第 52 卷 第 5 期：2185-2195 高电压技术 Vol.52, No.5: 2185-2195
2026 年 5 月 31 日 High Voltage Engineering May 31, 2026
**DOI**: 10.13336/j.1003-6520.hve.20251038

# 不对称电网下的构网型变流器线性周期时变建模及稳定性分析

龚梓轩[1]，黄云辉[1,2]，朱建行[3]，王　栋[1]，张清勇[1]，谢长君[1]
（1. 武汉理工大学自动化学院，武汉 430070；2. 武汉理工大学深圳研究院，深圳 518000；
3. 香港大学电机电子工程系，香港特别行政区 999077）

**摘　要**：电网不对称运行会严重恶化构网型变流器的控制性能并诱发失稳风险。传统线性时不变建模难以准确表征不对称工况下系统的周期性时变特性，导致稳定性评估存在理论局限。为此，该文创新性引入线性周期时变理论，建立不对称电网下构网型变流器的周期时变状态空间模型，精确刻画了不对称电网下构网型变流器周期性时变动态行为。基于 Floquet 特征指数分析法，描述了不同控制方法下系统特征指数随正、负序电流环带宽/阻尼变化的演化规律，系统性揭示了不对称电网下构网型变流器正、负序电流环对周期性时变系统稳定性的影响。理论分析表明：三相不对称电网下构网型变流器负序电流环对参数变化敏感，低阻尼或高带宽易引发失稳，正序电流环具有较好的鲁棒性。时域仿真与硬件在环实验验证了模型的精确性及结论的普适性，为构网型变流器在非理想电网中的控制策略优选与参数整定提供了重要理论支撑。

**关键词**：构网型变流器；线性周期时变；不对称电网；Floquet 特征指数分析法；负序电流环

## Linear Time-periodic Modeling and Stability Analysis of Grid-forming Converters Under Unbalanced Grid Conditions

GONG Zixuan[1], HUANG Yunhui[1,2], ZHU Jianhang[3], WANG Dong[1], ZHANG Qingyong[1], XIE Changjun[1]
(1. School of Automation, Wuhan University of Technology, Wuhan 430070, China; 2. Shenzhen Research Institute, Wuhan University of Technology , Shenzhen 518000, China; 3. Department of Electrical and Electronic Engineering, Hong Kong University, Hong Kong Special Administrative Region 999077, China)

**Abstract**: Asymmetric operation of the power grid will seriously deteriorate the control performance of grid-forming converters and induce instability risks. Traditional linear time-invariant modeling is difficult to accurately characterize the periodic time-varying characteristics of the system under asymmetric conditions, resulting in theoretical limitations in stability assessment. To this end, this paper innovatively introduces the linear time-periodic (LTP) theory, establishes a periodic time-varying state space model of the grid-forming converter under an asymmetric power grid, and accurately characterizes the periodic time-varying dynamic behavior of the grid-forming converter under an asymmetric power grid. Based on the Floquet eigenvalue analysis method, the evolution law of the system characteristic index with the variation of the bandwidth/damping of the positive and negative sequence current loops under different control methods is described, and the influence of the positive and negative sequence current loops of the grid-forming converter on the stability of the periodic time-varying system under the asymmetric power grid is systematically revealed. Theoretical analysis shows that, under a three-phase asymmetric power grid, the negative sequence current loop of the grid-forming converter is sensitive to parameter changes. Low damping or high bandwidth is prone to cause instability, while the positive sequence current loop has better robustness. Time-domain simulation and hardware-in-the-loop experiments verified the accuracy of the model and the universality of the conclusion, providing an important theoretical support for the optimization of control strategies and parameter tuning of grid-forming converters in non-ideal power grids.

**Key words**: grid-forming converter; linear time-periodic(LTP); asymmetric power grid; Floquet eigenvalue analysis method; negative sequence current loop

**基金资助项目**：国家自然科学基金智能电网联合基金重点支持项目(U24B20103)；广东省基础与应用基础研究基金(2023A1515240052)。
Project supported by National Natural Science Foundation of China (U24B20103), Guangdong Basic and Applied Basic Research Foundation (2023A1515240052).

## 0 引言

在全球能源转型的大背景下，新能源如太阳能、风能等呈现出迅猛的发展态势[1]。这些新能源多通过变流器接入电网，其中构网型变流器(grid-forming converter, GFM)在为电网提供电压和频率支撑等方面发挥着关键作用[2-3]。然而，实际电网中常常存在电压不对称的情况，这会导致 GFM 的运行特性发生改变，进而影响整个并网系统的稳定性[4-5]。当电网电压不对称时，系统会产生二倍频的负序分量，导致并网变流器的输出电流发生畸变[6]，从而引起功率振荡问题[7]，同时还会引起直流侧过电压[8]。因此，深入研究 GFM 在不对称电网下的稳定性具有重要的意义。

尽管 GFM 在新能源并网中的应用日益广泛，但目前针对其在不对称电网下稳定性的研究相对较少[9]。目前对于 GFM 在不对称电网下的研究主要考虑电流限制和不平衡故障穿越性能[10-11]，还有研究通过量化控制环的频率响应差异、直流侧纹波的耦合效应，从物理机理层面修正了现有模型对负序电压的低估或高估，改进 GFM 模型来减小负序电压的误差[12]。在稳定性分析方法方面，常用的方法有阻抗建模和状态空间建模[13]。阻抗建模在不对称工况时一般通过谐波线性化将系统等效为无穷阶系统进行分析，由于系统阶数较高且正负序分量相互耦合，使得推导正负序输出阻抗模型时的代数表达式更为冗长，且需考虑耦合作用对阻抗特性的影响，因此建模与分析过程过于复杂；而传统的线性时不变(linear time invariant, LTI)状态空间建模方法在分析电力系统稳定性时，通常基于系统参数恒定的假设，不适用于不对称工况[14]。然而，在不对称电网条件下，由于电网电压的不对称性以及变流器控制策略的动态调整，系统呈现出明显的时变特性，使得传统 LTI 状态空间建模难以准确描述系统行为，在实际应用中存在较大局限性[15]。相比之下，线性周期时变(linear time-periodic, LTP)状态空间建模方法能够更好地适应不对称电网下系统的时变特性[16-17]。文献[18]首次将 Floquet-Lyapunov 理论应用于线性周期时变系统控制，建立了 LTP 系统稳定性分析的理论基础。文献[19]系统总结了 LTP 模型的建模流程，对比了 LTP 与传统 LTI 模型在跟网型变流器稳定性分析中的差异，验证了 LTP 模型在保留时变特性方面的优势，LTP 模型可以精确地考虑电网电压的周期性波动以及变流器控制策略的动态变化，从而更准确地描述系统的动态行为。文献[20]将 LTP 模型应用于不平衡电网下的模块化多电平换流器，考虑正负序分量耦合的周期性时变特征，该文献是 LTP 理论在复杂电力电子拓扑中的重要应用。通过建立 LTP 状态空间模型，能够获取系统更全面的动态信息，为系统稳定性分析提供更可靠的依据[21]。

在利用 LTP 模型分析系统稳定性时，常见的方法有 Floquet 特征指数分析法等[22]。该方法通过求解 LTP 系统的状态转移矩阵来间接得到系统的特征指数，根据特征指数在复平面上的位置判断系统的稳定性[23]。特征指数位于虚轴左半平面时，系统稳定；若特征指数穿过虚轴进入右半平面，则系统失稳。目前对特征指数的求解方法主要有定义法、矩阵指数法、Neumann 级数法等[24]。其中矩阵指数法对系统的时变周期矩阵有一定限定条件；Neumann 级数法则需要大量的迭代运算，过程过于复杂；定义法可以直接通过不同初始条件下求取状态值来得到相应的状态转移矩阵从而间接的获取特征指数，因此通常用定义法来对特征指数进行求解。这种方法为深入研究不对称电网下构网型变流器并网系统的稳定性提供了有力的工具[25]。

