DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.7.190 **中图分类号**：TM712 **文献标志码**：A

构网型变流器并网系统的工频振荡时域分析和机理研究

侯卓琦[1,2]，徐登科[1,2]，卢建刚[3]，余志文[3]，赵瑞锋[3]，
占 萌[1,2](中国电源学会会员)
(1.强电磁工程与新技术国家重点实验室(华中科技大学电气与电子工程学院)，武汉 430074；
2.电力安全与高效湖北省重点实验室(华中科技大学)，武汉 430074；3.广东电网有限责任公司电力调度控制中心，广州 510000)

摘要：对于引入大量电力电子装置的新型电力系统，其受扰后出现的振荡形式多样、机理复杂。基于此，针对工频振荡(或称同步频率谐振、同步频率振荡)这一特殊振荡现象开展研究。首先，将考虑电压电流双环控制的构网型变流器并入单机无穷大的八阶系统、不考虑电流环的六阶系统和不考虑电流环及线路动态的四阶系统进行比较，发现在不含电流环的单环控制构网型变流器六阶系统中可观察到工频振荡现象，总结分析得出发生工频振荡的2个必要条件，即并网变流器需对外表现为电压源特性和需要考虑线路动态。然后，对一类简单的物理模型，即考虑线路动态的单个电压源并入无穷大的系统，开展工频振荡机理研究。最后，通过对abc三相静止坐标系和*dq*两相旋转坐标系下的电流和功率时域信号的详细比较分析，发现工频振荡来源于系统未衰减或缓慢衰减的暂态分量，而交流系统固有的正弦工频振荡则来源于系统的强制分量，由此厘清了工频振荡与系统固有正弦工频振荡之间的关系。此外，发现三相静止坐标系下交流电流信号不表现出通常的频率互补现象，即不出现二倍工频分量。直接在时域下揭示工频振荡出现的条件及物理起源，将有助于人们更好地理解新型电力系统振荡以及利用电力电子装备。

关键词：构网型变流器；工频振荡；同步频率谐振；线路动态；模态分析

Power-frequency Oscillation Time-domain Analysis and Mechanism Study of Grid-forming Converter Tied Systems

HOU Zhuoqi[1,2], XU Dengke[1,2], LU Jiangang[3], YU Zhiwen[3], ZHAO Ruifeng[3],
ZHAN Meng[1,2], *Member*, *CPSS*
(1. State Key Laboratory of Advanced Electromagnetic Engineering and Technology(School of Electrical and Electronic Engineering，Huazhong University of Science and Technology)，Wuhan 430074，China; 2. Hubei Electric Power Security and High Efficiency Key Laboratory(Huazhong University of Science and Technology)，Wuhan 430074，China; 3. Electric Power Dispatching Control Center of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Guangzhou 510000，China)

Abstract: With increasing penetration rates of power electronic devices into grid continuously，the threat of new-type power system oscillations becomes much serious. On this basis，the mechanism of a particular form of oscillation，i.e.，power-frequency oscillation(or called as synchronous-frequency resonance，synchronous-frequency oscillation) is focused. First，by comparative studies on different models of grid-forming converter tied systems by considering or ignoring current-control loop and/or line dynamics，it is found that the power-frequency oscillation can appear in the single-loop grid-forming converter tied systems. Therefore，for the occurrence of power-frequency oscillation，converter should show the characteristics of a voltage source，and meanwhile，line dynamics should be considered. Then，the mechanism of the power-frequency oscillation is studied under

收稿日期：2024-08-23；**修回日期**：2024-10-10；**录用日期**：2024-10-29；**网络首发日期**：2024-12-05
基金项目：国家自然科学基金资助项目(U22B6008, 12075091)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grants U22B6008 and 12075091

a simple model of two voltage sources connected by a dynamical line. Finally，by time-domain analyses of current and power waveforms under the abc three-phase stationary and *dq* two-phase synchronous-rotating-frame coordinates，it is found that the power-frequency oscillation comes from the un-damping(or weak-damping) transient component(or free component)，whereas the inherent power-frequency sinusoidal oscillation comes from the force component. In addition，it is found that the power-frequency oscillation does not show the frequency-coupling phenomenon. The occurrence conditions and physical origin of power-frequency oscillation are revealed directly in time domain. Clearly，all these findings could help understand the power-frequency oscillation and even use power electronic devices better.

Keywords: Grid-forming converter; power-frequency oscillation; synchronous-frequency resonance; line dynamics; modal analysis

随着“双碳”目标的提出，我国电力系统正从以火力、水力为代表的传统电力系统向以风力、光伏等新能源为代表的新型电力系统转变[1]。电力系统在“源-网-荷-储”多个环节引入了大量的电力电子装置，其中电压源型变流器 VSC(voltage source converter)最为常见。与此同时，新型电力系统出现了许多宽频振荡问题，表现为振荡频率大多在几 Hz 到几千 Hz[2-3]，面临着揭示机理、分析、抑制等一系列重大挑战。

当前 VSC 主要包括 2 大类，即跟网型 VSC 和构网型 VSC。相比于跟网型 VSC，构网型 VSC 能够主动支撑系统的频率和电压，近年来已成为研究热点[4]。此外，构网型 VSC 能较好地运行于弱网条件，但在强网条件下易失稳[5]。根据有、无内部电流环控制，构网型 VSC 可分为单环控制和多环控制 2 种，且单环控制与多环控制相比具有较大的小信号稳定边界[6]。文献[7]总结了构网型 VSC 并网时的不同振荡模式和影响因素。其中，振荡频率在 50 Hz 附近的工频振荡(或称同步频率谐振、同步频率振荡)受到了关注。文献[8]推导了网络有功-相角、无功-幅值的传递函数，在系统仿真中观察到了接近于 50 Hz 的振荡现象，但文献中并未明确提出其产生机理。

目前关于工频振荡问题的研究集中于其产生机理及相应的抑制方法[9-18]。文献[9-10]对基于虚拟同步发电机 VSG(virtual synchronous generators)控制的并网变流器进行分析，提出了工频振荡的定义，认为线路上电磁磁链的动态是引起工频振荡的原因，同时通过有功-无功的功率耦合效应说明了功率耦合会加剧工频振荡；文献[11]认为电网阻抗在 *dq* 坐标系的频移是工频振荡产生的根源，*dq* 坐标系的电网阻抗在伯德图中滞后于 *αβ* 坐标系工频，该电网阻抗由实部和虚部 2 部分组成，引起了功率控制回路的耦合效应，产生了工频振荡危害；文　献[12]以功率同步控制的 VSC 为研究对象，建立了小信号模型，指出除线路电阻小的因素之外，非最小相位效应是引发工频振荡的另一个原因；文献[13-14]主要通过单输入-单输出序阻抗的方法对比分析了单环和多环控制 VSG 的工频振荡特性，提出一种基于序导纳和序阻抗的分析方法，揭示了工频振荡与 VSG 功率环控制参数、虚拟阻抗、电网阻抗之间的关系。其他文献则主要围绕抑制工频振荡现象进行研究，如采用相位-幅值交叉调节[11]、陷波器[12]、虚拟复阻抗[15-16]、暂态虚拟电阻[17]、相位补偿法[18]等方法，本质均在于减少功率耦合，为系统引入阻尼。

与传统电力系统将网络视为准稳态网络模型不同，一些研究针对电力网络电磁磁链动态开展[19-21]。文献[19]对比了动、静态网络对同步机的影响，并通过阻尼转矩的方法认为网络动态会对电力装备动态产生负阻尼效应；文献[20]建立了考虑网络动态的 VSC 六阶非线性模型，并分析了对应的三相电流的振荡特征；文献[21]比较和分析了电力系统动、静态网络振荡和功率传输特性，指出 10 Hz 为系统振荡的临界频率，即当振荡频率小于 10 Hz 时，网络可以使用准静态相量法描述，而当其大于 10 Hz 时，网络只能使用动态网络微分方程详细描述。由于工频 50 Hz > 10 Hz，因此基于该研究，工频振荡需考虑网络动态。

综上可知，当前工频振荡研究大多针对构网型

VSC，对其进行复频域下的小扰动稳定传递函数分析和功率耦合解释，但物理图像清晰度不足。此外，现有研究未较好解答工频振荡与交流系统固有的正弦工频振荡之间的关系等机理性问题，且尚未开展较为详细的时域计算与分析。

