DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.1.168 **中图分类号**：TM615 **文献标志码**：A

计及动态响应提升与二倍频功率解耦的单相构网型光伏-超级电容系统优化控制方案

郭景宇[1]，苏津毅[1](中国电源学会学生会员)，刘 佳[1](中国电源学会高级会员)，
郭海平[2]，洪泽祺[2]，刘进军[1](中国电源学会会士)
(1.西安交通大学电气工程学院，西安 710049；2.广东省新能源电力系统智能运行与控制重点实验室，广州 510663)

摘要：提出了1种计及动态响应提升与二倍频功率解耦的单相构网型光伏-超级电容系统优化控制方案。相对于传统方案，该方案将超级电容储能与二倍频功率解耦进行了集成化设计，无需额外的功率解耦电路，研究了适用于该拓扑的直流母线比例积分谐振控制、虚拟转子动能前馈控制及光伏功率前馈控制，降低了直流母线电容与超级电容的容量；并建立了基于二阶广义积分器的功率计算环节的小信号线性化模型，提出了计及其周期时变性的分扇区状态反馈阻尼控制，提升了系统的动态性能。实验结果验证了所提控制方案的有效性。

关键词：单相变流器；构网型变流器；超级电容；光伏发电；二阶广义积分器

Optimized Control Scheme for Single-phase Grid-forming Photovoltaic-supercapacitor System Considering Dynamic Response Improvement and Double-line Frequency Power Decoupling

GUO Jingyu[1], SU Jinyi[1], *Student Member*, *CPSS*, LIU Jia[1], *Senior Member*, *CPSS*, GUO Haiping[2], HONG Zeqi[2], LIU Jinjun[1], *Fellow*, *CPSS*
(1. School of Electrical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Guangdong Provincial Key Laboratory of Intelligent Operation and Control for New Energy Power System, Guangzhou 510663, China)

Abstract: An optimized control scheme for a single-phase grid-forming photovoltaic-supercapacitor system considering dynamic response improvement and double-line frequency power decoupling is proposed. Compared with the conventional scheme, this scheme integrates the supercapacitor energy storage with double-line frequency power decoupling, and there is no need for additional power decoupling circuits. The DC-link proportional integral resonant control, virtual rotor kinetic energy feedforward control and photovoltaic power feedforward control suitable for this topology are studied, so that the capacitance of the DC-link capacitor and supercapacitor is reduced. In addition, a small-signal linearized model for the second-order generalized integrator-based power calculation part is established, and a sector-based state feedback damping control scheme is put forward to improve the dynamic performance of the system. Experimental results verified the effectiveness of the proposed control scheme.

Keywords: Single-phase converter; grid-forming converter; supercapacitor; photovoltaic power generation; second-order generalized integrator

收稿日期：2024-09-28；**修回日期**：2024-12-01；**录用日期**：2024-12-25；**网络首发日期**：2025-03-17
基金项目：广东省新能源电力系统智能运行与控制重点实验室开放基金资助项目(GPKLIOCNEPS-2023-KF-07)
This work is supported by Guangdong Provincial Key Laboratory of Intelligent Operation and Control for New Energy Power System under the grant GPKLIOCNEPS-2023-KF-07

随着新能源发电在电力系统中的渗透率不断提高，电力系统的惯性降低，更容易产生稳定性问

题。具有电压源特性的构网型变流器能为电力系统提供可靠的电压及频率支撑，是解决该问题的有效措施[1-2]。构网型变流器通过在控制系统模拟同步发电机的外特性提供惯量支撑、一次调频及电压支撑，其中惯量支撑和一次调频所需的暂态能量通常通过增加 1 个储能装置来提供。目前，构网型变流器已应用于光伏和风力发电[3-4]、储能[5]、公共输电站[6-7]和智能负载[8]等多种场景。

构网型变流器的主动支撑功能需要较大的装机容量才能对电网产生足够显著的影响，故现有的构网型控制研究多集中在额定功率较大的三相设备中。单相电力电子设备虽然一般用于额定功率不超过 10 kW 的场合，单机额定功率较小，但以整县为单位集群后的总容量可达百 MW 级，若使用构网型控制，其对电网提供主动支撑的能力也不容忽视[9]。因此，构网型单相变流器在以整县推进分布式光伏、基于虚拟电厂技术的电动汽车充电桩车辆到电网 V2G(vehicle-to-grid)服务等场景中[10-13]具有良好的前景。

不同于三相系统，单相系统瞬时功率的二倍频分量无法抵消，造成单相电力电子装置存在二倍频功率脉动，会引发变流器效率降低、发热等问题。同时，构网型控制需要将变流器的输出有功功率和无功功率反馈给 P-ω 和 Q-V 控制回路[14-15]，将二倍频分量引入控制回路会恶化输出波形。为了吸收二倍频功率脉动，通常在直流侧并联较大的电解电容。然而这将降低系统的寿命与可靠性[16]。为了降低对直流母线电容的要求，目前已有多种功率解耦电路，如无源解耦电路与有源解耦电路。无源解耦电路[17]通常需要使用 LC 滤波器，但由于功率脉动的频率较低，体积重量较大的问题难以避免。有源解耦电路可根据是否与主电路复用开关器件分为独立型[18]与复用型[19]。前者与主电路相互独立，控制器设计简单，但器件较多，提高系统成本，降低功率密度；后者器件数量少，但解耦电路与主电路相互耦合，控制更为复杂。对于单相构网型变流器而言，以上研究未考虑构网型变流器通常需要配置储能装置的特点，额外增加的解耦电路会造成系统体积和成本的增加。

为避免输出功率的二倍频脉动进入控制环路，需滤除反馈计算得到的瞬时功率中的二倍频分量。然而，二倍频分量很难通过低通滤波器进行有效滤除，并且低通滤波器的延迟会降低系统的动态响应[20]。计算量小、动态特性快[21]的基于二阶广义积分器 SOGI(second-order generalized integrator)的瞬时功率计算方法已成为当前单相构网型变流器输出功率计算的主流方法。为了对功率环进行闭环设计，需要建立基于 SOGI 的功率计算环节的传递函数。文献[9, 22]将该环节近似为一阶滤波器，然而这种近似过于简化，忽略了电压电流正交信号时域相乘带来的非线性和时变性。针对 SOGI 结构，一些新型建模方法如线性周期时变模型[23]和动态相量模型[24]已被应用于基于 SOGI 的锁频环 SOGI-FLL(SOGI frequency-locked loop)等的精确建模，取得了良好的效果，然而针对基于 SOGI 的功率计算环节的建模研究仍无显著进展。文献[25]利用动态相量模型获得了基于 SOGI 的功率计算的平均功率的传递函数，然而建模过程忽略了该环节的时变性，得到的模型仍不够准确。由于缺乏基于 SOGI 的功率计算环节的精确模型，单相构网型控制在进行有功功率环闭环设计时只能将其简化为一阶滤波器，难以精准设计所需的闭环响应。另外，现有的经典三相构网型控制闭环设计方案如惯性下垂控制方案[26]、锁相环相角补偿方案[27]及阻尼矫正环控制方案[28]等大多基于简化的低阶闭环模型，对于反馈通路中存在的延迟只考虑了一阶惯性环节[29]，难以用于复杂的滤波器模型。