因此，为了探究构网型变流器在不对称电网下的稳定性，本文基于不同的控制方法建立了构网型变流器的 LTP 状态空间模型。接着通过改变正序电流环和负序电流环的带宽和阻尼，利用 Floquet 特征指数分析法分析了两种不同控制下对应正负序电流环的稳定边界。最后在 Maltab/Simulink 平台以及硬件在环平台上分别进行了时域仿真和半实物仿真实验，验证了分析结果的正确性。

## 1 构网型变流器并网系统的控制及数学模型

不对称电网下构网型变流器接入电网的控制框图如图 1 所示。其中 PCC 为并网点；$u_c$ 为逆变器输出电压；$u_t$ 为端电压；$u_{gabc}$ 为不对称电网三相电压；$i$ 为滤波电感上的电流；$L_f$ 为滤波电感；$L_g$ 为电网电感。

控制策略包括功率环控制，正序电压、电流控制和负序电流控制。功率环采用带有低通滤波器的下垂控制，正序电压、电流环以及负序电流环采用 PI 控制。

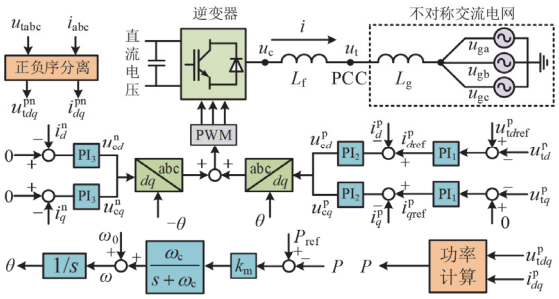



图 1 不对称电网下构网型变流器的控制框图

Fig.1 Control block diagram of grid-forming converter under an unbalanced grid

图 1 中不对称电网电压由式(1)表示，$U_{\mathrm{g}}$ 表示电网电压幅值：

$$\begin{cases} u_{\mathrm{ga}} = U_{\mathrm{ga}} \sin(100\pi t) \\ u_{\mathrm{gb}} = U_{\mathrm{gb}} \sin(100\pi t - 120°) \\ u_{\mathrm{gc}} = U_{\mathrm{gc}} \sin(100\pi t + 120°) \end{cases} \tag{1}$$

将功率环的线性化方程如式(2)所示，其中“Δ”表示小扰动量；$P$ 为并网点有功功率，下角标“ref”表示参考值；$k_{\mathrm{m}}$ 为有功下垂控制系数；$\omega$为功率同步角速度；$\theta$ 为功率环输出相位；$\omega_{\mathrm{c}}$ 为滤波器截止频率。

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\Delta\theta}{\mathrm{d}t} = \Delta\omega \\ \dfrac{\mathrm{d}\Delta\omega}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{m}}\omega_{\mathrm{c}}\left(\Delta P_{\mathrm{ref}} - \Delta P\right) - \omega_{\mathrm{c}}\Delta\omega \end{cases} \tag{2}$$

附录 A 图 A1(a)、(b)分别展示了解耦双同步参考坐标系(decoupled double synchronous reference frame, DDSRF)和双二阶广义积分器(dual second-order generalized integrator, DSOGI)模式下的电压或电流正负序分离控制结构图，图中 $w$ 和 $v$ 可以为 $u_{\mathrm{t}}$ 或 $i$。上角标“p”和“n”分别代表“正序”和“负序”分量，下角标“$d$”和“$q$”分别表示“$d$ 轴”和“$q$ 轴”分量，下角标“$\alpha$”和“$\beta$”分别表示“$\alpha$ 轴”和“$\beta$ 轴”分量。附录 A 图 A1(a)中 $w_{fdq}^{\mathrm{p}}$，$w_{fdq}^{\mathrm{n}}$ 为 DDSRF 控制下的状态变量。附录 A 图 A1(b)中 $v'_{\alpha\beta}$，$v''_{\alpha\beta}$ 为 DSOGI 控制下的状态变量。

DDSRF 和 DSOGI 控制中其他环节线性化前后不变，因此本文仅仅给出坐标变换的线性化过程，其中 abc-$\alpha\beta$ 坐标系和 $\alpha\beta$-$dq$ 坐标系的变换矩阵的变换矩阵分别如式(3)和式(4)所示。

$$\boldsymbol{T} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} 1 & -\dfrac{1}{2} & -\dfrac{1}{2} \\ 0 & -\dfrac{\sqrt{3}}{2} & \dfrac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \tag{3}$$

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n\theta) & \sin(n\theta) \\ -\sin(n\theta) & \cos(n\theta) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} x_a \\ x_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{q0} \\ -x_{d0} \end{bmatrix} n\theta \tag{4}$$

式(4)中 $n$ 表示坐标变换时旋转的方向和倍速，$n$ 为正表示随正序坐标系旋转，$n$ 为负表示随负序坐标系旋转，其大小代表基频角速度的倍数，将式(4)线性化可得，下角标“0”表示变量稳态轨迹。

正序电压控制中的积分环节的状态变量定义为 $x_{d1}$ 和 $x_{q1}$，$k_{\mathrm{p1}}$ 和 $k_{\mathrm{i1}}$ 表示正序电压控制的比例系数和积分系数，因此正序电压环线性化方程可由式(6)表示。

$$\begin{bmatrix} \Delta x_d \\ \Delta x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(n\theta_0) & \sin(n\theta_0) \\ -\sin(n\theta_0) & \cos(n\theta_0) \end{bmatrix}\begin{bmatrix} \Delta x_a \\ \Delta x_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} x_{q0} \\ -x_{d0} \end{bmatrix} n\Delta\theta \tag{5}$$

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\Delta x_{d1}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{i1}}(\Delta u_{\mathrm{tdref}}^{\mathrm{p}} - \Delta u_{\mathrm{td}}^{\mathrm{p}}) \\ \dfrac{\mathrm{d}\Delta x_{q1}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{i1}}(\Delta u_{\mathrm{tqref}}^{\mathrm{p}} - \Delta u_{\mathrm{tq}}^{\mathrm{p}}) \\ \Delta i_{d\mathrm{ref}}^{\mathrm{p}} = \Delta x_{d1} + k_{\mathrm{p1}}(\Delta u_{\mathrm{tdref}}^{\mathrm{p}} - \Delta u_{\mathrm{td}}^{\mathrm{p}}) \\ \Delta i_{q\mathrm{ref}}^{\mathrm{p}} = \Delta x_{q1} + k_{\mathrm{p1}}(\Delta u_{\mathrm{tqref}}^{\mathrm{p}} - \Delta u_{\mathrm{tq}}^{\mathrm{p}}) \end{cases} \tag{6}$$

正序电流控制的积分环节的状态变量定义为 $x_{d2}$ 和 $x_{q2}$，$k_{\mathrm{p2}}$ 和 $k_{\mathrm{i2}}$ 表示正序电流控制的比例系数和积分系数，因此正序电流环性化方程可由式(7)表示。

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\Delta x_{d2}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{i2}}(\Delta i_{d\mathrm{ref}}^{\mathrm{p}} - \Delta i_{d}^{\mathrm{p}}) \\ \dfrac{\mathrm{d}\Delta x_{q2}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{i2}}(\Delta i_{q\mathrm{ref}}^{\mathrm{p}} - \Delta i_{q}^{\mathrm{p}}) \\ \Delta u_{cd}^{\mathrm{p}} = \Delta x_{d2} + k_{\mathrm{p2}}(\Delta i_{d\mathrm{ref}}^{\mathrm{p}} - \Delta i_{d}^{\mathrm{p}}) \\ \Delta u_{cq}^{\mathrm{p}} = \Delta x_{q2} + k_{\mathrm{p2}}(\Delta i_{q\mathrm{ref}}^{\mathrm{p}} - \Delta i_{q}^{\mathrm{p}}) \end{cases} \tag{7}$$