本文对带一阶低通滤波器的下垂控制的构网型多环控制 VSC 单机并网系统进行建模分析，通过模态分析法比较并验证了详细的八阶系统、不考虑电流环控制的六阶系统与不考虑电流环控制和线路动态的四阶系统是否会产生工频振荡现象，并得出了 2 个必要条件(电压源及线路动态)。此外，通过 abc 三相静止和 dq 两相旋转坐标系下的时域表达式，分析了电流和功率所含分量以及不同坐标系之间的关系，揭示了未衰减的暂态分量是工频振荡发生的根源。

1 构网型 VSC 并网系统模型

1.1 系统结构

图 1 为带一阶低通滤波器的下垂控制的构网型 VSC 接无穷大电网的电路图及控制框图。VSC 侧输入功率 P_{in} 通过直流电容电压 U_{dc} 进入桥臂，再经滤波电感 L_f 和线路电感 L_g 并入无穷大电网。控制结构由有功同步环节、有功和无功控制支路三部分组成。其中，有功和无功控制支路包含电压环和电流环，分别通过比例积分 PI(proportional integral)环节生成 VSC 输出有功电压 e_d 和无功电压 e_q，再通过有功同步环节输出的相角 θ_{psc} 进行坐标变换，进而通过脉冲宽度调制 PWM(pulse width modulation)控制 VSC 各个开关管的开通和关断。

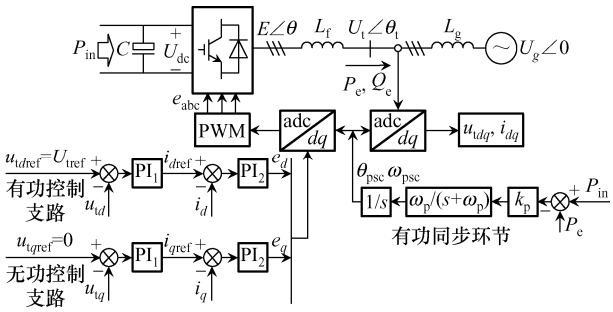


图 1 构网型 VSC 并网系统的电路图及控制框图

Fig. 1 Schematic diagram of control diagram of grid-forming VSC system

图 2 为 dq 旋转坐标系和 xy 公共旋转坐标系示意。其中，dq 旋转坐标系以角频率 ω 旋转，xy 公共旋转坐标系以恒定工频角频率 ω_0 旋转(工频 f_0=50 Hz，$\omega_0=2\pi f_0=100\pi$ rad/s)，x 轴与电网电压矢量 $\boldsymbol{U}_g$ 同向，θ_{psc} 为 d 轴和 x 轴之间的夹角，$\boldsymbol{U}_t$、$\boldsymbol{I}$ 分别为端电压和电流矢量，θ_t 为 $\boldsymbol{U}_t$ 与 x 轴之间的夹角。

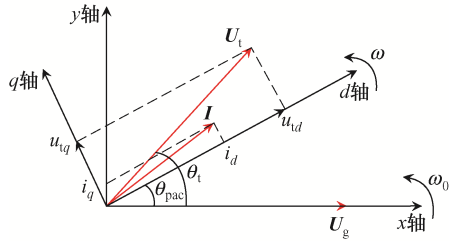


图 2 dq 旋转坐标系和 xy 公共旋转坐标系示意

Fig. 2 Schematic of dq and xy reference frames

1.2 模型假设与构建

模型假设为：①P_{in} 恒定；②整个系统不考虑电阻和电容的影响，忽略 VSC 损耗；③忽略 PWM 开关过程、延时环节等的影响。

(1)有功同步环节。

有功同步环节比较有功功率 P_e 和 P_{in}，经比例环节、一阶低通滤波器和积分环节生成 θ_{psc}，其微分-代数方程为

$$\begin{cases}\dot{\theta}_{psc}=\omega_{psc}=\omega-\omega_0\\ \dot{\omega}=(P_{in}-P_e)k_p\omega_p+(\omega_0-\omega)\omega_p\\ P_e=i_du_{td}+i_qu_{tq}\end{cases}\tag{1}$$

式中：ω_{psc} 为 ω 与 ω_0 的差值；k_p 为比例系数；ω_p 为低通滤波器系数；i_d、i_q 分别为有功电流和无功电流；u_{td}、u_{tq} 分别为并网点有功电压和无功电压。

(2)电压外环控制。

电压外环通过 PI_1 环节分别控制 u_{td} 和 u_{tq} 生成有功参考电流 i_{dref} 和无功参考电流 i_{qref}，其微分-代数方程组为

$$\begin{cases}\begin{cases}\dot{x}_{t1}=k_{i1}(u_{tdref}-u_{td})\\ \dot{x}_{t2}=k_{i1}(u_{tqref}-u_{tq})\end{cases}\\ \begin{cases}i_{dref}=k_{p1}(u_{tdref}-u_{td})+x_{t1}\\ i_{qref}=k_{p1}(u_{tqref}-u_{tq})+x_{t2}\end{cases}\end{cases}\tag{2}$$

式中：x_{t1}、x_{t2} 为 PI_1 积分环节的输出；k_{p1} 和 k_{i1} 分

别为 PI_1 的比例系数和积分系数；$u_{td\mathrm{ref}}$ 和 $u_{tq\mathrm{ref}}$ 分别为有功参考电压和无功参考电压

(3)电流内环控制。

电流内环通过 PI_2 环节分别控制 i_d 和 i_q 生成输出电压的 d 分量 e_d 和 q 分量 e_q，其微分-代数方程组为

$$\begin{cases}\begin{cases}\dot{x}_{\mathrm{a1}}=k_{\mathrm{i2}}(i_{d\mathrm{ref}}-i_d)\\ \dot{x}_{\mathrm{a2}}=k_{\mathrm{i2}}(i_{q\mathrm{ref}}-i_q)\end{cases}\\ \begin{cases}e_d=k_{\mathrm{p2}}(i_{d\mathrm{ref}}-i_d)+x_{\mathrm{a1}}\\ e_q=k_{\mathrm{p2}}(i_{q\mathrm{ref}}-i_q)+x_{\mathrm{a2}}\end{cases}\end{cases} \tag{3}$$

式中：x_{a1}、x_{a2} 为 PI_2 积分环节的输出；k_{p2} 和 k_{i2} 分别为 PI_2 的比例系数和积分系数。

(4)网络环节。

由于 L_{f} 和 L_{g} 串联，电感电流动态变化一致，故整个电感动态可以用 L_{f} 代替。网络环节的微分-代数方程组为

$$\begin{cases}\begin{cases}\dot{i}_d=\omega i_q+\dfrac{\omega_{\mathrm{b}}}{x_{\mathrm{f}}}(e_d-u_{td})\\ \dot{i}_q=-\omega i_d+\dfrac{\omega_{\mathrm{b}}}{x_{\mathrm{f}}}(e_q-u_{tq})\end{cases}\\ \begin{cases}u_{td}=\dfrac{x_{\mathrm{f}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}u_{\mathrm{g}d}+\dfrac{x_{\mathrm{g}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}e_d\\ u_{tq}=\dfrac{x_{\mathrm{f}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}u_{\mathrm{g}q}+\dfrac{x_{\mathrm{g}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}e_q\end{cases}\end{cases} \tag{4}$$

式中：ω_{b} 为额定频率下的有名值；$u_{\mathrm{g}d}$、$u_{\mathrm{g}q}$ 分别为电网电压的 d、q 分量；x_{f}、x_{g} 分别为滤波电抗和线路电抗。

(5)坐标系转换。

将 $\boldsymbol{U}_{\mathrm{g}}$ 进行 xy-dq 坐标系变换，可得

$$\begin{cases}u_{\mathrm{g}d}=\boldsymbol{U}_{\mathrm{g}}\cos\theta_{\mathrm{psc}}\\ u_{\mathrm{g}q}=-\boldsymbol{U}_{\mathrm{g}}\sin\theta_{\mathrm{psc}}\end{cases} \tag{5}$$

综上所述，选取状态变量 $\boldsymbol{X}=[\theta_{\mathrm{psc}},\ \omega,\ x_{\mathrm{t1}},\ x_{\mathrm{t2}},\ i_d,\ i_q,\ x_{\mathrm{a1}},\ x_{\mathrm{a2}}]^{\mathrm{T}}$ 可以得到构网型 VSC 并网系统的非线性模型。

