of the experiment

工况	T_0	K 实验值	K 理论值	误差/%
	1.0	44	46	4.3
SCR=3	1.2	54	56	3.5
k_{iq}=500	1.4	64	66	3.0
	1.6	74	76	2.6
	1.0	46	48	4.2
SCR=3	1.2	56	58	3.4
k_{iq}=800	1.4	66	68	2.9
	1.6	76	78	2.6
	1.0	24	26	7.7
SCR=2	1.2	32	34	5.8
k_{iq}=500	1.4	40	42	3.1
	1.6	48	50	2.4
	1.0	26	28	7.1
SCR=2	1.2	34	36	5.6
k_{iq}=800	1.4	42	44	4.5
	1.6	50	52	3.8