负序电流控制的状态变量用 $x_{d3}$ 和 $x_{q3}$，$k_{\mathrm{p3}}$ 和 $k_{\mathrm{i3}}$ 表示负序电流控制的比例系数和积分系数，可得负序电流环的线性化方程如式(8)所示。

$$\begin{cases} \dfrac{\mathrm{d}\Delta x_{d3}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{i3}}(\Delta i_{d\mathrm{ref}}^{\mathrm{n}} - \Delta i_{d}^{\mathrm{n}}) \\ \dfrac{\mathrm{d}\Delta x_{q3}}{\mathrm{d}t} = k_{\mathrm{i3}}(\Delta i_{q\mathrm{ref}}^{\mathrm{n}} - \Delta i_{q}^{\mathrm{n}}) \\ \Delta u_{cd}^{\mathrm{n}} = \Delta x_{d3} + k_{\mathrm{p3}}(\Delta i_{d\mathrm{ref}}^{\mathrm{n}} - \Delta i_{d}^{\mathrm{n}}) \\ \Delta u_{cq}^{\mathrm{n}} = \Delta x_{q3} + k_{\mathrm{p3}}(\Delta i_{q\mathrm{ref}}^{\mathrm{n}} - \Delta i_{q}^{\mathrm{n}}) \end{cases} \tag{8}$$

根据图 1 中所示拓扑结构，可知交流侧滤波电感和电网之间存在线性化关系如式(9)。

$$\begin{cases} (L_{\mathrm{f}} + L_{\mathrm{g}})\dfrac{\mathrm{d}\Delta i_{\mathrm{abc}}}{\mathrm{d}t} = \Delta u_{\mathrm{cabc}} - \Delta u_{\mathrm{gabc}} \\ (L_{\mathrm{f}} + L_{\mathrm{g}})\Delta u_{\mathrm{tabc}} = L_{\mathrm{g}}\Delta u_{\mathrm{cabc}} + L_{\mathrm{f}}\Delta u_{\mathrm{gabc}} \end{cases} \tag{9}$$

忽略系统的负序分量，并网点有功功率如式(10)所示，稳态轨迹由非线性数学模型计算可得：

$$\Delta P=\frac{3}{2}(i_{d0}^{\mathrm{p}}\Delta u_{td}^{\mathrm{p}}+u_{td0}^{\mathrm{p}}\Delta i_{d}^{\mathrm{p}}+i_{q0}^{\mathrm{p}}\Delta u_{tq}^{\mathrm{p}}+u_{tq0}^{\mathrm{p}}\Delta i_{q}^{\mathrm{p}}) \quad (10)$$

由式(2)到式(10)整理可得两种正负序分离控制下构网型变流器并网系统的LTP状态空间表达式如式(11)所示：

$$\begin{cases}\Delta\dot{\boldsymbol{x}}_w(t)=\boldsymbol{A}_w(t)\Delta\boldsymbol{x}_w(t)+\boldsymbol{B}_w(t)\Delta\boldsymbol{u}_w(t)\\ \Delta\dot{\boldsymbol{x}}_v(t)=\boldsymbol{A}_v(t)\Delta\boldsymbol{x}_v(t)+\boldsymbol{B}_v(t)\Delta\boldsymbol{u}_v(t)\end{cases} \quad (11)$$

式中：下角标“$w$”和“$v$”分别代表DDSRF和DSOGI两种控制下的系统，$\boldsymbol{A}(t)$表示系统的时变周期矩阵；$\boldsymbol{x}(t)$和表示系统的状态变量，如式(12)所示；$\boldsymbol{B}(t)$表示系统的时变输入参数矩阵；$\boldsymbol{u}(t)$为系统的输入向量。

$$\begin{cases}\Delta\boldsymbol{x}_w(t)=[\Delta\omega,\Delta\theta,\Delta i_{\mathrm{abc}},\Delta w_{fd}^{\mathrm{p}},\Delta w_{fd}^{\mathrm{n}},\Delta w_{fq}^{\mathrm{p}},\Delta w_{fq}^{\mathrm{n}},\\ \qquad\Delta x_{d1},\Delta x_{d2},\Delta x_{d3},\Delta x_{q1},\Delta x_{q2},\Delta x_{q3}]^{\mathrm{T}}\\ \Delta\boldsymbol{x}_v(t)=[\Delta\omega,\Delta\theta,\Delta i_{\mathrm{abc}},\Delta v'_{\alpha},\Delta v''_{\alpha},\Delta v'_{\beta},\Delta v''_{\beta},\\ \qquad\Delta x_{d1},\Delta x_{d2},\Delta x_{d3},\Delta x_{q1},\Delta x_{q2},\Delta x_{q3}]^{\mathrm{T}}\end{cases} \quad (12)$$

## 2 正负序电流环控制对不对称电网下GFM并网系统稳定性的影响

由于LTP系统无法像LTI系统一样直接对状态空间矩阵求解特征根，需要根据该LTP系统的状态转移矩阵$\boldsymbol{\Phi}(T,0)$从而转化成对应于LTI系统的时不变矩阵$\boldsymbol{Q}$来求解特征指数。本章将利用定义法来求解$\boldsymbol{\Phi}(T,0)$矩阵，其中$\boldsymbol{Q}$与$\boldsymbol{\Phi}(T,0)$的关系如式(13)所示，对$\boldsymbol{Q}$矩阵进行求解即可得到系统的特征指数，$T$表示$T$时刻。

$$\boldsymbol{Q}=\frac{\ln(\boldsymbol{\Phi}(T,0))}{T} \quad (13)$$

特征指数的实部可以严格判断系统稳定性，由于矩阵指数函数运算的特性，特征指数的虚部处于$[-50\pi,50\pi]$范围内。由特征指数得到的频率不同于基准频率的整数倍，且该倍数是未知的。

附录A表A1显示了DDSRF与DSOGI控制模式下系统的特征指数。从附录A表A1中可以看出，两种不同正负序分离控制策略下系统的振荡模式的实部差异较大。因此，在不平衡电网条件下DDSRF与DSOGI两种模式对构网型变流器并网系统的稳定性的影响规律存在差异。表中DDSRF控制下$\lambda_{3,4}$离虚轴最近，DDSRF控制下$\lambda_{1,2}$离虚轴最近，因此这两组特征指数分别为两种控制下系统的主导振荡模式，影响这两组振荡模式的状态变量主要包含了正序、负序电流环中的状态变量以及交流网络参数，同时$\lambda_5$~$\lambda_8$对应的振荡模式中，正、负序电流环同样占较大的参与程度，因此在电流环参数改变时，$\lambda_5$~$\lambda_8$中电流环的参与程度增大可能导致系统发生振荡模式的转变。

附录A图A2展示了相同工况下两种控制策略的稳态误差、响应速度以及THD指标，可以看到，不同控制策略下系统的性能指标差异较小。因此，本文重点关注电流环参数对系统的稳定性以及振荡模式的影响。其中电流环带宽和阻尼的计算表达式如附录A式(A5)和(A6)所示。

### 2.1 正序电流环对系统稳定性的影响

将正序电流环阻尼设定为典型值0.707，分别将DDSRF和DSOGI两种正负序分离控制下的正序电流环带宽频率从50 Hz逐渐增加到300 Hz，此时两种控制下系统特征指数的轨迹图分别如图2(a)、(b)所示。可以看到，随着带宽频率的增加，DDSRF控制下系统的一组特征指数$\lambda_{7,8}$从复平面右侧穿过虚轴到左侧，系统由不稳定变为稳定状态，其中DDSRF控制下正序电流环带宽约在51 Hz以下的特征指数位于虚轴右侧，而DSOGI控制下在此参数区间内的特征指数均位于虚轴左侧。

将正序电流环带宽设定为150 Hz，图3(a)、(b)展示了两种控制下正序电流环阻尼从0.1逐渐增加到2时系统特征指数的运动轨迹。可以看到，随着阻尼的增加，DDSRF控制下存在不稳定特征指数，其不稳定参数范围约在0.13以下，而DSOGI控制下均为稳定状态。

图4展示了系统特征指数实部最大值与正序电流环参数之间的变化关系。从图4(a)可以看出，在DDSRF控制策略下，闭环系统保持稳定的正序电流环带宽频率范围为51 Hz至300 Hz，而采用DSOGI控制时，稳定带宽范围为50 Hz至300 Hz。值得注意的是，随着带宽频率的增加，两种控制策略下的