2　工频振荡分析

为进一步研究工频振荡的发生条件，分别对构网型 VSC 并网系统考虑不同环节的模型进行对比分析。

2.1　考虑电流环控制和线路动态的八阶系统分析

如图 1 所示，构网型 VSC 并网系统采用经典矢量电压电流闭环的多环控制，进行系统建模时包含有功环、电压电流环和线路动态。联立式(1)~式(5)，并对其线性化，可得八阶系统的特征值，见表 1，模型参数取值见附录 A。八阶系统具有 4 对振荡模态，其中，λ_7 和 λ_8 对应的阻尼比最小，为主导模态。整个系统对应的振荡频率约为 1.47 Hz，故此系统不会出现工频振荡现象。

表 1　八阶系统特征值模态分析

Tab. 1 Modal analysis of eighth-order system

模态	特征值	阻尼比	振荡频率/Hz
λ_1、λ_2	−346.828±279.255j	0.779	44.44
λ_3、λ_4	−283.364±557.483j	0.453	88.73
λ_5、λ_6	−16.053±34.641j	0.421	5.51
λ_7、λ_8	−2.604±9.236j	0.271	1.47

2.2　不考虑电流环控制的六阶系统分析

图 3 为构网型 VSC 并网系统不考虑电流环控制的六阶系统示意，该系统采用电压幅值(有效值)单环控制，电流环被完全去掉[5-6]，且其包括有功环、电压环和线路动态。此时，u_{td} 和 u_{tq} 由电压外环经过 PI_1 环节直接生成 VSC 的 e_d 和 e_q。

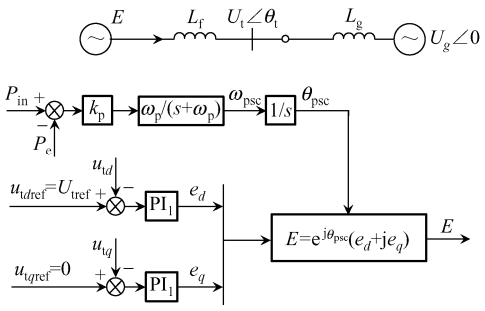


图 3　不考虑电流环控制的六阶系统示意

Fig. 3 Schematic diagram of sixth-order system without considering current loop control

该系统的微分-代数方程组为

$$\begin{cases}\begin{cases}\dot{\theta}_{\mathrm{psc}}=\omega_{\mathrm{psc}}=\omega-\omega_0\\ \dot{\omega}=(P_{\mathrm{in}}-P_{\mathrm{e}})k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{p}}+(\omega_0-\omega)\omega_{\mathrm{p}}\\ \dot{x}_{\mathrm{t1}}=k_{\mathrm{i1}}(u_{td\mathrm{ref}}-u_{td})\\ \dot{x}_{\mathrm{t2}}=k_{\mathrm{i1}}(u_{tq\mathrm{ref}}-u_{tq})\\ \dot{i}_d=\omega i_q+\dfrac{\omega_{\mathrm{b}}}{x_{\mathrm{f}}}(e_d-u_{td})\\ \dot{i}_q=-\omega i_d+\dfrac{\omega_{\mathrm{b}}}{x_{\mathrm{f}}}(e_q-u_{tq})\end{cases}\\ \begin{cases}P_{\mathrm{e}}=i_d u_{td}+i_q u_{tq}\\ e_d=k_{\mathrm{p1}}(u_{td\mathrm{ref}}-u_{td})+x_{\mathrm{t1}}\\ e_q=k_{\mathrm{p1}}(u_{tq\mathrm{ref}}-u_{tq})+x_{\mathrm{t2}}\\ u_{td}=\dfrac{x_{\mathrm{f}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}u_{gd}+\dfrac{x_{\mathrm{g}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}e_d\\ u_{tq}=\dfrac{x_{\mathrm{f}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}u_{gq}+\dfrac{x_{\mathrm{g}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}e_q\\ u_{gd}=U_{\mathrm{g}}\cos\theta_{\mathrm{psc}}\\ u_{gq}=-U_{\mathrm{g}}\sin\theta_{\mathrm{psc}}\end{cases}\end{cases}\tag{6}$$

式(6)线性化后可得六阶系统的特征值，见表 2。六阶系统具有 2 对共轭复根，其中，λ_1 和 λ_2 对应的阻尼比较小，为主导特征根，其所对应的振荡频率非常接近 50 Hz，故在此系统将会出现工频振荡现象。

表 2 六阶系统特征值模态分析

Tab. 2 Modal analysis of sixth-order system

模态	特征值	阻尼比	振荡频率/Hz
λ_1, λ_2	−0.006±314.010j	1.911×10^{-5}	49.98
λ_3, λ_4	−2.396±8.974j	0.258	1.43
λ_5	−41.864	1.000	/
λ_6	−41.667	1.000	/

2.3 不考虑电流环控制和线路动态的四阶系统分析

在不考虑电流环控制的六阶系统的基础上，忽略线路上电磁磁链动态的影响，即网络采用相量模型。该四阶系统只包括有功环、电压环，将其与六阶系统对比，用来分析线路动态对构网型 VSC 单环控制并网系统的影响。此时，不考虑电流环控制和线路动态的四阶系统对应的微分−代数方程组为

$$\begin{cases}\begin{cases}\dot{\theta}_{\mathrm{psc}}=\omega_{\mathrm{psc}}=\omega-\omega_0\\ \dot{\omega}=(P_{\mathrm{in}}-P_{\mathrm{e}})k_{\mathrm{p}}\omega_{\mathrm{p}}+(\omega_0-\omega)\omega_{\mathrm{p}}\\ \dot{x}_{\mathrm{t1}}=k_{\mathrm{i1}}(u_{td\mathrm{ref}}-u_{td})\\ \dot{x}_{\mathrm{t2}}=k_{\mathrm{i1}}(u_{tq\mathrm{ref}}-u_{tq})\end{cases}\\ \begin{cases}P_{\mathrm{e}}=i_d u_{td}+i_q u_{tq}\\ e_d=k_{\mathrm{p1}}(u_{td\mathrm{ref}}-u_{td})+x_{\mathrm{t1}}\\ e_q=k_{\mathrm{p1}}(u_{tq\mathrm{ref}}-u_{tq})+x_{\mathrm{t2}}\\ u_{td}=\dfrac{x_{\mathrm{f}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}u_{gd}+\dfrac{x_{\mathrm{g}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}e_d\\ u_{tq}=\dfrac{x_{\mathrm{f}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}u_{gq}+\dfrac{x_{\mathrm{g}}}{x_{\mathrm{f}}+x_{\mathrm{g}}}e_q\\ u_{gd}=U_{\mathrm{g}}\cos\theta_{\mathrm{psc}}\\ u_{gq}=-U_{\mathrm{g}}\sin\theta_{\mathrm{psc}}\\ i_d=\dfrac{e_q-u_{tq}}{x_{\mathrm{f}}}\\ i_q=-\dfrac{e_d-u_{td}}{x_{\mathrm{f}}}\end{cases}\end{cases}\tag{7}$$

同理，式(7)线性化后可得四阶系统的特征值，见表 3。与六阶系统相比，四阶系统除缺少线路动态所对应的特征值外，其他特征值基本一致。此时，四阶系统的动态响应将主要由 λ_1 和 λ_2 体现，所对应的振荡频率约为 1.43 Hz，故该系统将不会出现工频振荡现象。

表 3 四阶系统特征值模态分析

Tab. 3 Modal analysis of fourth-order system

模态	特征值	阻尼比	振荡频率/Hz
λ_1	−2.393+8.969j	0.258	1.43
λ_2	−2.393−8.969j	0.258	1.43
λ_3	−41.881	1.000	/
λ_4	−41.667	1.000	/

3 仿真验证与比较

为了验证构网型 VSC 并网系统在考虑和忽略电流环控制和线路动态的不同模型中是否会出现

工频振荡现象，利用 MATLAB/Simulink 仿真平台分别搭建了对应的模型进行仿真验证。仿真算法求解器选择变步长的 ode45(Dormand-Prince)，最大步长为 0.000 1，相对容差为 0.001；仿真原理图依赖于图 1 和图 3 构网型 VSC 并网系统的电路图及控制框图所建立的微分-代数方程。