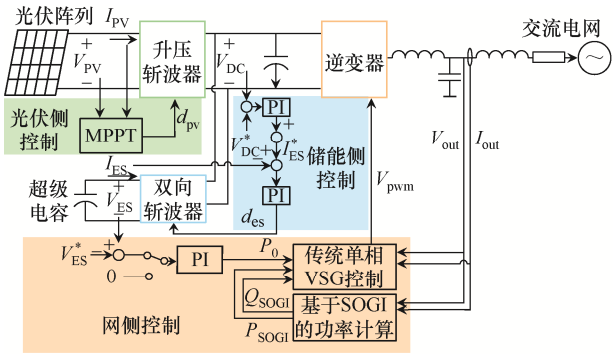
综上所述，现有单相构网型变流器控制方案存在以下 2 点突出问题：①缺乏对二倍频功率解耦电路和储能装置的集成设计；②难以在计及基于 SOGI 的功率计算环节的动态特性的基础上，实现精确的功率环闭环响应设计。本文主要研究应用于

整县光伏场景的单相构网型光伏系统。相对于典型构网型新能源系统所选用的电化学储能，超级电容在耐受二倍频纹波、寿命、安全性及功率成本等方面具有显著优势，并由于仅考虑惯量和一次调频的主动支撑所需的暂态能量通常在秒级到分钟级，其在能量成本上的劣势也得以避免，故本文选择超级电容作为储能单元[30]。在此基础上，针对上述单相构网型变流器控制方案存在的 2 点突出问题，提出了以下 2 点创新性改进方案：①将超级电容储能与二倍频功率解耦进行了集成化设计，提出了适用于集成化拓扑的控制策略，优化了母线电容与超级电容的容量；②通过相量域建模建立了基于 SOGI 的功率计算环节精确传递函数，在此基础上提出了 1 种分扇区状态反馈阻尼控制方案，实现了单相构网型光伏系统的精确闭环设计。实验证明，与传统控制方案相比，所提方案在优化了直流母线电容和超级电容容量的同时提升了单相构网型变流器的动态性能和频率支撑暂态有功响应能力。

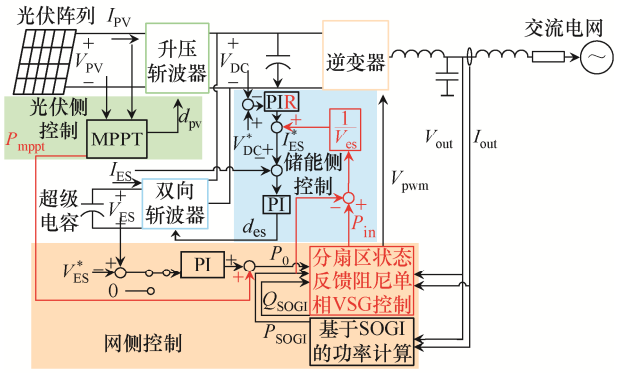
1 整体控制方案

图 1(a)为基于文献[31-32]改编的传统含超级电容储能的单相构网型光伏系统总体控制框图。系统可分为网侧、储能侧和光伏侧 3 部分，关于光伏侧的最大功率点跟踪 MPPT(maximum power point tracking)技术已经十分成熟，本节不再赘述。

传统单相构网型光伏系统的网侧采用单相虚拟同步机 VSG(virtual synchronous generator)控制，



(a) 传统方案



(b) 所提方案

图 1 传统方案和所提方案的总体控制框图

Fig. 1 Overall control block diagram of conventional and proposed schemes

控制框图如图 2 所示，其有功-频率控制通过模拟传统同步机的调速器和转子摆动方程，逆变器兼具构网能力和主动支撑能力。为避免储能系统针对微小的电网频率偏差进行不必要地充/放电，造成储能能量的浪费，应在调速器中考虑死区特性。如图 2 调速器部分所示，当电网频率处于死区内，将下垂系数 k_p 设为 0，只有电网频率偏差超过所设死区值 ω_{db} 后超级电容才会吸收/释放能量。

无功-电压控制及内环控制采用母线电压-无功功率下垂控制[33]。该控制采用呈下垂关系的母线电压估计值，可有效解决并联时无功分担不均匀的问题。然而，三相系统采用坐标变换产生的电压电流正交信号实现母线电压估计和虚拟阻抗[33]，单相系统若遵循相同的原理需引入二阶广义积分正交信号发生器 SOGI-QSG(SOGI quadrature signal generator)，其未知的动态模型、非线性和时变性的特征将导致闭环设计复杂化。因此，本文使用高通滤波器实现母线电压估计和虚拟阻抗。

除单相 VSG 控制外，网侧增加了 1 个超级电容电压外环，该环路确保超级电容电压在稳态工况下能够恢复至待机值。当电网频率在调速器死区之外，即单相 VSG 处于调频暂态时，系统将关闭该环路以避免影响调频功能。