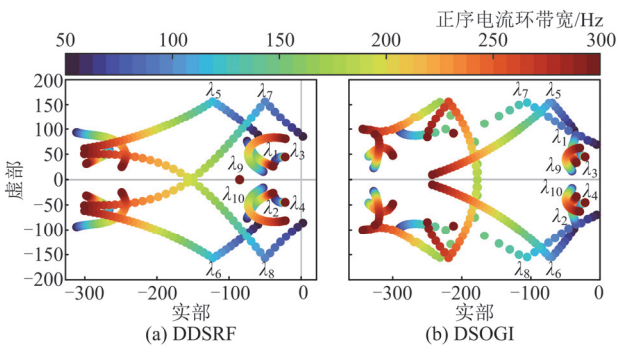



图2 系统特征指数随正序电流环带宽变化的轨迹图

Fig.2 Trajectory diagram of the system eigenvalue locus with the change of the positive-sequence current loop bandwidth

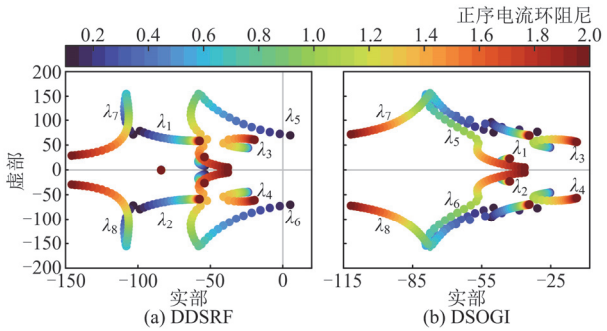



图 3 系统特征指数随正序电流环阻尼变化的轨迹图

Fig.3 Trajectory diagram of the system eigenvalue locus with the change of the positive-sequence current loop damping

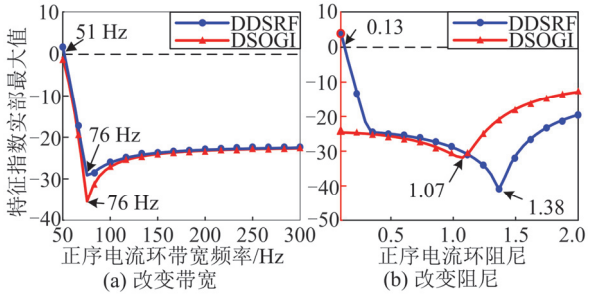



图 4 系统特征指数实部最大值与正序电流环参数之间的关系

Fig.4 Relationship between the maximum real part of the system eigenvalue locus and the negative-sequence current loop parameters

系统稳定性均呈现先提升后下降的特性，且在 76 Hz 带宽频率处均达到最优稳定状态。图 4(b)结果表明，随着阻尼的增大，两种控制模式下的系统稳定性均表现出类似的变化趋势。具体而言，DDSRF 控制下系统稳定的阻尼参数区间为 0.13~2，当阻尼系数为 1.38 时系统稳定性达到峰值；而 DSOGI 控制对应的稳定阻尼区间为 0.1~2，最优阻尼值为 1.07。

### 2.2 负序电流环对系统稳定性的影响

负序电流环的参数设计方法与正序电流环类似，将负序电流环阻尼设定为典型值 0.707，两种控制下负序电流环带宽频率从 50 Hz 逐渐增大至 300 Hz 时闭环系统特征指数的运动轨迹分别如图 5(a)、(b)所示。可以看到，随着带宽频率的增加，两种控制下特征指数 $\lambda_{1,2}$ 先向复平面左边移动，后向复平面右半平面移动，表现为稳定性先增强后降低的趋势。因此，两种分离控制下负序电流环带宽较高时系统均存在失稳风险。

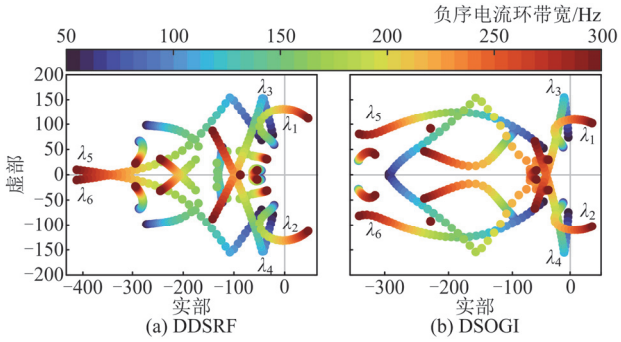



图 5 系统特征指数随负序电流环带宽变化的轨迹图

Fig.5 Trajectory diagram of the system eigenvalue locus with the change of the negative-sequence current loop bandwidth

将负序电流环带宽频率设定为 175 Hz，两种正负序分离控制下负序电流环阻尼从 0.1 增加至 2 变化时系统特征指数的运动轨迹分别如图 6(a)、(b)所示。随着阻尼的增加，两种分离控制下特征指数 $\lambda_{3,4}$ 均从复平面右侧向左侧移动，系统整体由不稳定状态变为稳定状态，但在阻尼过大时，系统稳定性存在下降趋势。

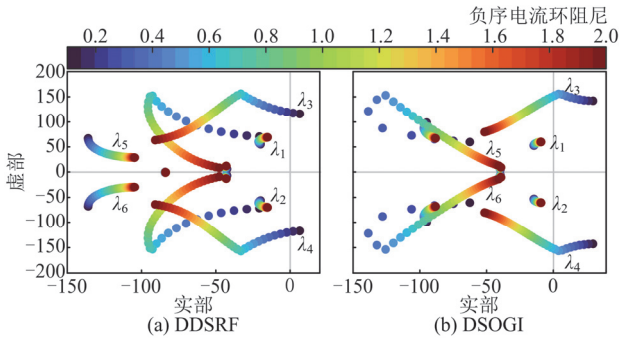



图 6 系统特征指数随负序电流环阻尼变化的轨迹图

Fig.6 Trajectory diagram of the system eigenvalue locus with the change of the negative-sequence current loop damping

图 7 展示了系统特征指数实部最大值与负序电流环参数之间的关系。图 7(a)和(b)的结果表明，随着负序电流环带宽或阻尼的增大，DDSRF 和 DSOGI 两种控制策略下的系统稳定性均先提升后下降。图 7(a)中 DDSRF 控制下闭环系统稳定的负序电流环带宽频率区间为 50~215 Hz，而 DSOGI 控制下该参数区间为 50 Hz 至 239 Hz。两种控制下特征指数实部最大值分别在 172 Hz 和 204 Hz 达到最小，此时系统稳定性达到最优。图 7(b)中 DDSRF 控制下负序电流环阻尼的稳定范围为 0.17~2，而 DSOGI 控制下该参数稳定范围限为 0.56~2。同理，两种控制下分别在阻尼为 0.44 和 0.83 时系统稳定性达到最优。

附录 A 图 A3 给出了 DDSRF 和 DSOGI 控制下不同电流环参数范围内主导振荡模式的对比分析结

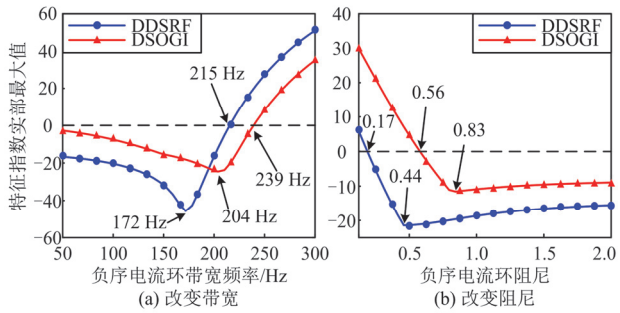



图 7 系统特征指数实部最大值与负序电流环参数的关系

Fig.7 Relationship between the maximum real part of the system eigenvalue locus and the negative-sequence current loop parameters

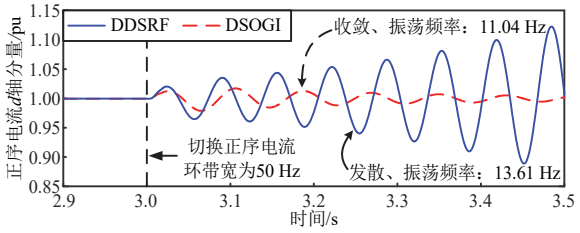



图 8 切换正序电流环带宽频率时正序电流 *d* 轴分量时域响应波形

Fig.8 Time-domain response waveform of the positive-sequence current *d*-axis component when the positive-sequence current loop bandwidth frequency is switched