3.1 考虑电流环控制和线路动态的八阶系统

图 4 为考虑电流环控制和线路动态的八阶系统在电网电压 U_g 发生跌落时的有功功率 P_e 和无功功率 Q_e 的波形。在 t=0.2 s 时，U_g 从 1.0 p.u.减小到 0.9 p.u.，P_e 和 Q_e 波形呈现多时间尺度变化规律。扰动刚开始时表现为较短时间内的快时间尺度动态，待该快时间尺度动态衰减后，系统表现为慢时间尺度动态，振荡频率大约为 1.50 Hz，与表 1 的分析结果一致，后经一段时间逐渐衰减达到新的平衡状态。

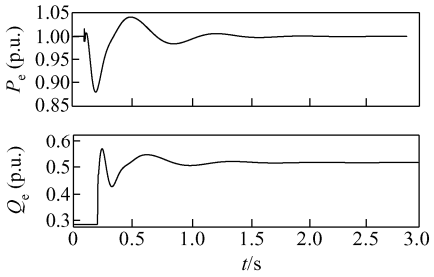
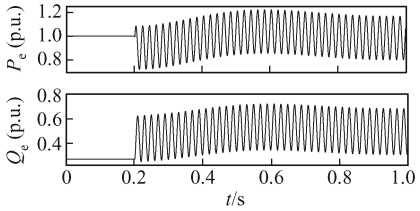


图 4　八阶系统有功功率和无功功率的时域波形

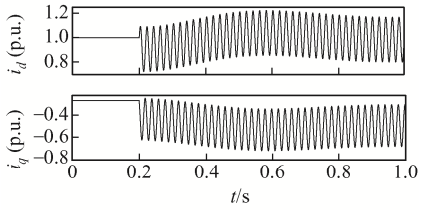
Fig. 4 Waveforms of active power and reactive power of eighth-order system

3.2 不考虑电流环控制的六阶系统

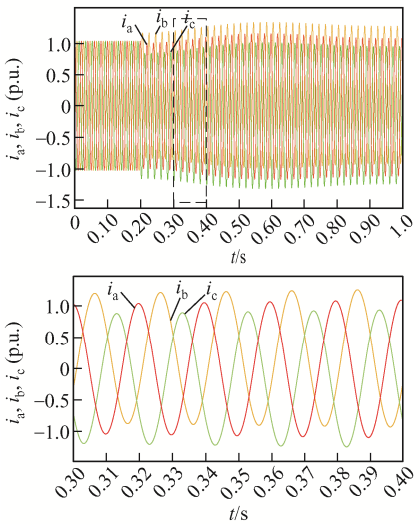
图 5 为不考虑电流环控制的六阶系统的功率和电流时域波形，图 6 为六阶系统功率与电流的快速傅里叶变换 FFT(fast Fourier transform)分析结果。在图 6(d)中，由于三相电流 i_c 与 i_b 的 FFT 结果相同，故只给出 i_b 结果。同样在 t=0.2 s 时，U_g 从 1.0 p.u.减小到 0.9 p.u.，此时 P_e、Q_e 以及有功电流 i_d、无功电流 i_q 均出现工频振荡现象，而三相电流 i_a、i_b 和 i_c 在 t=0.2 s 后表现出不对称性，但主要表现为幅值畸变，而振荡频率并未发生变化。由于该六阶系统未考虑电流环控制，因此没有电流负反馈的作用；同时，该系统又忽略了线路电阻的影响，整体阻尼作用弱，振荡呈现出近似等幅振荡的特性，衰减速度较为缓慢，与表 2 分析结果一致。此外，从图 6(c)和图 6(d)可观测到，三相电流除基波工频分量外，只有直流分量，且并未出现通常的频率互补或频率耦合效应，即未出现两倍频 100 Hz 分量。



(a) 有功功率和无功功率的波形



(b) 有功电流和无功电流的波形



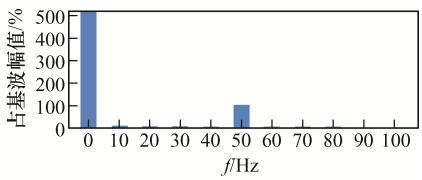
(c) 三相电流的波形

图 5　六阶系统功率和电流的时域波形

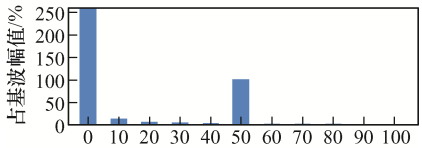
Fig. 5 Waveforms of power and current of sixth-order system

3.3 不考虑电流环控制和线路动态的四阶系统

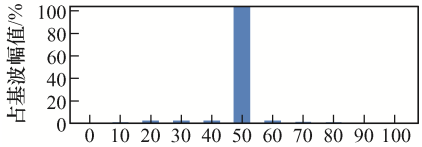
图 7 为不考虑电流环控制和线路动态的四阶



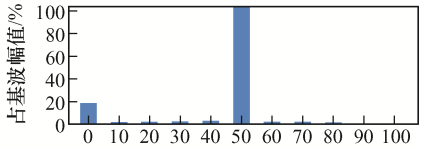
(a) 有功功率/有功电流FFT分析



(b) 无功功率/无功电流FFT分析



(c) a相电流FFT分析



(d) b相电流FFT分析

图 6 六阶系统功率和电流的 FFT 结果

Fig. 6 FFT results of power and current of sixth-order system

系统在 U_g 发生跌落时的有功功率和无功功率波形。同样在 t=0.2 s 时，U_g 从 1.0 p.u.减小到 0.9 p.u.。与考虑电流环控制和线路动态的八阶系统相比，P_e 和 Q_e 没有快时间尺度动态，整体表现为慢时间尺度动态。P_e 和 Q_e 振荡频率均约为 1.40 Hz，同样与表 3 分析结果一致。

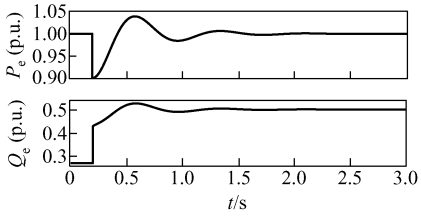


图 7 四阶系统有功功率和无功功率时域波形

Fig. 7 Waveforms of active power and reactive power of fourth-order system

表 4 为不同构网型 VSC 并网系统模型主导特征值参与因子的分析结果。由表 4 可知，考虑电流环控制和线路动态的八阶系统和不考虑电流环控制和线路动态的四阶系统动态均由有功环主导，而不考虑电流环控制的六阶系统动态由线路电感主导。

表 4 不同模型主导特征值的参与因子比较

Tab. 4 Comparison of participation factors of the dominant eigenvalue of different models

模型	主导特征值	$\Delta\theta_{psc}$	$\Delta\omega$	Δx_{t1}	Δx_{t2}	Δi_d	Δi_q	Δx_{a1}	Δx_{a2}
八阶系统	−2.604±9.236j	0.549 9	0.555 1	0.057 9	0.068 2	0.003 6	0.011 7	0.000 1	0.000 2
六阶系统	−0.006±314.010j	0.000 4	0.000 5	0	0	0.500 4	0.500 5	/	/
四阶系统	−2.393±8.969j	0.497 6	0.497 3	0.001 3	0.003 9	/	/	/	/

对比分析考虑不同环节的构网型 VSC 并网系统是否发生工频振荡现象，并进行主导特征值参与因子分析，得到的相关结论见表 5。带一阶低通滤波器的下垂控制的构网型 VSC 并网系统根据有、无电流环可以分为多环控制的八阶系统和单环控制的六阶系统 2 种，四阶系统在六阶系统的基础上不考虑线路动态，与六阶系统形成对比。考虑电流环控制和线路动态的构网型八阶系统不出现工频振荡现象，而在不考虑电流环控制的六阶系统中会出现工频振荡现象。当六阶系统不考虑线路动态时，该现象消失。一般认为构网型 VSC 对外呈现电压源外特性，由此可见，装备电压源外特性和线路动态是并网系统发生工频振荡的 2 个必要条件。