储能侧使用直流母线电压外环和超级电容电流内环控制，维持直流母线电压处于额定值的同时避免超级电容过流。

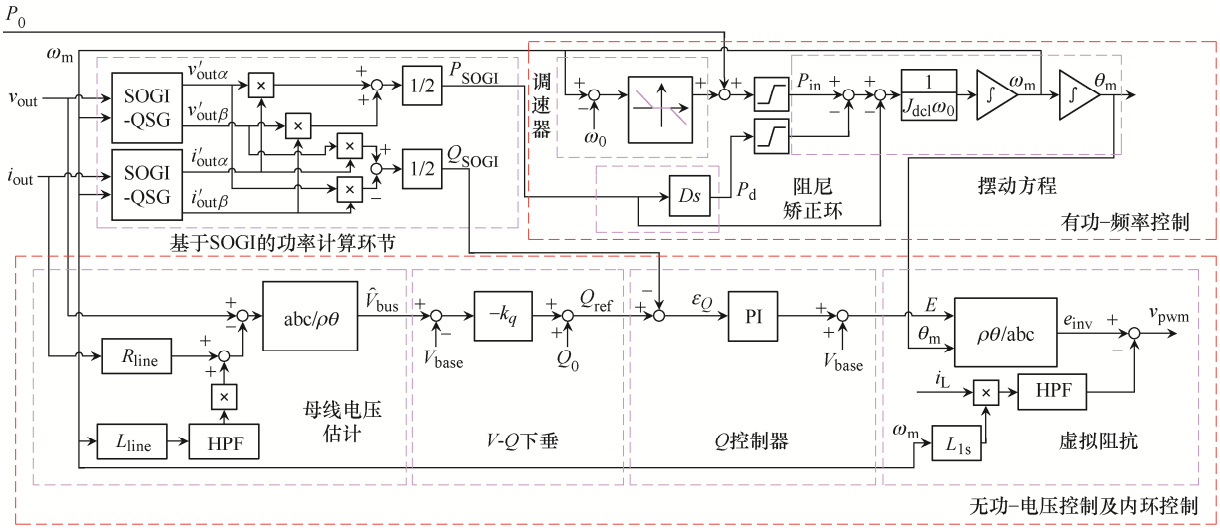


图 2　传统单相虚拟同步机控制框图

Fig. 2 Control block diagram of conventional single-phase VSG

2　集成超级电容与二倍频功率解耦的构网型光伏系统控制方案

针对现有单相构网型变流器缺乏对二倍频功率解耦电路和储能装置的集成设计的问题，本文在传统控制的基础上提出了集成超级电容与二倍频功率解耦的构网型光伏系统及相应的控制方案，总体控制框图如图 1(b)所示。本文在储能侧的直流母线电压比例积分外环上增加了谐振控制以便于将二倍频功率从直流母线直接转移至超级电容；在储能侧增加了虚拟转子动能前馈控制以改善网侧发生扰动时直流母线电压的瞬态响应；在网侧增加了光伏功率前馈控制以避免光伏功率的波动导致的超级电容过度充/放电。

2.1　直流母线电压比例积分谐振控制

在单相系统中，功率解耦电路常并联于直流侧，而本文所研究系统的超级电容储能环节具有与之类似的结构，通过合理的控制系统设计，应可以将二者集成，在不增加额外硬件的同时使超级电容兼顾有源功率解耦的功能。

本文在储能侧基于比例积分 PI(proportional integral)的直流母线电压外环控制基础上加入了谐振控制，构成比例积分谐振PIR(proportional integral resonant)控制。该控制可以将系统产生的二倍频功率从直流母线直接转移至超级电容。其中，谐振频率应设置为电网频率的 2 倍，并可以使用单相 VSG 的虚拟转子频率 ω_m 来近似，从而无需使用锁相环，如图 3 所示。通过 PIR 控制，超级电容储能与二倍频功率解耦进行了集成，有效消除了直流母线上的二倍频纹波，能够在相同的纹波指标下使用更小的直流母线电容，降低系统的体积与成本。由于超级电容的充/放电不涉及化学过程，二倍频解耦带来的充/放电次数增加对其使用寿命的影响有限。同时，超级电容作为储能环节，其容值远大于直流母线电容，故转移的二倍频功率不会对超级电容的正常充/放电能力造成显著影响。

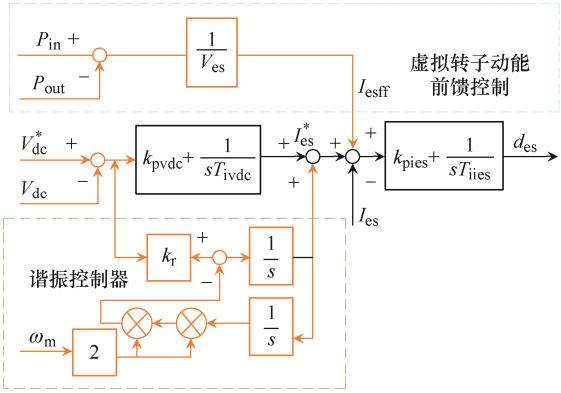


图 3　提出的超级电容双向斩波器控制策略

Fig. 3 Proposed supercapacitor bi-directional chopper control strategy

2.2　虚拟转子动能前馈控制

对于图 1(a)所示的传统单相构网型光伏系统，当系统进入调频暂态时，由调速器确定的输入功率

P_{in} 和输出功率 P_{out} 将不再相等，系统通过对直流母线电容进行充/放电，将功率差缓慢调节至 0。由于储能侧存在直流母线电压外环控制，暂态能量最终由超级电容提供。然而，上述过程在很大程度上取决于单相 VSG 控制和储能侧控制的带宽，二者的动态性能不足以维持较小的直流母线暂态电压偏差，尤其是在使用较小的直流母线电容时。

为了将网侧扰动直接转移至储能侧，减小直流母线电压的暂态最大偏差，本文在超级电容电流环中引入了前馈项 I_{esff}，即虚拟转子动能前馈控制，如图 3 所示。该控制能使超级电容在直流母线电压产生偏差之前根据功率差提前进行充/放电，有助于减小直流母线电压的暂态最大偏差，提高系统的暂态响应速度。

所提 PIR 控制能够消除直流母线上的二倍频纹波，所提虚拟转子动能前馈控制能够减小暂态过程中的直流母线电压最大偏差，二者共同作用可显著减小直流母线电容的容值，能够使用可靠性更高、寿命更长的薄膜电容器替代电解电容器。

2.3 光伏功率前馈控制

本文所研究系统的储能侧用于提供单相 VSG 进行主动支撑所需的暂态能量，而非消纳光伏侧的功率波动，单相 VSG 输出功率 P_{out} 应与光伏输出功率 P_{pv} 相等。然而传统控制仅通过超级电容电压外环调节有功功率给定值 P_0 进而实现 P_{out} 对 P_{pv} 的跟踪，在功率跟踪暂态过程中超级电容仍需消纳部分光伏功率，导致超级电容电压产生较大波动，需额外增加超级电容容量。

为了减小超级电容对消纳光伏侧功率波动的参与度，降低超级电容所需的储能容量，本文增加了光伏功率前馈控制，将 P_{pv} 作为前馈项增加至 P_0 中，如图 4 所示。此前馈控制通过调节单相 VSG 输出功率实现 P_{out} 对 P_{pv} 的直接跟踪，从而减小了光伏功率波动导致储能侧的过度充/放电。由于光伏侧采用 MPPT 控制，可以直接采用测量得到的光伏最大功率值 P_{mppt} 进行前馈。