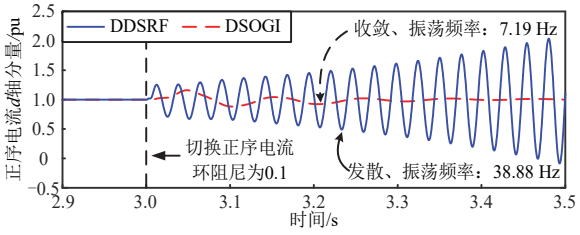



图 9 切换正序电流环阻尼时正序电流 *d* 轴分量时域响应波形

Fig.9 Time-domain response waveform of the positive-sequence current *d*-axis component when the positive-sequence current loop damping is switched

果。结果表明，随着正序电流环带宽增大，不同控制下系统的主导振荡模式均由 $\lambda_{7,8}$ 转变为 $\lambda_{3,4}$，而随着负序电流环阻尼的增大，不同控制下系统的主导振荡模式均由 $\lambda_{3,4}$ 转变为 $\lambda_{1,2}$；当负序电流环带宽增大时，DDSRF 控制的振荡模式没有发生改变，而 DSOGI 控制的振荡模式由 $\lambda_{3,4}$ 转变为 $\lambda_{1,2}$；相反，当正序电流环阻尼增大时，DDSRF 控制的振荡模式由 $\lambda_{5,6}$ 转变为 $\lambda_{3,4}$，而 DSOGI 控制的振荡模式没有发生改变。

综上所述，DDSRF 和 DSOGI 两种控制不仅会导致系统的稳定极限发生变化，同时会引起系统的主导振荡模式的转变。

## 3 时域仿真验证

为了上述分析的有效性，本文通过 Matlab/Simulink 平台分别搭建了基于 DDSRF 和 DSOGI 两种控制的不对称电网下构网型变流器并网系统时域模型对特征指数分析法的结果进行验证。

设定正序电流环阻尼为典型值 0.707，3 s 时将正序电流环带宽频率从 150 Hz 切换为 50 Hz，正序电流 *d* 轴分量时域波形如图 8 所示。其中 DDSRF 控制出现实部为正的特征指数造成了系统的不稳定振荡，相反 DSOGI 控制下的系统为负特征指数，但其阻尼较小，收敛速度较慢，这与图 2 的分析结果一致。

设定正序电流环带宽频率为 150 Hz，3 s 时将正序电流环阻尼从 0.707 切换为 0.1，负序电流 *d* 轴分量时域波形如图 9 所示。其中 DDSRF 控制下系统表现为负阻尼而产生发散振荡，而 DSOGI 控制下系统阻尼较大，能快速收敛并稳定，这与图 3 的分析结果一致。

设定负序电流环阻尼为典型值 0.707，3 s 时将负序电流环带宽频率从 175 Hz 切换为 225 Hz，负序电流 *d* 轴分量时域波形如图 10 所示。其中 DSOGI 控制下系统表现为收敛状态并伴随着二倍频谐波分量，而 DDSRF 控制下系统快速发散，这与图 5 的分析结果一致。

设定负序电流环带宽频率为 175 Hz，3 s 时将负序电流环阻尼从 0.707 切换为 0.3，负序电流 *d* 轴分量时域波形如图 11 所示。其中 DDSRF 控制下系统短暂波动后维持二倍频振荡，而 DSOGI 控制下系统振荡发散，这与图 6 的分析结果一致。

为量化不同参数下的响应程度，根据下式计算出正序电流和负序电流 *d* 轴分量响应曲线的时间乘以误差绝对值积分(integral of time multiplied by absolute error，ITAE)指标，不同相应曲线的 ITAE 指标差距过大，因此本文采用对数形式表示：

$$J_{\mathrm{ITAE}}=\lg\left(\int_{t_1}^{t_2} t\cdot|e(t)|\mathrm{d}t\right) \tag{14}$$

式中：$t_1$ 取为切换工况的时刻；$t_2$ 取仿真结束的时刻；误差 $e(t)$定义为切换工况后实时响应波形与最终稳态值之差。

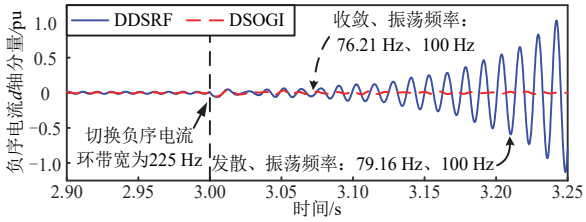



图 10　切换负序电流环带宽频率时负序电流 *d* 轴分量时域响应波形

Fig.10　Time-domain response waveform of the negative-sequence current *d*-axis component when the negative-sequence current loop bandwidth frequency is switched

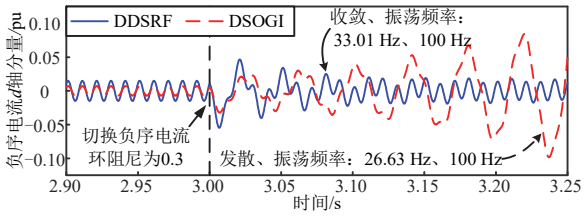



图 11　切换负序电流环阻尼时负序电流 *d* 轴分量时域响应波形

Fig.11　Time-domain response waveform of the negative-sequence current *d*-axis component when the negative-sequence current loop damping is switched

附录 A 图 A4 展示了图 8—图 11 中两种控制下正负序电流环切换带宽和阻尼时对应 *d* 轴电流分量响应波形的 ITAE 指标，其中 $\omega_{bi}$ 代表电流环的带宽；$\zeta_i$ 代表电流环的阻尼，ITAE 指标越大表示稳定性越差。可以看到，正序电流环在切换带宽和阻尼后，DDSRF 控制下正序电流的 ITAE 指标均远高于 DSOGI 控制；负序电流环在切换带宽后，DDSRF 控制下负序电流的 ITAE 指标大于 DSOGI 控制，而切换阻尼后情况相反。

附录 A 图 A5 展示了正序电流环带宽频率切换至 51 Hz 时 LTP、LTI 以及时域模型的正序电流 *d* 轴分量的仿真波形。可以看到，相同参数下，3 种模型的响应波形均表现为临界失稳的状态，而通过局部放大可以发现，LTP 模型与时域模型的响应波形误差极小，可以忽略不计，而 LTI 模型表现出较大的误差，因此证明了 LTP 模型的精确性。

## 4　实验验证

为了进一步验证上文分析结果，本章通过硬件在环实验平台搭建了不对称电网下构网型变流器的实验测试模型来进行实验验证。实验中采用的不对称电网为 A 相接地短路，工况为额定工况，与仿真工况一致。

图 12 和图 13 分别展示了两种控制模式下正序电流环切换不同带宽频率和阻尼时的实验测试波形。可以看到，当正序电流环带宽切换至 60 Hz 和 150 Hz 时，DDSRF 控制下的振荡频率分别为 17.35 Hz 和 9.58 Hz，对应的振荡模式分别为 $\lambda_{7,8}$ 和 $\lambda_{3,4}$；DSOGI 控制下的振荡频率分别为 13.97 Hz 和 10.31 Hz，与 DDSRF 控制下的振荡模式相同。当正序电流环

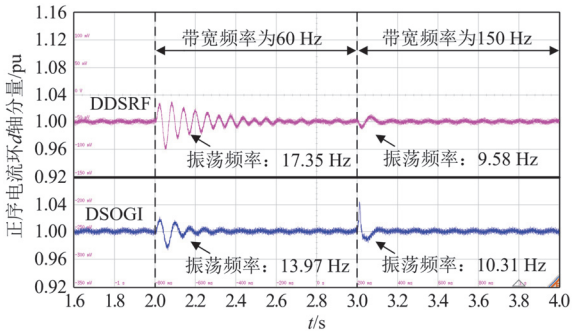



图 12　切换正序电流环带宽时正序电流 *d* 轴分量实验测试波形

Fig.12　The experimental test waveform of the positive-sequence current *d*-axis component when the positive-sequence current loop bandwidth is switched