表 5 不同构网型 VSC 并网系统模型工频振荡比较

Tab. 5 Comparison of synchronous-frequency oscillation of different models

模型	考虑因素	是否出现工频振荡
八阶系统	有功环、电压环、电流环、线路动态	否
六阶系统	有功环、电压环、线路动态	是
四阶系统	有功环、电压环	否

4　机理分析

基于第 3 节的分析,将构网型 VSC 视为幅值、相位不变的恒电压源，并考虑线路动态，继而对工频振荡进行机理分析。工频振荡机理分析如图 8 所示，两端分别为电压源和无穷大电网(电压源)，通过线路电阻 R 和线路电感 L 连接。2 个电压源分别表示为 $E\angle\theta_0$ 和 $U_g\angle0$，其中，E 为电压源幅值、θ_0 为电压源相角，以 ω_0 旋转，0 时刻电网电压幅值由 U_{g0} 变为 U_{g1},相关参数的取值见附录 B。

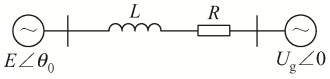


图 8　工频振荡机理分析图

Fig. 8 Schematic diagram of grid-forming VSC system for power-frequency oscillation analysis

4.1 abc 三相静止坐标系下的分析

三相静止坐标系下的电压表达式为

$$\begin{cases} e_a = E\cos(\omega_0 t+\theta_0) \\ e_b = E\cos(\omega_0 t+\theta_0-2\pi/3) \\ e_c = E\cos(\omega_0 t+\theta_0+2\pi/3) \end{cases} \tag{8}$$

由于三相彼此独立，以 a 相为例，其电路的动态方程及解可分别表示为

$$\begin{cases} L\dot{i}_a + Ri_a = E\cos(\omega_0 t+\theta_0)-U_{g1}\cos(\omega_0 t) \\ i_a = i_{ah}+i_{ap} \end{cases} \tag{9}$$

式中：$i_{ah}=C_a e^{-t/\tau}$ 为齐次方程的通解，称为暂态分量(或自由分量)，C_a 为积分常数，τ 为时间常数，$\tau=L/R$；i_{ap} 为满足非齐次方程的特解，称为强制分量，对应发生扰动后电路的稳态解。

可以借助相量法对 i_{ap} 进行求解，即发生扰动后的稳态电路可表示为

$$(\mathrm{j}\omega_0 L+R)\dot{I}_{ap} = E\angle\theta_0 - U_{g1}\angle0 \tag{10}$$

进而可得

$$\dot{I}_{ap} = \frac{E}{\sqrt{\omega_0^2L^2+R^2}}\angle\theta_0-\varphi_0 - \frac{U_{g1}}{\sqrt{\omega_0^2L^2+R^2}}\angle-\varphi_0 \tag{11}$$

式中，φ_0 为阻抗角，$\varphi_0=\arctan(\omega_0L/R)$。

于是可得

$$i_a = C_a\mathrm{e}^{-t/\tau}+\frac{E}{\sqrt{\omega_0^2L^2+R^2}}\cos(\omega_0 t+\theta_0-\varphi_0)- \frac{U_{g1}}{\sqrt{\omega_0^2L^2+R^2}}\cos(\omega_0 t-\varphi_0) \tag{12}$$

由于 L_g 的电流不能发生突变，因此可以根据稳态电路初始值 i_{a0} 求出暂态过程中的 C_a。其中，i_{a0} 对应电网电压 U_{g0} 下的稳态值，可表示为

$$i_{a0} = \frac{E}{\sqrt{\omega_0^2L^2+R^2}}\cos(\theta_0-\varphi_0)- \frac{U_{g0}}{\sqrt{\omega_0^2L^2+R^2}}\cos(-\varphi_0) \tag{13}$$

在高压线路上，由于 R 远小于电抗 $X=\omega_0L$，故可以近似认为 $R=0$，则 $\tau=\infty$、$\varphi_0=\pi/2$。此时有

$$\begin{cases} i_{a0} = \dfrac{E}{\omega_0 L}\cos\left(\theta_0-\dfrac{\pi}{2}\right)-\dfrac{U_{g0}}{\omega_0 L}\cos\left(-\dfrac{\pi}{2}\right)=\dfrac{E\sin\theta_0}{\omega_0 L} \\ C_a = i_{a0}-\dfrac{E}{\omega_0 L}\cos\left(\theta_0-\dfrac{\pi}{2}\right)+\dfrac{U_{g1}}{\omega_0 L}\cos\left(-\dfrac{\pi}{2}\right)=0 \end{cases} \tag{14}$$

进一步可得

$$\begin{cases} i_a = \dfrac{E}{\omega_0 L}\sin(\omega_0 t+\theta_0)-\dfrac{U_{g1}}{\omega_0 L}\sin(\omega_0 t)= \\ \qquad A\sin(\omega_0 t+\varphi_a) \\ A = \dfrac{1}{\omega_0 L}\sqrt{E^2+U_{g1}^2-2EU_{g1}\cos\theta_0} \\ \varphi_a = \arctan\dfrac{E\sin\theta_0}{E\cos\theta_0-U_{g1}} \end{cases} \tag{15}$$

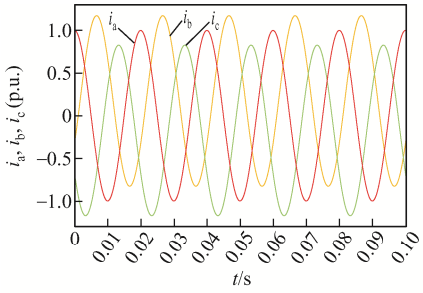
式中：A 为 a 相电流 i_a 的幅值；φ_a 为 i_a 的相角。同理可得三相电流 i_b、i_c 的表达式分别为

$$\begin{cases} i_b = \dfrac{\sqrt{3}(U_{g0}-U_{g1})}{2\omega_0 L}+A\sin\left(\omega_0 t+\varphi_a-\dfrac{2\pi}{3}\right) \\ i_c = -\dfrac{\sqrt{3}(U_{g0}-U_{g1})}{2\omega_0 L}+A\sin\left(\omega_0 t+\varphi_a+\dfrac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \tag{16}$$

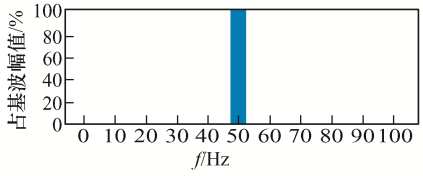
由式(12)、式(15)、式(16)的三相电流表达式可以看出，在暂态变化过程中，三相电流由暂态项和强迫项 2 部分组成，其中暂态项为直流项、强迫项

为工频交流项。此时，a 相电流的直流项为 0，b、c 相电流的直流项大小相等；abc 三相电流的交流项三相对称，幅值大小相等，相位互差 2π/3。

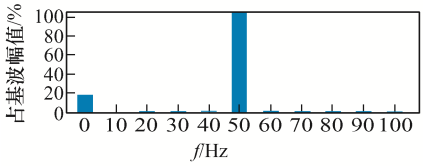
图 9 为绘制的 i_a、i_b 和 i_c 波形及 a 相和 b 相对应的 FFT 分析结果，较好地复现了图 5(c)中的三相电流时域波形和图 6(c)、(d)中的 FFT 频域分析结果。从图 9(a)可以看出，受到扰动后出现了新增加的直流分量，三相电流幅值不对称，但角频率依然为 ω_0。



(a) 三相电流波形图



(b) a相输出电流FFT分析



(c) b相输出电流FFT分析

图 9 三相电流波形图与 FFT 分析结果

Fig. 9 Three-phase current waveforms and FFT analysis results

4.2 *dq* 两相同步旋转坐标系下的分析

dq 同步旋转坐标系下，2 个电压源的输出电压表达式为

$$\begin{cases} e_d = E, \quad u_{gd} = U_g \cos\theta_0 \\ e_q = 0, \quad u_{gq} = -U_g \sin\theta_0 \end{cases} \tag{17}$$

为了简化表达式，忽略 R 的影响，L 动态可表示为

$$\begin{cases} L\dot{i}_d = \omega_0 L i_q + e_d - u_{gd1} \\ L\dot{i}_q = -\omega_0 L i_d + e_q - u_{gq1} \end{cases} \tag{18}$$