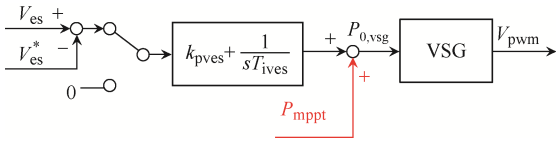


图 4 提出的光伏功率前馈控制

Fig. 4 Proposed PV power feedforward control

3 分扇区状态反馈阻尼控制

本节通过相量域建模获取了基于 SOGI 的功率计算环节精确传递函数，并在此基础上提出 1 种分扇区状态反馈阻尼控制用于所提方案的有功-频率控制，如图 5 所示。该方案基于状态反馈阻尼控制[29]改进而来，实现了系统的精确闭环设计，能够显著提升系统的动态响应。

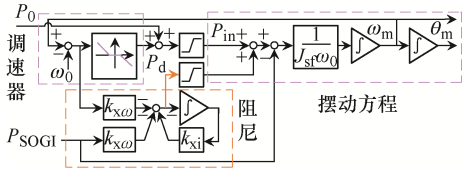


图 5 所提单相虚拟同步机有功-频率控制框图

Fig. 5 Block diagram of proposed single-phase VSG *P-ω* control

3.1 基于 SOGI 的功率计算环节精确线性化建模

为了实现系统的精确闭环设计，首先需建立基于 SOGI 的功率计算环节的小信号线性化模型。

基于 SOGI 的功率计算环节需使用 SOGI-QSG 获得输出电压 v_{out} 和输出电流 i_{out} 的 2 组正交信号，其输入信号到两路正交输出信号的传递函数分别为

$$\frac{x'_\alpha(s)}{x(s)}=\frac{k\omega s}{s^2+k\omega s+\omega^2} \tag{1}$$

$$\frac{x'_\beta(s)}{x(s)}=\frac{k\omega^2}{s^2+k\omega s+\omega^2} \tag{2}$$

式中：x 为输入信号(v_{out} 或 i_{out})；x'_α，x'_β 为对应的输出两路正交信号；k 为 SOGI-QSG 的增益；ω 为输入信号角频率。

获得两路正交信号后，基于 SOGI 的功率计算环节得到的平均有功功率 P_{SOGI} 和平均无功功率 Q_{SOGI} 可分别表示为

$$P_{\mathrm{SOGI}}=\frac{1}{2}(v'_{\mathrm{out}\alpha}i'_{\mathrm{out}\alpha}-v'_{\mathrm{out}\beta}i'_{\mathrm{out}\beta}) \tag{3}$$

$$Q_{\mathrm{SOGI}}=\frac{1}{2}(v'_{\mathrm{out}\beta}i'_{\mathrm{out}\alpha}-v'_{\mathrm{out}\alpha}i'_{\mathrm{out}\beta}) \tag{4}$$

式中，$v'_{\mathrm{out}\alpha}$、$v'_{\mathrm{out}\beta}$和$i'_{\mathrm{out}\alpha}$、$i'_{\mathrm{out}\beta}$分别为输出电压v_{out}和输出电流i_{out}经 SOGI 后获得的 2 组正交信号。

基于SOGI的功率计算环节的调节时间主要由k决定，k越大，系统响应越快，振荡越大[21]。系统的调节时间t_{s}可近似为$t_{\mathrm{s}}\approx 8/(k\omega)$。考虑到响应速度和振荡的权衡，$k$通常选取 1.414。

然而，动态响应中的振荡和超调还受功率因数角φ及暂态初始时刻的电压或电流相位θ影响。这表明基于SOGI的功率计算环节的有功通道和无功通道之间存在动态耦合，且是 1 个周期时变系统。

为进一步分析基于SOGI的功率计算环节的功率动态耦合及周期时变性，本文试图建立该环节的精确小信号线性化模型。然而，1 组同频率的单相正弦交流信号存在幅值和相位 2 个信息，这给传统的小信号建模带来了困难。根据三角函数积化和差公式，将某一时刻电压电流乘积分为随时间变化的旋转分量和不随时间变化的直流分量之和，即

$$v_{\mathrm{out}\alpha}i_{\mathrm{out}\alpha}=V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\cos(2\theta_i+\varphi)+V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\cos\varphi \tag{5}$$

$$v_{\mathrm{out}\beta}i_{\mathrm{out}\beta}=-V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\cos(2\theta_i+\varphi)+V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\cos\varphi \tag{6}$$

$$v_{\mathrm{out}\alpha}i_{\mathrm{out}\beta}=V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\sin(2\theta_i+\varphi)-V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\sin\varphi \tag{7}$$

$$v_{\mathrm{out}\beta}i_{\mathrm{out}\alpha}=V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\sin(2\theta_i+\varphi)+V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\sin\varphi \tag{8}$$

式中：$v_{\mathrm{out}\alpha}$、$v_{\mathrm{out}\beta}$和$i_{\mathrm{out}\alpha}$、$i_{\mathrm{out}\beta}$分别为输出电压v_{out}和输出电流i_{out}的理想α轴、β轴信号；V_{out}为输出电压幅值；I_{out}为输出电流幅值；θ_i为电流相位。

则实际平均输出功率可以表示为

$$P_{\mathrm{out}}=\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\alpha}i_{\mathrm{out}\alpha}+\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\beta}i_{\mathrm{out}\beta}=V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\cos\varphi \tag{9}$$

$$Q_{\mathrm{out}}=\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\alpha}i_{\mathrm{out}\beta}-\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\beta}i_{\mathrm{out}\alpha}=-V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\sin\varphi \tag{10}$$

利用正弦交流信号的相量复数域表达思想，可以同时表达单相交流信号的幅值信息和相位信息，为便于后续推导，将单相平均功率表示为相量形式，即将如式(9)和式(10)所示的有功和无功乘以参考相量$\bar{e}$。$\bar{e}$的方向与当前输出电流相量的方向相同。此处定义v_{out}向量的相角为 0，因此$\bar{e}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}$。则平均输出功率的相量可表示为

$$\begin{aligned}\bar{P}_{\mathrm{out}}=&\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\alpha}i_{\mathrm{out}\alpha}\cdot\bar{e}+\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\beta}i_{\mathrm{out}\beta}\cdot\bar{e}=\\&\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}+\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\theta_i+\varphi)}+\\&\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}-\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\theta_i+\varphi)}=\\&V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}\end{aligned} \tag{11}$$

$$\begin{aligned}\bar{Q}_{\mathrm{out}}=&\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\alpha}i_{\mathrm{out}\beta}\cdot\mathrm{j}\bar{e}-\frac{1}{2}v_{\mathrm{out}\beta}i_{\mathrm{out}\alpha}\cdot\mathrm{j}\bar{e}=\\&\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi})+\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\theta_i+\varphi)})+\\&\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi})-\frac{1}{2}V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\theta_i+\varphi)})=\\&V_{\mathrm{out}}I_{\mathrm{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi})\end{aligned} \tag{12}$$