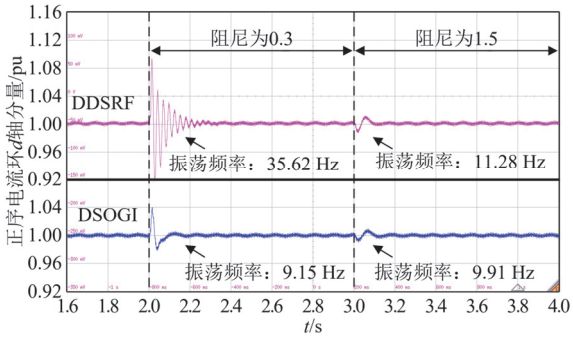



图 13　切换正序电流环阻尼时正序电流 *d* 轴分量实验测试波形

Fig.13　The experimental test waveform of the positive-sequence current *d*-axis component when the positive-sequence current loop damping is switched

阻尼分别为 0.3 和 1.5 时，DDSRF 控制下的振荡频率分别为 35.62 Hz 和 11.28 Hz，对应的振荡模式分别为 $\lambda_{5,6}$ 和 $\lambda_{3,4}$；而 DSOGI 控制下的振荡频率分别为 9.15 Hz 和 9.91 Hz，对应的振荡模式均为 $\lambda_{3,4}$，

这与附录 A 图 A4 的结果一致。

图 14 和图 15 分别展示了两种控制模式下负序电流环在切换不同带宽和阻尼工况下负序电流 *d* 轴分量的响应情况。可以看到，当负序电流环带宽频率分别切换至 50 Hz 和 210 Hz 时，DDSRF 控制下的振荡频率分别为 60.48 Hz 和 70.69 Hz，说明振荡模式没有发生改变，同时存在二倍频振荡，这是负序分量固有的振荡特征；而 DSOGI 控制下的振荡频率由 14.17 Hz 变为 69.79 Hz，其振荡模式发生变化。当负序电流环阻尼分别切换至 1.5 和 0.4 时，DDSRF 控制下的振荡频率分别为 60.18 Hz 和 24.18 Hz，DSOGI 控制下的振荡频率由 58.26 Hz 变为 26.72 Hz，两种控制下系统转换的振荡模式相同。负序电流环的实验结果同样验证了附录 A 图 A4 的结果。

附录 A 图 A6 展示了正序电流环切换至相同带宽下 LTP、LTI 以及时域模型的正序电流 *d* 轴分量实验响应波形。可以看到，切换带宽后，不同模型的响应情况存在误差，其中时域模型的振荡频率为 14.734 Hz，LTP 模型的振荡频率为 14.732 Hz，相对于时域模型的误差可以忽略不计，而 LTI 模型的实际振荡频率为 14.292 Hz，相比于 LTP 模型存在着更大的误差，实验结果表明 LTP 模型有着更高的精确性。

附录 A 表 A2 进一步展示了附录 A 图 A6 中各模型的实验响应波形的各个指标，从表中的对比可以看出，LTP 模型相比于 LTI 模型能够精确到更低的数量级，因此采用 LTP 模型能更精准的反应不对称电网下构网型变流器的周期性时变特性。

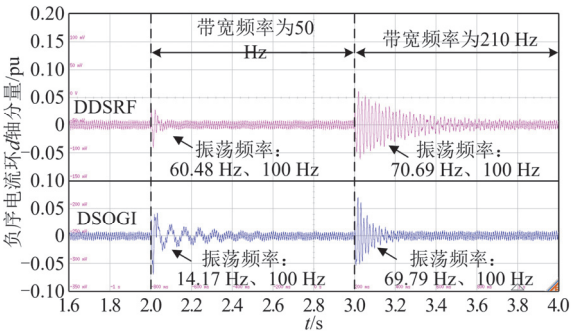



图 14 切换负序电流环带宽时负序电流 *d* 轴分量实验测试波形

Fig.14 The experimental test waveform of the negative-sequence current *d*-axis component when the negative-sequence current loop bandwidth is switched

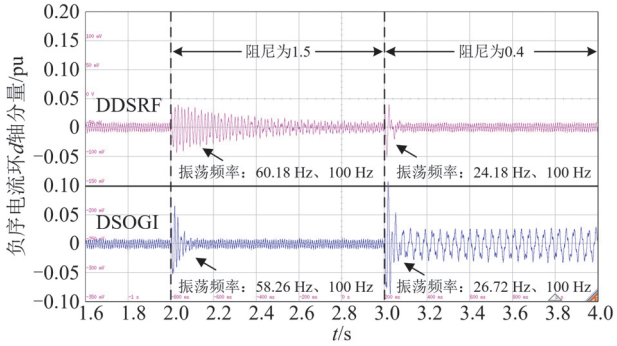



图 15 切换负序电流环阻尼时负序电流 *d* 轴分量实验测试波形

Fig.15 The experimental test waveform of the negative-sequence current *d*-axis component when the negative-sequence current loop damping is switched

## 5 结论

本文针对传统 LTI 模型在不对称电网条件下无法准确表征构网型变流器周期性时变特性的问题，创新性地将 LTP 理论引入构网型变流器系统建模与分析。首先基于不同正负序分离控制建立了构网型变流器并网系统在不对称电网下的 LTP 状态空间模型。然后通过 Floquet 特征指数分析法分析了正负序电流环控制对系统稳定性的影响。最后通过时域仿真和硬件在环实验验证了分析结果的正确性，同时得到以下结论：

1）所提出的 LTP 建模方法有效解决了传统 LTI 模型在不对称电网条件下无法准确表征构网型变流器周期性时变特性的理论局限。通过 Floquet 特征指数分析法，LTP 模型为系统动态行为提供了更全面的描述，显著提升了稳定性分析的准确性。

2）随着电流环带宽或阻尼的增大，系统稳定性均呈现先提升后下降的趋势。其中，负序电流环对参数变化更为敏感，尤其在低阻尼或高带宽条件下易引发失稳风险，而正序电流环在较宽参数范围内表现出较强的鲁棒性。

3）在不对称电网条件下，构网型变流器采用 DDSRF 控制时在负序电流环低阻尼工况下表现出更优的稳定性，能有效抑制系统振荡；相比之下，DSOGI 控制在高带宽运行范围内具有更好的稳定裕度。

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

## 参考文献 References

[1] BHATTARAI U, MARASENI T, APAN A. Assay of renewable energy

transition: a systematic literature review[J]. Science of the Total Environment, 2022, 833: 155-159.

[2] 雷　雨，李光辉，王伟胜，等. 跟网型和构网型新能源并网控制阻抗对比与振荡机理分析[J]. 中国电机工程学报，2025，45(1)：150-162.
LEI Yu, LI Guanghui, WANG Weisheng, et al. Comparison of impedance characteristics and oscillation mechanism for grid following and grid forming renewable energy[J]. Proceedings of the CSEE, 2025, 45(1): 150-162.

[3] 吴　琛，刘晨曦，黄　伟，等. 提升新能源电力系统稳定性的构网型变流器选址定容方法[J]. 电力系统自动化，2023，47(12)：130-136.
WU Chen, LIU Chenxi, HUANG Wei, et al. Siting and sizing method of grid-forming converters for improving stability of power system with renewable energy[J]. Automation of Electric Power Systems, 2023, 47(12): 130-136.

[4] KHAN S A, WANG M Q, SU W C, et al. Grid-forming converters for stability issues in future power grids[J]. Energies, 2022, 15(14): 4937.

[5] 刘　旭，张国驹，裴　玮，等. 构网型变流器的现状与发展趋势[J]. 太阳能学报，2024，45(9)：101-111.
LIU Xu, ZHANG Guoju, PEI Wei, et al. Current status and development trends of grid type converters[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2024, 45(9): 101-111.