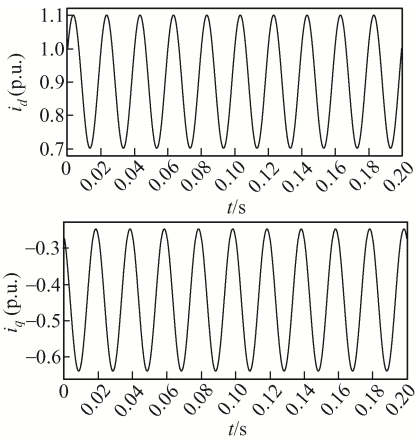
可求得

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_0 t & \sin\omega_0 t \\ -\sin\omega_0 t & \cos\omega_0 t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \\ \qquad \begin{bmatrix} -\cos\omega_0 t & -\sin\omega_0 t \\ \sin\omega_0 t & -\cos\omega_0 t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} = \\ \qquad \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M\sin(\omega_0 t + \theta_0) \\ N\cos(\omega_0 t + \theta_0) \end{bmatrix} \\ i_{d0} = \dfrac{U_{g0}\sin\theta_0}{\omega_0 L} \\ i_{q0} = \dfrac{U_{g0}\cos\theta_0 - E}{\omega_0 L} \\ i_{d1} = \dfrac{U_{g1}\sin\theta_0}{\omega_0 L} \\ i_{q1} = \dfrac{U_{g1}\cos\theta_0 - E}{\omega_0 L} \\ M = \dfrac{U_{g0} - U_{g1}}{\omega_0 L} \\ N = \dfrac{U_{g0} - U_{g1}}{\omega_0 L} \end{cases} \tag{19}$$

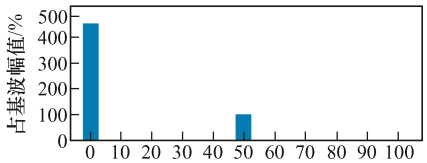
式中：i_{d0}、i_{q0} 分别为 U_{g0} 下的 d、q 电流分量；i_{d1}、i_{q1} 分别为电网电压 U_{g1} 下的 d、q 电流分量；M、N 分别为 i_d 和 i_q 的幅值。

从式(19)可以看出，i_d 和 i_q 同样由暂态分量($M\sin(\omega_0 t+\theta_0)$、$N\cos(\omega_0 t+\theta_0)$)和强迫分量($i_{d1}$、$i_{q1}$)两部分组成，不同的是，该式中暂态分量为正弦工频交流量、强迫分量为直流量。此外，可以通过等幅值派克转换公式得到 abc 三相静止坐标系下的三相电流。

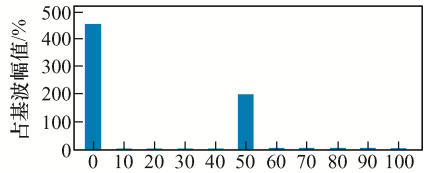
图 10 为 i_d、i_q 波形图与 FFT 分析结果。从图中可以看出，i_d 和 i_q 在暂态过程中出现了直流



(a) i_d、i_q波形图



(b) i_dFFT分析



(c) i_qFFT分析

图 10　i_d、i_q 波形图与 FFT 分析结果

Fig. 10 Waveforms and FFT analysis results of i_d and i_q

分量，同时交流部分振荡频率为 ω_0。显然，图 10 较好地复现了图 5(b)中的时域波形及图 6(a)、(b)中的 FFT 分析结果。

4.3 不同坐标系下的功率分析

本节对不同坐标系下的功率关系进一步分析。基于瞬时功率定义、式(17)和参数设置(E=1.0)，dq 同步旋转坐标系下线路传输的瞬时功率可表示为

$$\begin{cases} P_{\mathrm{e}} = e_d i_d + e_q i_q = e_d i_d = E i_d = i_d \\ Q_{\mathrm{e}} = e_q i_d - e_d i_q = -e_d i_q = -E i_q = -i_q \end{cases} \tag{20}$$

由此可知，有功功率与有功电流以及无功功率与无功电流将表现出完全相同的动态特性，故 FFT 分析结果相同。

与之相对应，abc 三相静止坐标系下瞬时有功功率和瞬时无功功率的表达式为

$$\begin{cases} P_{\mathrm{e1}} = e_{\mathrm{a}} i_{\mathrm{a}} + e_{\mathrm{b}} i_{\mathrm{b}} + e_{\mathrm{c}} i_{\mathrm{c}} = 3P_{\mathrm{e}}/2 \\ Q_{\mathrm{e1}} = (e_{\mathrm{bc}} i_{\mathrm{a}} + e_{\mathrm{ca}} i_{\mathrm{b}} + e_{\mathrm{ab}} i_{\mathrm{c}})/\sqrt{3} = 3Q_{\mathrm{e}}/2 \end{cases} \tag{21}$$

4.4 机理总结

通过对考虑动态网络连接的 2 个独立电压源模型的详细时域动态响应分析可知，工频振荡分量主要对应系统未衰减或缓慢衰减的暂态分量，而交流系统固有的正弦工频振荡则对应系统的强制分量，两者的对比总结见表 6。工频振荡为暂态行为，由于通常高压线路上电阻值相对于电抗值较小，因此其有可能成为一个可以持续观察的现象。

表 6　不同坐标系下的时域动态响应分解

Tab. 6 Decomposition of time-domain dynamic response under different coordinates

坐标系	暂态(自由)分量	强制分量
abc 三相静止坐标系	直流量	工频交流量
dq 两相同步旋转坐标系	工频交流量	直流量

5　讨论

本文发现构网型VSC设备的电压源特性是工频振荡出现的一个必要条件，而对于含电流环控制的构网型 VSC，电流内环相当于虚拟电阻的作用(尤其是电流控制器的比例环节)[7]，使得系统中暂态分量可以快速衰减，从而阻尼了工频振荡。电流环控制带宽主要与电流环比例积分系数相关，在参数取值一定范围内，经仿真观察，电流环控制带宽越高，工频振荡衰减越快、现象越不明显。但是，如何明确定量刻画分析 VSC 的电压源或电流源特性以及分析电流控制的阻尼机理，依然值得进一步深入研究。

本文在进行构网型 VSC 并网系统工频振荡分析时，忽略了线路滤波电容的影响，而是将 L_{f} 与 L_{g} 直接串联考虑。但不可否认的是，考虑线路滤波电容后会增加高频模态，增加建模分析的复杂性。

如表 6 中所列，在工频振荡所对应的暂态分量中，dq 坐标系下的工频交流分量只对应 abc 三相坐标系下的唯一直流分量，这是由式(19)中暂态分量的具体形式造成的。由于 dq 坐标系下工频交流量幅值 M=N，以及工频交流量表达式 $\sin(\omega_0 t+\theta_0)=\cos(\pi/2-\omega_0 t-\theta_0)$、$\cos(\omega_0 t+\theta_0)=\sin(\pi/2-\omega_0 t-\theta_0)$恰好对应于 dq 同步旋转坐标系(逆时针旋转，且旋转角频率为 ω_0)下的顺时针旋转运动，且旋转角频率恰好为 ω_0。据此可直观地得出，在 abc 三相静止坐标系下只能得到不变的运动，即直流量。

构网型 VSC 的控制方法目前主要有下垂控制和 VSG 控制 2 种，本质区别在于同步环节不同。经对比有、无电流环单环和多环的 2 种不同模型以及考虑线路动态的深入分析后，所得结论依然成

立，在不含电流环控制的构网型 VSC 单环控制并网系统中会出现工频振荡现象。

本文利用MATLAB/Simulink仿真平台搭建了对应的模型进行仿真验证。同时，为了验证时域分析，也进行了硬件在环实验，相关结果见附录C。

6 结论

本文针对 50 Hz 这一特殊的功率振荡频率，比较和分析了多环控制的构网型 VSC 设备在考虑不同环节情况下系统能否发生工频振荡，并对此进行了机理分析和验证。主要结论如下。

(1)不含电流环控制的构网型 VSC 单环控制并网系统会出现工频振荡现象，电压源特性和线路动态是其出现工频振荡的必要条件。

(2)工频振荡来源于系统未衰减或缓慢衰减的暂态分量，而交流系统固有的正弦工频振荡则来源于系统的强制分量。两者表现为不同时间段下的主导动力学行为。此外，当出现工频振荡时，三相静止坐标系下的交流电流信号不表现出通常的频率互补现象，即不出现 100 Hz 交流分量。