功率相量的实部为平均功率，如式(9)和式(10)所示。由于实际信号的理想α轴、β轴信号的幅值始终相同，所以实际平均输出功率只有不随时间变化的直流分量。

由式(3)和式(4)可知，基于 SOGI 的功率计算环节得到的平均功率是通过电压电流的时域相乘相加得到的，会为系统引入非线性，建模时需要先进行小信号线性化处理。在单相 VSG 主要运行工况中，输出功率的变化通常由电流的变化导致，且电压电流信号的相位和频率通常不会发生突变，以信号幅值的变化为主，即使构网型控制的输出频率会根据功率差发生改变，其变化比例相对于电流幅值变化的比例仍小得多。故实际平均功率的小信号变化量可以表示为

$$\Delta P_{\mathrm{out}}=V_{\mathrm{out}}\cos\varphi\Delta I_{\mathrm{out}} \tag{13}$$

$$\Delta Q_{\mathrm{out}}=-V_{\mathrm{out}}\sin\varphi\Delta I_{\mathrm{out}} \tag{14}$$

式中：Δ为小信号变化量；ΔI_{out}为输出电流幅值的小信号变化量，为直流标量信号。

而实际电流信号为正弦信号，电流信号相量的小信号变化量$\Delta\bar{i}_{\mathrm{out}}$及其微分$\Delta\dot{\bar{i}}_{\mathrm{out}}$可以表示为

$$\Delta\bar{i}_{\mathrm{out}}=\Delta I_{\mathrm{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{15}$$

$$\Delta\dot{\bar{i}}_{\mathrm{out}}=(\Delta\dot{I}_{\mathrm{out}}+\mathrm{j}\omega\Delta I_{\mathrm{out}})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{16}$$

式中，$\Delta\dot{I}_{\mathrm{out}}$为电流幅值的小信号变化量的微分，为

标量信号。

同理，SOGI-QSG 得到的虚拟正交信号相量变化量 $\Delta\vec{i}'_{\alpha},\Delta\vec{i}'_{\beta}$ 及其一阶微分 $\Delta\dot{\vec{i}}'_{\alpha},\Delta\dot{\vec{i}}'_{\beta}$ 和二阶微分 $\Delta\ddot{\vec{i}}'_{\alpha},\Delta\ddot{\vec{i}}'_{\beta}$ 可用标量信号表示为

$$\Delta\vec{i}'_{\text{out}\alpha}=\Delta I'_{\text{out}\alpha}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{17}$$

$$\Delta\dot{\vec{i}}'_{\text{out}\alpha}=(\Delta\dot{I}'_{\text{out}\alpha}+\mathrm{j}\omega\Delta I'_{\text{out}\alpha})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{18}$$

$$\Delta\ddot{\vec{i}}'_{\text{out}\alpha}=(\Delta\ddot{I}'_{\text{out}\alpha}+2\mathrm{j}\omega\Delta\dot{I}'_{\text{out}\alpha}-\omega^2\Delta I'_{\text{out}\alpha})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{19}$$

$$\Delta\vec{i}'_{\text{out}\beta}=\Delta I'_{\text{out}\beta}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{20}$$

$$\Delta\dot{\vec{i}}'_{\text{out}\beta}=(\Delta\dot{I}'_{\text{out}\beta}+\mathrm{j}\omega\Delta I'_{\text{out}\beta})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{21}$$

$$\Delta\ddot{\vec{i}}'_{\text{out}\beta}=(\Delta\ddot{I}'_{\text{out}\beta}+2\mathrm{j}\omega\Delta\dot{I}'_{\text{out}\beta}-\omega^2\Delta I'_{\text{out}\beta})\mathrm{e}^{\mathrm{j}\theta_i} \tag{22}$$

式中：$\Delta I'_{\text{out}\alpha}$、$\Delta I'_{\text{out}\beta}$ 为 α 轴、β 轴输出信号的标量幅值变化量；$\Delta\dot{I}'_{\text{out}\alpha}$、$\Delta\dot{I}'_{\text{out}\beta}$ 和 $\Delta\ddot{I}'_{\text{out}\alpha}$、$\Delta\ddot{I}'_{\text{out}\beta}$ 分别为它们的一阶微分和二阶微分。

将式(1)和式(2)改写为时域形式可得

$$\Delta\ddot{\vec{i}}'_{\text{out}\alpha}+k\omega\Delta\dot{\vec{i}}'_{\text{out}\alpha}+\omega^2\Delta\vec{i}'_{\text{out}\alpha}=k\omega\Delta\dot{\vec{i}}_{\text{out}} \tag{23}$$

$$\Delta\ddot{\vec{i}}'_{\text{out}\beta}+k\omega\Delta\dot{\vec{i}}'_{\text{out}\beta}+\omega^2\Delta\vec{i}'_{\text{out}\beta}=k\omega^2\Delta\vec{i}_{\text{out}} \tag{24}$$

随后，将式(15)~式(22)代入式(23)和式(24)，再从时域变换为复频域，可得到两通道标量输入输出小信号之间的传递函数为

$$\Delta i'_{\text{out}\alpha}(s)=\left[k\omega\frac{s^3+k\omega s^2+2\omega^2 s+k\omega^3}{(s^2+k\omega s)^2+(2\omega s+k\omega^2)^2}-\mathrm{j}k\omega\frac{\omega s^2}{(s^2+k\omega s)^2+(2\omega s+k\omega^2)^2}\right]\Delta i_{\text{out}}(s) \tag{25}$$

$$\Delta i'_{\text{out}\beta}(s)=\mathrm{j}\left[k\omega\frac{\omega s^2+k\omega^2 s}{(s^2+k\omega s)^2+(2\omega s+k\omega^2)^2}-\mathrm{j}k\omega\frac{2\omega^2 s+k\omega^3}{(s^2+k\omega s)^2+(2\omega s+k\omega^2)^2}\right]\Delta i_{\text{out}}(s) \tag{26}$$