[6] 王素娥，王子婷，郝鹏飞. 电网不平衡下并网逆变器的矢量比例积分控制[J]. 电源学报，2023，21(1)：99-106.
WANG Su'e, WANG Ziting, HAO Pengfei. Vector proportional integral control of grid-connected inverter under unbalanced grid[J]. Journal of Power Supply, 2023, 21(1): 99-106.

[7] 莫栋成，程启明，吴　忠，等. 电网不平衡下基于 VSG 控制的 DFIG 转子侧控制方法研究[J/OL]. 控制工程，2024：1-11[2025-07-01]. https://doi. org/10.14107/j. cnki. kzgc. 20240698.
MO Dongcheng, CHENG Qiming, WU Zhong, et al. Research on control method of DFIG rotor-side converter based on VSG under unbalanced grid voltage[J/OL]. Control Engineering of China, 2024: 1-11[2025-07-01]. https://doi.org/10.14107/j. cnki. kzgc. 20240698.

[8] 刘曼琴，周羽生，许振华，等. 双馈风电机组在不对称电网故障下的稳定性控制研究[J]. 电测与仪表，2021，58(1)：131-136.
LIU Manqin, ZHOU Yusheng, XU Zhenhua, et al. Research on stability control of doubly-fed induction generator under asymmetric power grid faults[J]. Electrical Measurement & Instrumentation, 2021, 58(1): 131-136.

[9] ZHANG H B, XIANG W, LIN W X, et al. Grid forming converters in renewable energy sources dominated power grid: control strategy, stability, application, and challenges[J]. Journal of Modern Power Systems and Clean Energy, 2021, 9(6): 1239-1256.

[10] ZHU Z X, CHEN W, MONOPOLI V G. Zero sequence voltage and current control in four-wire grids-fed by grid-forming inverters[J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2023, 9(6): 2272-2279.

[11] GHOSH R, TUMMURU N R, RAJPUROHIT B S. A new virtual oscillator-based grid-forming controller with decoupled control over individual phases and improved performance of unbalanced fault ride-through[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(12): 12465-12474.

[12] LI D R, SU Y, WANG F, et al. Power flow models of grid-forming inverters in unbalanced distribution grids[J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2024, 39(2): 4311-4322.

[13] 李建文，阮筱菲，李永刚，等. 弱电网下多并网逆变器谐振失稳研究综述[J]. 现代电力，2020，37(2)：187-196.
LI Jianwen, RUAN Xiaofei, LI Yonggang, et al. An overview on resonance instability of multiple grid-connected inverters in weak grid[J]. Modern Electric Power, 2020, 37(2): 187-196.

[14] 王方洲，刘开培，朱　蜀，等. 模块化多电平变流器的高频谐振分析[J]. 太阳能学报，2022，43(11)：538-545.
WANG Fangzhou, LIU Kaipei, ZHU Shu, et al. High frequency resonance analysis of modular multiple converters[J]. Acta Energiae Solaris Sinica, 2022, 43(11): 538-545.

[15] 余　越，韦明杰，吕鹏飞，等. 适用于不对称故障短路计算的新能源场站实用化建模方法[J]. 电网技术，2024，48(11)：4788-4795.
YU Yue, WEI Mingjie, LÜ Pengfei, et al. Practical equivalence of new energy generator field for the asymmetrical fault short circuit calculation[J]. Power System Technology, 2024, 48(11): 4788-4795.

[16] 梅　勇，王一帆，谢惠藩，等. 基于 LTP 时域分析方法的 MMC 并网系统稳定性分析[J]. 南方电网技术，2021，15(2)：74-81.
MEI Yong, WANG Yifan, XIE Huifan, et al. Stability analysis of MMC grid-connected system based on LTP time domain analysis method[J]. Southern Power System Technology, 2021, 15(2): 74-81.

[17] SALIS V, COSTABEBER A, COX S M, et al. Stability boundary analysis in single-phase grid-connected inverters with PLL by LTP theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(5): 4023-4036.

[18] MONTAGNIER P, SPITERI R J, ANGELES J. The control of linear time-periodic systems using Floquet-Lyapunov theory[J]. International Journal of Control, 2004, 77(5): 472-490.

[19] YANG H M, EGGERS M, TESKE P, et al. Comparative stability analysis and improvement of grid-following converters using novel interpretation of linear time-periodic theory[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(6): 7049-7061.

[20] ZHU J H, HU J B, WANG S C, et al. Small-signal modeling and analysis of MMC under unbalanced grid conditions based on linear time-periodic (LTP) method[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2021, 36(1): 205-214.

[21] LARUMBE L B, QIN Z A, BAUER P. Guidelines for stability analysis of the DDSRF-PLL using LTI and LTP modelling in the presence of imbalance[J]. IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society, 2022, 3: 339-352.

[22] YANG H M, DIECKERHOFF S. Truncation order selection method for LTP-theory-based stability analysis of converter dominated power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(11): 12168-12172.

[23] SALIS V, COSTABEBER A, COX S M, et al. Stability assessment of power-converter-based AC systems by LTP theory: eigenvalue analysis and harmonic impedance estimation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2017, 5(4): 1513-1525.

[24] 肖　建. 线性系统理论[M]. 成都：西南交通大学出版社，2011.
XIAO Jian. Fundamentals of linear system theory[M]. Chengdu, China: Southwest Jiaotong University Press, 2011.

[25] ZHU J H, GUO Z R, HU J B, et al. Truncation number selection of harmonic state-space model based on the Floquet characteristic exponent[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2023, 70(3): 3222-3228.



**龚梓轩**
2001—，男，硕士生
主要从事新能源发电并网稳定与控制
E-mail: 348804@whut.edu.cn

GONG Zixuan

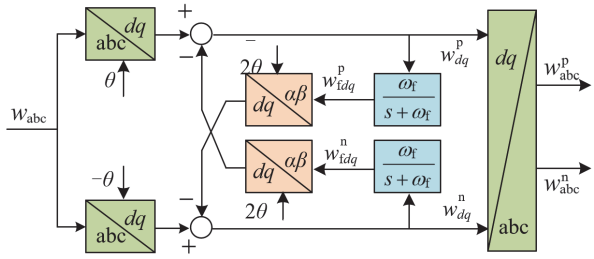


**黄云辉**(通信作者)
1986—，男，博士，副教授，硕导
主要从事新能源发电并网稳定与控制
E-mail: h.yunhui@whut.edu.cn

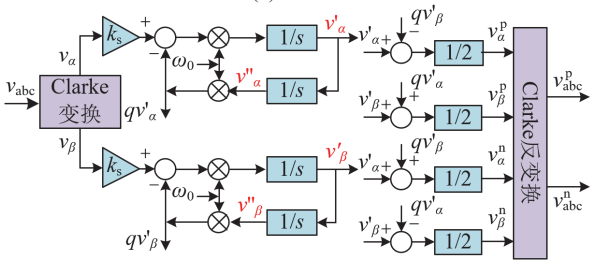
HUANG Yunhui
Ph.D.
Associate professor
Corresponding author

收稿日期　2025-07-09　在线出版日期　2025-10-13　　编辑　陈　蔓

## 附录 A




(a) DDSRF




(b) DSOGI

图 A1　电压电流正负序分离控制策略结构图

Fig.A1　Voltage and current positive- and negative-sequence separation control strategy structure

表 A1　不同控制模式下的特征指数

Table A1　Eigenvalue locus under different control modes

| 振荡模态 | DDSEF | DSOGI |
|---|---|---|
| $\lambda_{1,2}$ | −19.14±78.90i | −2.73±74.30i |
| $\lambda_{3,4}$ | −16.68±60.05i | −10.97±54.69i |
| $\lambda_{5,6}$ | −41.50±69.09i | −42.30±52.70i |
| $\lambda_{7,8}$ | −285.46±65.91i | −87.79±87.23i |
| $\lambda_{9,10}$ | −42.16±8.51i | −38.66±7.28i |
| $\lambda_{11,12}$ | −270.75±98.35i | −222.11±91.98i |
| $\lambda_{13,14}$ | −119.87±54.77i | −351.09±28.17i |
| $\lambda_{15,16}$ | −999.07±57.58i | −336.64±28.40i |
| $\lambda_{17,18}$ | −1 172.68±0.21i | −288.27±2.27i |