参考文献：

[1] 郑国华, 罗涵. 新能源企业碳管理实践与绿色竞争力提升机制研究[J]. 电源技术, 2026, 50(3): 353-361.
Zheng Guohua, Luo Han. Study on mechanism for enhancing green competitiveness through carbon management practices of new energy enterprises [J]. Chinese Journal of Power Sources, 2026, 50(3): 353-361. (in Chinese)

[2] 杨硕, 徐哲恒, 陶顺, 等. 含并网变流器配电网宽频谐波谐振评估研究[J]. 电源学报. 2025, 23(3): 96-105.
Yang Shuo, Xu Zheheng, Tao Shun, et al. Research on wideband harmonic resonance assessment of distribution network with grid-connected converter [J]. Journal of Power Supply. 2025, 23(3): 96-105. (in Chinese)

[3] 阮诗韵, 邱彬. 适用于机-网谐振抑制的集中式有源阻尼装置及其控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 122-129.
Ruan Shiyun, Qiu Bin. Centralized active damping device suitable for machine-network resonance suppression and its control strategy [J]. Journal of Power Supply. 2024, 22(6): 122-129. (in Chinese)

[4] 高本锋, 邓鹏程, 孙大卫, 等. 基于匹配控制的构网型直驱风电场次同步振荡机理与特性研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(9): 2755-2770.
Gao Benfeng, Deng Pengcheng, Sun Dawei, et al. Mechanism and characteristics of subsynchronous oscil lation of grid-forming direct-drive wind farm based on matching control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(9): 2755-2770. (in Chinese)

[5] Hong Zhenkun, Xu Hongsheng, Hou Zhuoqi, et al. Origin of anomalous instability of grid-forming converters tied to stiff grid [J]. IET Renewable Power Generation, 2023, 17(10): 2563-2574.

[6] 任先成, 李尚志, 李英彪, 等. 有和无电流环控制构网型 VSC 暂态建模与特性对比分析[J]. 上海交通大学学报, 2025, 59(7): 971-982, I0003, I0004.
Ren Xiancheng, Li Shangzhi, Li Yingbiao, et al. Transient modeling and characteristic comparative analysis of grid-forming VSC with and without current control [J]. Journal of Shanghai Jiao Tong University, 2025, 59(7): 971-982, I0003, I0004. (in Chinese)

[7] 詹长江, 吴恒, 王雄飞, 等. 构网型变流器稳定性研究综述[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(6): 2339-2358.
Zhan Changjiang, Wu Heng, Wang Xiongfei, et al. An overview of stability studies of grid-forming voltage source converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(6): 2339-2358. (in Chinese)

[8] Zhang Lidong, Harnefors L, Nee H P. Power-synchronization control of grid-connected voltage-source converters [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2010, 25(2): 809-820.

[9] 王金华, 王宇翔, 顾云杰, 等. 基于虚拟同步发电机控制的并网变流器同步频率谐振机理研究[J]. 电源学报, 2016, 14(2): 17-23.
Wang Jinhua, Wang Yuxiang, Gu Yunjie, et al. Synchronous frequency resonance in grid-connected VSCs with virtual synchronous generator technology [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(2): 17-23. (in Chinese)

[10] 李武华, 王金华, 杨贺雅, 等. 虚拟同步发电机的功率动态耦合机理及同步频率谐振抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(2): 381-390.
Li Wuhua, Wang Jinhua, Yang Heya, et al. Power dynamic coupling mechanism and resonance suppression of synchronous frequency for virtual synchronous generators

[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2017, 37(2): 381-390. (in Chinese)

[11] Yang Dongsheng, Wu Heng, Wang Xiongfei, et al. Suppression of synchronous resonance for VSGs [J]. The Journal of Engineering, 2017, 2017(13): 2574-2579.

[12] 熊小玲, 李昕悦, 周琰, 等. 基于陷波器的构网型换流器同步频率谐振抑制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3827-3839.
Xiong Xiaoling, Li Xinyue, Zhou Yan, et al. Synchronous frequency resonance suppression of grid-forming converter based on Notch filter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3827-3839. (in Chinese)

[13] Yu Yanxue, Zhang Mengxiang, Antoine M, et al. Analysis of synchronous frequency resonance in VSG based on the sequence impedance models [C]// 2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS). Harbin, China, 2019: 1-6.

[14] 于彦雪, 关万琳, 陈晓光, 等. 基于序阻抗的虚拟同步机同步频率谐振现象[J]. 电工技术学报, 2022, 37(10): 2584-2595.
Yu Yanxue, Guan Wanlin, Chen Xiaoguang, et al. Synchronous frequency resonance in virtual synchronous generator based on sequence-impedance [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(10): 2584- 2595. (in Chinese)

[15] 周驭涛, 张代润, 吉晓帆, 等. 基于虚拟同步发电机的频率谐振抑制策略[J]. 微电机, 2021, 54(7): 73-79.
Zhou Yutao, Zhang Dairun, Ji Xiaofan, et al. Frequency resonance suppression strategy based on virtual synchronous generator [J]. Micromotors, 2021, 54(7): 73-79. (in Chinese)

[16] 马也, 史丽萍, 李衡, 等. 基于VSG控制的微网逆变器工频振荡现象研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(1): 107-115.
Ma Ye, Shi Liping, Li Heng, et al. Power frequency oscillation of a microgrid inverter based on VSG control [J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(1): 107-115. (in Chinese)

[17] 张行, 张兴, 李明, 等. 基于暂态虚拟电阻VSG同步频率谐振抑制策略[J]. 电力电子技术, 2019, 53(3): 68-70, 81.
Zhang Hang, Zhang Xing, Li Ming, et al. Synchronous frequency resonance suppression strategy for virtual synchronous generators based on transient virtual resistance [J]. Power Electronics, 2019, 53(3): 68-70, 81. (in Chinese)

[18] Li Xin, Hu Yaowei, Shao Yuting, et al. Mechanism analysis and suppression strategies of power oscillation for virtual synchronous generator [C]// IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Beijing, China, 2017: 4955-4960.

[19] Yue Qingfeng, Yu Jiawei, Zhan Meng. Negative resistance effect induced by network dynamics in power-electronic-based power systems: A simple case study [C]// 8th Renewable Power Generation Conference(RPG 2019). Shanghai, China, 2019.

[20] Ma Rui, Yang Ziqian, Cheng Shijie, et al. Sustained oscillations and bifurcations in three-phase voltage source converter tied to AC grid [J]. IET Renewable Power Generation, 2020, 14(18): 3770-3781.

[21] 杨孝稳, 马锐, 占萌. 电力系统振荡动静态网络分析及功率传输特性[J]. 中国电机工程学报, 2023, 43(16): 6266-6277.
Yang Xiaowen, Ma Rui, Zhan Meng. Dynamic and static network analysis and power transmission characteristics of power system oscillations [J]. Proceedings of the CSEE, 2023, 43(16): 6266-6277. (in Chinese)



侯卓琦

作者简介：

侯卓琦(2001—　)，男，硕士研究生。研究方向:新能源并网稳定性分析。E-mail:hzqi@hust.edu.cn。

徐登科(2000—　)，男，硕士研究生。研究方向：新型电力系统暂态稳定分析。E-mail：m202271909@hust.edu.cn。

卢建刚(1970—　)，男，硕士，教授级高级工程师。研究方向：调度自动化系统的开发、运行、管理。E-mail：lujiangang@gddd.csg.cn。

余志文(1974—　)，男，博士，教授级高级工程师。研究方向：调度自动化系统的运行管理，网络安全管理。E-mail：yzw_javelin@163.com。

赵瑞锋(1981—　)，男，博士，教授级高级工程师。研究方向：调度自动化系统的运行，电力大数据研究。E-mail：ruifzhao@126.com。

占萌(1974—　)，男，中国电源学会会员，通信作者，博士，教授。研究方向：电力电子化电力系统动态，新能源并网稳定等。E-mail：zhanmeng@hust.edu.cn。

(责任编辑：孙美菊)