由于传递函数存在虚部，因此 SOGI-QSG 在输出通道方向及其正交方向都存在动态响应，即有功和无功计算存在动态耦合效应。耦合效应的响应在进入稳态后削减为 0。

类似式(11)、式(12)，在某一时刻基于 SOGI 的功率计算环节得到的平均功率小信号也可写成相量形式，即

$$\Delta\vec{P}_{\text{SOGI}}=(v'_{\text{out}\alpha}\Delta i'_{\text{out}\alpha}\cdot\vec{e}+v'_{\text{out}\beta}\Delta i'_{\text{out}\beta}\cdot\vec{e})/2=\frac{1}{2}V_{\text{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}\Delta i'_{\text{out}\alpha}+\frac{1}{2}V_{\text{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi}\Delta i'_{\text{out}\beta}+\frac{1}{2}(\Delta i'_{\text{out}\alpha}-\Delta i'_{\text{out}\beta})V_{\text{out}}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\theta_i+\varphi)} \tag{27}$$

$$\Delta\vec{Q}_{\text{SOGI}}=(v'_{\text{out}\beta}\Delta i'_{\text{out}\alpha}\cdot\mathrm{j}\vec{e}+v'_{\text{out}\alpha}\Delta i'_{\text{out}\beta}\cdot\mathrm{j}\vec{e})=/2\ \frac{1}{2}V_{\text{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi})\Delta i'_{\text{out}\alpha}+\frac{1}{2}V_{\text{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi})\Delta i'_{\text{out}\beta}+\frac{1}{2}(\Delta i'_{\text{out}\beta}-\Delta i'_{\text{out}\alpha})V_{\text{out}}(\mathrm{j}\mathrm{e}^{\mathrm{j}(2\theta_i+\varphi)}) \tag{28}$$

基于 SOGI-QSG 得到的 α 轴、β 轴信号具有相同的稳态幅值，但在动态过程中幅值并不相同，因此平均有功功率和平均无功功率小信号同时存在旋转分量和直流分量。

从时域变换到复频域，随后将式(13)、式(14)、式(25)、式(26)代入式(27)和式(28)，可得基于 SOGI 的功率计算环节的线性化传递函数

$$\Delta P_{\text{SOGI}}=G_{P-P}(s,\theta_i)\Delta P_{\text{out}}+G_{Q-P}(s,\theta_i)\Delta Q_{\text{out}} \tag{29}$$

$$\Delta Q_{\text{SOGI}}=G_{P-Q}(s,\theta_i)\Delta P_{\text{out}}+G_{Q-Q}(s,\theta_i)\Delta Q_{\text{out}} \tag{30}$$

$$G_{P-P}(s,\theta_i)=\frac{k\omega\cos^2\theta_i s^3}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\left[\frac{1}{2}-\frac{k}{2}\sin(2\theta_i)+\frac{1}{2}\cos(2\theta_i)\right]k^2\omega^2 s^2}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\left[2-\frac{k}{2}\sin(2\theta_i)\right]k\omega^3 s+k^2\omega^4}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2} \tag{31}$$

$$G_{Q-Q}(s,\theta_i)=\frac{\sin^2\theta_i k\omega s^3}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\left[\frac{1}{2}+\frac{k}{2}\sin(2\theta_i)-\frac{1}{2}\cos(2\theta_i)\right]k^2\omega^2 s^2}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\left[2+\frac{k}{2}\sin(2\theta_i)\right]k\omega^3 s+k^2\omega^4}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2} \tag{32}$$

$$G_{P-Q}(s,\theta_i)=\frac{\frac{1}{2}\sin(2\theta_i)k\omega s^3}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\left[\frac{k}{2}\sin(2\theta_i)+\cos(2\theta_i)\right]k\omega^2 s^2}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}-\frac{\sin^2\theta_i k^2\omega^3 s}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2} \tag{33}$$

$$G_{Q-P}(s,\theta_i)=\frac{\frac{1}{2}\sin(2\theta_i)k\omega s^3}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\left[\frac{k}{2}\sin(2\theta_i)+\cos(2\theta_i)\right]k\omega^2 s^2}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2}+\frac{\cos^2\theta_i k^2\omega^3 s}{(s^2+k\omega s)^2+(k\omega^2+2\omega s)^2} \tag{34}$$

基于上述传递函数，可以建立基于 SOGI 的功率计算环节的小信号线性化模型。值得注意，式(31)~式(34)是依赖于 θ_i 的线性时间周期传递函数。若功率扰动是由电压引起的，则以电压相位 θ_v 为参数，采用与上述类似的推导方法也可以得到相应的传递函数。考虑到大多数功率干扰是由负载电流的变化引起，本文采用基于 θ_i 的传递函数。

3.2 分扇区状态反馈阻尼控制及其参数设计

由于式(31)~式(34)是依赖于 θ_i 的线性时间周期传递函数，进行系统的有功闭环设计时若忽略 θ_i 的影响会降低传递函数精度，影响系统的动态性能，为此，本文提出了 1 种分扇区状态反馈阻尼控制方案，以应对基于 SOGI 的功率计算环节对于 θ_i 的周期时变性。由于无功环的设计相对简单，且式(33)、式(34)所示的耦合项对动态影响较小，本文着重阐述式(29)中 $G_{P-P}(s,\theta_i)$ 对有功闭环的影响。

在进行单相 VSG 的闭环设计之前，应先对系统进行建模。图 5 所示单相 VSG 有功-频率控制可表示为

$$P_0-P_{\mathrm{SOGI}}=k_{\mathrm{p}}(\omega_{\mathrm{m}}-\omega_0)+J_{\mathrm{sf}}\omega_0\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}-P_{\mathrm{d}}=k_{\mathrm{p}}(\omega_{\mathrm{m}}-\omega_0)+J_{\mathrm{sf}}\omega_0\frac{\mathrm{d}\omega_{\mathrm{m}}}{\mathrm{d}t}+[k_{\mathrm{x}\omega}(\omega_{\mathrm{m}}-\omega_0)+k_{\mathrm{x}p}P_{\mathrm{SOGI}}+k_{\mathrm{xi}}\int P_{\mathrm{d}}] \tag{35}$$

式中：ω_0 为标称角频率；J_{sf} 为虚拟转动惯量，为实际转动惯量 J 与系数 ρ 的乘积；P_{d} 为阻尼功率；$k_{\mathrm{x}\omega}$、$k_{\mathrm{x}p}$、k_{xi} 分别为虚转子频率、输出有功功率、阻尼功率 P_{d} 的积分项的反馈增益。

有功闭环的功角方程可表示为

$$\Delta P_{\mathrm{out}}=\frac{EV_{\mathrm{bus}}}{X}\Delta\delta=K\Delta\delta \tag{36}$$

式中：E 为变流器输出电压有效值；V_{bus} 为电网电压有效值；X 为变流器输出到电网的等效电抗；δ 为变流器功角，功角 δ 的微分 $\frac{\mathrm{d}\delta}{\mathrm{d}t}$ 可表示为 ω_{m} 和母线电压频率 ω_{bus} 的差；K 为同步功率系数。