根据电流环输出的电压信号与电流信号之间的关系，可将电流环等效为简单闭环系统，简化后正序电流环的传递函数可以表示为：

$$G_i^p(s)=\frac{k_{pi}^p s+k_{ii}^p}{L_1 s^2+k_{pi}^p s+k_{ii}^p} \tag{A1}$$

经典二阶系统的传递函数如下，式中$\omega_n$表示自然振荡频率；$\zeta$表示阻尼比：

$$G(s)=\frac{\omega_n^2}{s^2+2\zeta\omega_n s+\omega_n^2} \tag{A2}$$

由式(A1)和式(A2)可知，正序电流环的传递函数与经典二阶系统的传递函数类似，因此可将正序电流环参数近似表示为：

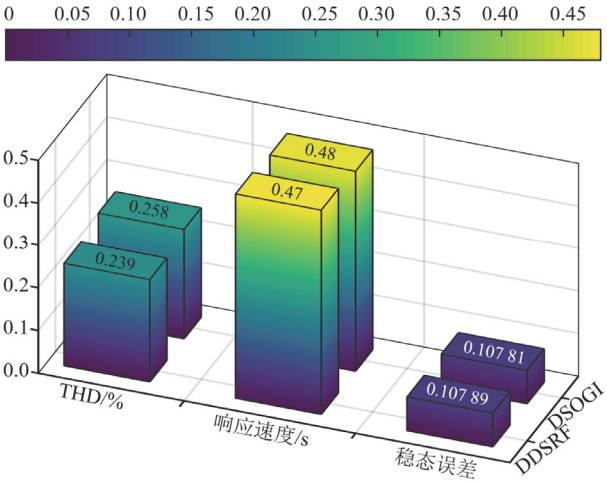



图 A2　相同工况下两种控制策略的关键性能指标柱状图

Fig.A2　Bar charts of key performance indicators of two control strategies under the same working conditions

$$k_{pi}^p=2L_1\zeta_n\omega_i,\ k_{ii}^p=L_1\omega_n^2 \tag{A3}$$

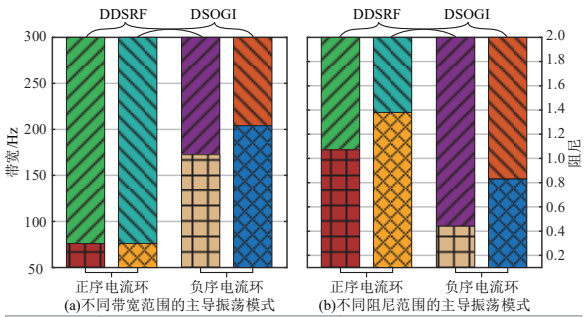
根据闭环控制系统带宽的定义，正序电流环的带宽$\omega_{bip}$和$\omega_n$、正序电流环的阻尼$\zeta_{ip}$之间的关系为：

$$\omega_{bip}=\omega_n\sqrt{\sqrt{4\zeta_{ip}^4+4\zeta_{ip}^2+2}+2\zeta_{ip}^2+1} \tag{A4}$$

因此正序电流环参数与其带宽$\omega_{bip}$和阻尼$\zeta_{ip}$之间的关系为：

$$k_{pi}^p=\frac{2L_1\zeta_{ip}\omega_{bip}}{\sqrt{\sqrt{4\zeta_{ip}^4+4\zeta_{ip}^2+2}+2\zeta_{ip}^2+1}} \tag{A5}$$

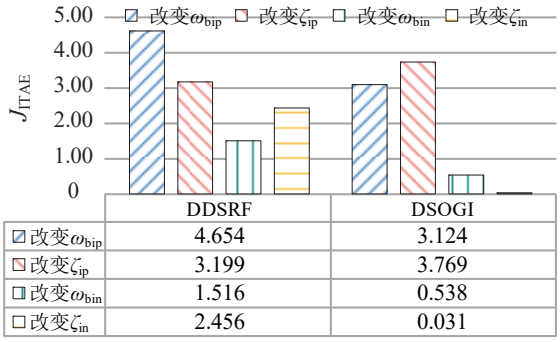
$$k_{ii}^p=\frac{L_1\omega_{bip}^2}{\sqrt{4\zeta_{ip}^4+4\zeta_{ip}^2+2}+2\zeta_{ip}^2+1} \tag{A6}$$




| | 正序电流环 | | | | 负序电流环 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | DDSRF | | DSOGI | | DDSRF | | DSOGI | |
| 带宽范围/Hz | 50~76 | 76~300 | 50~76 | 76~300 | 50~172 | 172~300 | 50~204 | 204~300 |
| 主导振荡模式 | $\lambda_{7,8}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{7,8}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{1,2}$ | $\lambda_{1,2}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{1,2}$ |
| 阻尼范围 | 0.1~1.07 | 1.07~2 | 0.1~1.38 | 1.38~2 | 0.1~0.44 | 0.44~2 | 0.1~0.83 | 0.83~2 |
| 主导振荡模式 | $\lambda_{5,6}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{1,2}$ | $\lambda_{3,4}$ | $\lambda_{1,2}$ |

图 A3　两种控制策略下不同电流环参数下的主导振荡模式

Fig.A3　Dominant oscillation modes under different current loop parameters for two control strategies




| | DDSRF | DSOGI |
|---|---|---|
| 改变$\omega_{bip}$ | 4.654 | 3.124 |
| 改变$\zeta_{ip}$ | 3.199 | 3.769 |
| 改变$\omega_{bin}$ | 1.516 | 0.538 |
| 改变$\zeta_{in}$ | 2.456 | 0.031 |

图 A4　切换带宽和阻尼时正负序电流 $d$ 轴分量的 ITAE 指标

Fig.A4　ITAE index of $d$-axis component of positive and negative sequence current when changing bandwidth and damping

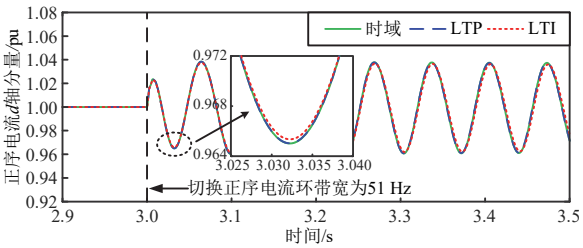



图 A5　相同工况下 LTP 与 LTI 模型的对照仿真

Fig.A5　Comparative simulation of LTP and LTI models under the same working conditions

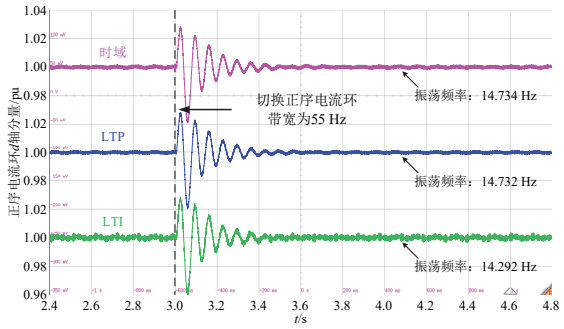



图 A6　切换正序电流环带宽时 LTP 与 LTI 模型的对照实验

Fig.A6　A comparative experiment of LTP and LTI models when switching the bandwidth of the positive sequence current loop

表 A2　不同模型下实验波形的各个指标统计表

Table A2　Statistical tables of various indicators of experimental waveforms under different models

| 指标 | 时域模型 | LTP 模型 | LTI 模型 |
|---|---|---|---|
| 上峰值 | $10.293\times10^{-1}$ pu | $10.291\times10^{-1}$ pu | $10.282\times10^{-1}$ pu |
| 下峰值 | $9.592\times10^{-1}$ pu | $9.595\times10^{-1}$ pu | $9.613\times10^{-1}$ pu |
| 振幅 | $7.01\times10^{-2}$ pu | $6.96\times10^{-2}$ pu | $6.69\times10^{-2}$ pu |
| 频率 | 14.734 Hz | 14.732 Hz | 14.292 Hz |