附录 A

构网型 VSC 系统全阶模型参数取值如下：系统参数取值 S_{base}=2 MW，U_{base}=690 V，f_{base}=50 Hz，U_{tref}=1 p.u.，C=0.1 p.u.，P_{in}=1.0 p.u.，U_g=1.0 p.u.，x_f=0.1 p.u.，x_g=0.5 p.u.。控制器参数取值为：电压环 k_{p1}=1.2，k_{i1}=100；电流环 k_{p2}=0.6，k_{i2}=670；有功同步环 ω_p=5，k_p=10。

附录 B

工频振荡机理分析电路图参数取值：E=1.0 p.u.，U_{g0}=1.0 p.u.，U_{g1}=0.9 p.u.，L= 0.5 p.u.，θ_0=0.524 rad。

附录 C

SpaceR具有强实时性，保证严格的时钟机制和较小的仿真步长，主要满足目前电力电子系统开关数量多、频率高、开关暂态模拟要求精度高以及系统逐渐多样化的场景需求。与真实主电路模块相比，其可以缩短开发周期、减少开发费用并提高可靠性。本文硬件在环实验在 SpaceR 实时仿真平台上进行，该平台由开发主机、SpaceR 模块、数字信号处理器 DSP(digital signal processing)和示波器组成，如附录图 C1 所示。其中，SpaceR 模块模拟构网型变流器动态，并将测量信号输入到 DSP 中；DSP 则向 SpaceR 模块反馈输出信号。

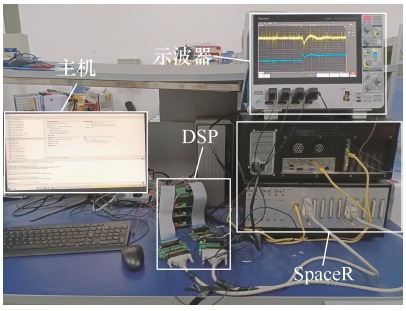
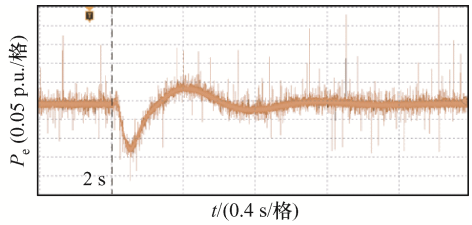


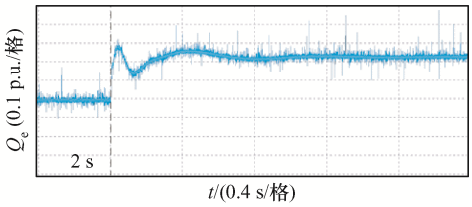
图 C1 SpaceR 实时仿真平台实物图

Fig. C1 Physical photograph of SpaceR real-time simulation platform

图 C2 和图 C3 分别为构网型 VSC 并网系统考虑电流环控制和线路动态的八阶系统(图 4)和不考虑电流环控制的六阶系统(图 5)的实验验证结果。当 t= 2 s 时，设置故障使 U_g 由 1.0 p.u.减小到 0.9 p.u.，可以看出八阶系统不会出现工频振荡现象，而六阶系统会出现。此外，不考虑电流环控制和线路动态的四阶系统由于平台除控制环节外，使用真实的物理元器件搭建模型，而线路动态属于 L_g 固有的物理属性，实际情况无法忽略线路动态，故平台未能给出 MATLAB/Simulink 仿真结果。而在 MATLAB/Simulink 仿真进行数学建模时，不考虑线路动态可以直接用代数方程替代原本的微分方程。这里四阶系统主要是为了与六阶系统进行对比，以分析线路动态对构网型 VSC 并网系统产生工频振荡的影响。



(a) 有功功率

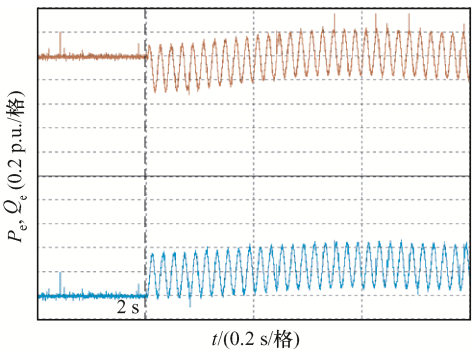


(b) 无功功率

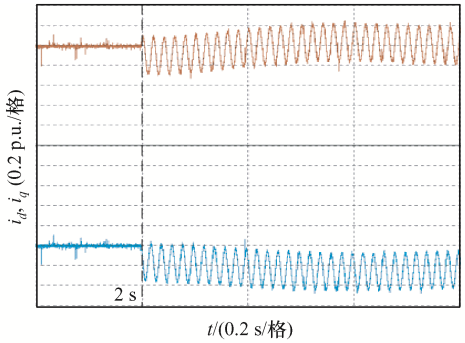
图 C2 图 4 实验验证结果

Fig. C2 Experimental results for Fig. 4

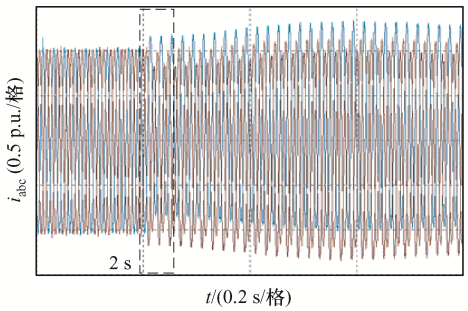
图 C4 和图 C5 分别为工频振荡机理分析三相电流(图 9)和有功电流和无功电流(图 10)的实验验证结果。同样当 t=2 s 时，设置故障使 U_g 由 1.0 p.u.减小到 0.9 p.u.，可以看出三相电流新增了直流量，由对称的三相交流变为含直流量的三相交流不对称，而有功电流和无功电流新增了工频交流量，出

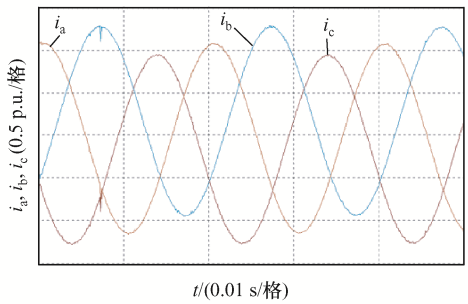


(a) 有功功率和无功功率的波形



(b) 有功电流和无功电流的波形





(c) 三相电流的波形

图 C3　图 5 实验验证结果

Fig. C3 Experimental results for Fig. 5

现了工频振荡现象。上述实验结果与 MATLAB/Simulink 仿真验证结果一致。

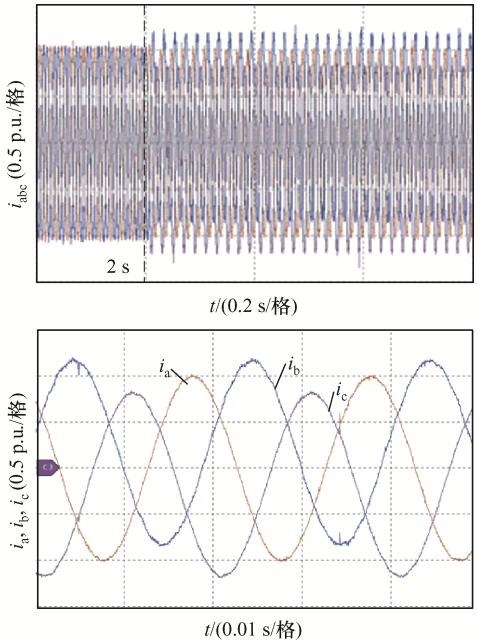


图 C4　图 9 实验验证结果

Fig. C4 Experimental results for Fig. 9

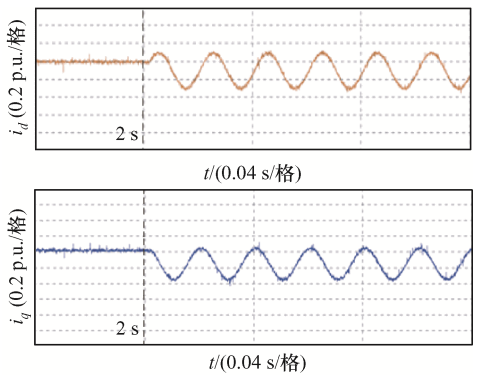


图 C5　图 10 实验验证结果

Fig. C5 Experimental results for Fig. 10