考虑 $G_{P-P}(s,\theta_i)$ 的影响，此时式(29)中有功功率的传递函数可表示为

$$\Delta P_{\mathrm{SOGI}}=G_{P-P}(s,\theta_i)\Delta P_{\mathrm{out}} \tag{37}$$

根据文献[29]联立式(35)~式(37)，所提分扇区状态反馈阻尼控制的有功-频率闭环小信号状态空间模型为

$$\begin{cases}\dot{\boldsymbol{x}}=(\boldsymbol{A}(\theta_i)-\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}\boldsymbol{K}(\theta_i)\boldsymbol{C}_{\mathrm{f}})\boldsymbol{x}+\boldsymbol{B}u+\boldsymbol{E}w\\ \boldsymbol{y}=\boldsymbol{C}\boldsymbol{x}\end{cases} \tag{38}$$

$$\boldsymbol{A}(\theta_i)=\begin{bmatrix}-\frac{k_{\mathrm{p}}}{J_{\mathrm{sf}}\omega_0} & 0 & 0 & -\frac{1}{J_{\mathrm{sf}}\omega_0} & 0 & 0 & 0\\ K & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & c_1(\theta_i) & 0 & \frac{c_1(\theta_i)a_{1,4}}{c_4(\theta_i)} & t_1(\theta_i) & t_2(\theta_i) & t_3(\theta_i)\\ 0 & 1 & 0 & 0 & p_1(\theta_i) & p_2(\theta_i) & p_3(\theta_i)\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix} \tag{39}$$

$$\boldsymbol{B}=\begin{bmatrix}\frac{1}{J_{\mathrm{sf}}\omega_0} & \boldsymbol{O}_{1\times6}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{40}$$

$$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}=\begin{bmatrix}\frac{1}{J_{\mathrm{sf}}\omega_0} & 0 & 1 & \boldsymbol{O}_{1\times4}\end{bmatrix}^{\mathrm{T}} \tag{41}$$

$$\boldsymbol{E}=[0\quad -K\quad \boldsymbol{O}_{1\times5}]^{\mathrm{T}} \tag{42}$$

$$\boldsymbol{C}=[\boldsymbol{I}_{2\times2}\quad \boldsymbol{O}_{2\times5}] \tag{43}$$

$$\boldsymbol{C}_{\mathrm{f}}=\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 1\\ 0 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix} \tag{44}$$

$$\boldsymbol{K}(\theta_i)=[k_{\mathrm{x}\omega}(\theta_i)\quad k_{\mathrm{x}p}(\theta_i)\quad k_{\mathrm{xi}}(\theta_i)] \tag{45}$$

式中：$\boldsymbol{A}$ 为状态转移矩阵；$\boldsymbol{B}$ 为输入矩阵；$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}$ 为反馈输入矩阵；$\boldsymbol{E}$ 为扰动输入矩阵；$\boldsymbol{K}$ 为反馈矩阵；

$\boldsymbol{C}$ 为输出矩阵；$\boldsymbol{C}_{\mathrm{f}}$ 为反馈输出矩阵；$u=\Delta P_0$；$\boldsymbol{y}=[\Delta\omega_{\mathrm{m}}\ \Delta P_{\mathrm{out}}]^{\mathrm{T}}$；$\boldsymbol{x}=[\Delta\omega_{\mathrm{m}}\ \ \Delta P_{\mathrm{out}}\ \ \Delta\int P_{\mathrm{d}}\ \ \boldsymbol{x}_{\mathrm{add}}{}^{\mathrm{T}}]^{\mathrm{T}}$，$\boldsymbol{x}_{\mathrm{add}}$ 为基于 SOGI 的功率计算环节有功-有功通道引入的额外 4 阶状态变量；$w=\Delta\omega_{\mathrm{bus}}$。

$\boldsymbol{A}(\theta_i)$中的元素 t_n 和 $p_n(n=1,2,\cdots)$的表达式分别为

$$t_n=a_{1,n}c_1+c_{n+1}-\frac{a_{1,4}c_nc_1}{c_4} \tag{46}$$

$$p_n=a_{1,n}-\frac{a_{1,4}c_n}{c_4} \tag{47}$$

式中，$a_{n,j}$ 和 c_n 分别为式(37)所示传递函数转化为能控标准型状态转移矩阵 $\boldsymbol{A}_{\mathrm{s}}$ 及对应的输出矩阵 $\boldsymbol{C}_{\mathrm{s}}$ 中 n 行 j 列的元素。

由于 P_{d} 的积分项出现在状态变量中，P_{d} 在稳态下为 0，因此 P-ω 的下垂工作点不受 P_{d} 的影响。而矩阵 $\boldsymbol{A}$、$\boldsymbol{B}$、$\boldsymbol{B}_{\mathrm{f}}$、$\boldsymbol{E}$、$\boldsymbol{K}$、$\boldsymbol{C}$、$\boldsymbol{C}_{\mathrm{f}}$ 都可以由计算得到。

根据式(31)~式(34)可知，基于 SOGI 的功率计算环节是根据电流信号的相角 θ_i 而周期时变的，时变周期为 π。这使得 $\boldsymbol{A}(\theta_i)$同样具有以 π 周期的时变特性，忽略 θ_i 的影响来设计反馈矩阵 $\boldsymbol{K}(\theta_i)$会降低传递函数精度，影响系统的动态性能，因此需根据 θ_i 设计 $\boldsymbol{K}(\theta_i)$。然而若 $\boldsymbol{K}(\theta_i)$根据 θ_i 的变化进行实时调整会占用大量处理器资源，降低程序运行速度。

为此，本文提出的分扇区状态反馈阻尼控制出于对控制精度与处理器占用资源的折中考虑，将 1 个周期分为 12 个控制扇区，θ_i 每变化 π/12 设置 1 个单独的控制扇区。在任意 1 个控制扇区中，认为基于 SOGI 的功率计算环节的线性化传递函数不变，θ_i 取值为该扇区的角度平均值。随后，根据每个扇区的传递函数独立设计状态反馈参数，设计方法采用文献[29]所述的部分状态反馈极点配置法，因篇幅所限，本文不再详述。其基本思路是将有功闭环的 2 个主导极点配置到阻尼比 ζ=0.9 的高阻尼位置，第 3 个非主导极点则配置在离虚轴较远处，保证其实部为主导极点实部的 10 倍以上，而其余不可控极点都在距离虚轴更远的位置，极点配置后闭环极点分布如图 6 所示。经过精确的极点配置后，整个有功闭环系统的特性近似于 1 个低超调量欠阻尼二阶系统，兼具快速动态响应和良好的阻尼效应。

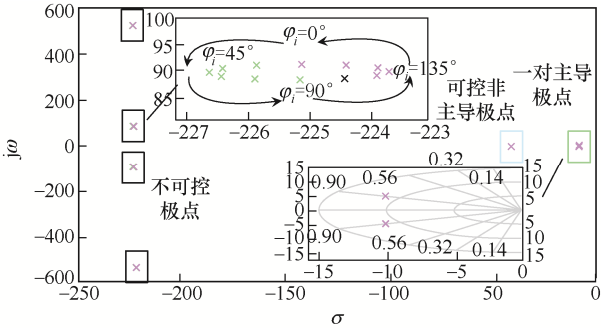


图 6 单相 VSG 极点配置后闭环极点分布

Fig. 6 Pole distribution of single-phase VSG closed-loop system after pole placement

4 实验验证

为验证所提控制方案的有效性，在图 7 所示的实验平台上，针对传统控制方案与所提控制方案进行了一系列对比实验。实验电路如图 8 所示，其中光伏模拟装置使用艾德克斯 IT6012C-800-50 直流电源与太阳能电池矩阵仿真软件 SAS1000L，能够实现 24 h 真实环境参数下的太阳能电池板输出模拟。为保证比较的公平性，本文将传统控制方案与所提控制方案闭环系统的主导极点配置于相同位置，实验控制参数见表 1 和表 2。

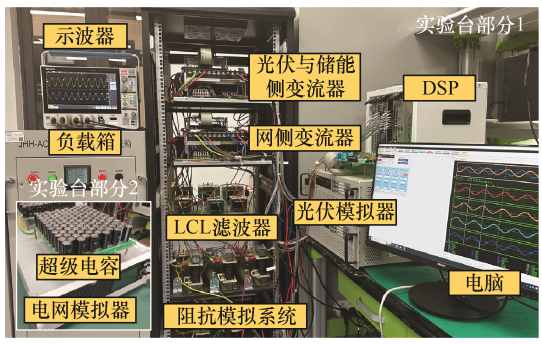


图 7 实验平台

Fig. 7 Experimental platform

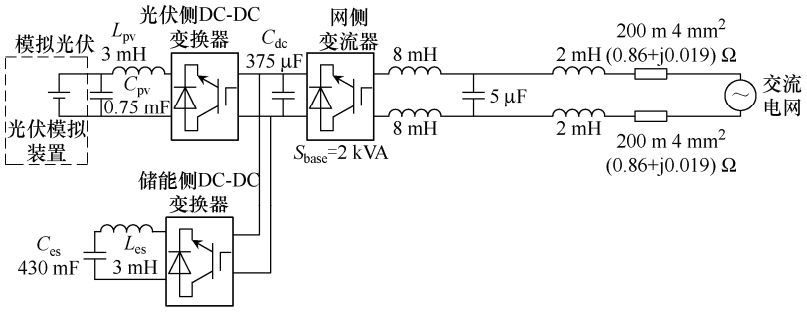


图 8　实验电路

Fig. 8 Experimental circuit

表 1　主要控制参数

Tab. 1 Main control parameters

类型	参数	数值
储能侧	超级电容电流内环比例系数 k_{pies}/A^{-1}	0.02
	超级电容电流内环积分时间常数 T_{iies}/s	0.03
	超级电容电压环比例系数 k_{pves}/(W/V)	5×10^{-3}
	超级电容电压环积分时间常数 T_{ives}/s	50
	直流母线电压外环比例系数 k_{pvdc}/(A/V)	0.42
	直流母线电压外环积分时间常数 T_{ivdc}/s	0.12
	直流母线电压外环谐振系数 k_r/(A/V)	15
	直流母线额定电压 V_{dc}/V	450
	超级电容待机电压 V_{es}/V	250
光伏侧	光伏电压外环比例系数 k_{pvpv}/(A/V)	1.2×10^{-3}
	光伏电压外环积分时间常数 T_{ivpv}/s	17
	光伏电流内环比例系数 k_{pipv}/A^{-1}	0.02
	光伏电流内环积分时间常数 T_{iipv}/s	0.03
基本参数	标称电压 V_{base}/V	220
	标称频率 ω_0/(rad·s^{-1})	314.16
	死区内有功下垂系数 k_p^*(p.u.)	20
	死区外有功下垂系数 k_p^*(p.u.)	0
	无功下垂系数 k_q^*(p.u.)	20
	频率死区 ω_{db}/Hz	0.033
	等效阻抗 X^*(p.u.)	0.3
	惯性 M^*/s	12
	无功电压环比例系数 K_{pq}^*(p.u.)	0.005
	无功电压环积分时间常数 T_{iq}/s	7.5×10^{-4}
DCL 参数	死区外 DCL 虚拟惯量系数 ρ_{dcl}	1.067
	死区外 DCL 阻尼系数 D/s	0.170 5
	死区内 DCL 虚拟惯量系数 ρ_{dcl}	1.080
	死区内 DCL 阻尼系数 D/s	0.202 1

表 2　各扇区状态反馈参数

Tab. 2 State feedback parameters in different sectors

扇区	ρ(死区内/外)	$k_{x\omega}$(死区内/外)	k_{xp}(死区内/外)	k_{xi}(死区内/外)
Ⅰ	0.211 4/0.246 4	134.87/119.46	1/1	8.85/10.28
Ⅱ	0.210 2/0.244 9	136.13/120.64	1/1	8.82/10.24
Ⅲ	0.209 6/0.244 1	137.04/121.48	1/1	8.79/10.21
Ⅳ	0.209 8/0.244 2	137.36/121.77	1/1	8.78/10.20
Ⅴ	0.210 8/0.245 3	137.00/121.42	1/1	8.79/10.21
Ⅵ	0.212 2/0.246 9	136.07/120.54	1/1	8.81/10.24
Ⅶ	0.213 8/0.248 7	134.81/119.37	1/1	8.84/10.28
Ⅷ	0.215 1/0.250 3	133.56/118.20	1/1	8.88/10.32
Ⅸ	0.215 7/0.251 1	132.65/117.36	1/1	8.90/10.35
Ⅹ	0.215 5/0.251 0	132.33/117.08	1/1	8.91/10.37
Ⅺ	0.214 5/0.249 9	132.68/117.41	1/1	8.90/10.35
Ⅻ	0.213 0/0.248 2	133.61/118.29	1/1	8.88/10.32

4.1　工况 1：稳态运行

稳态运行时直流母线电压如图 9 所示，在直流母线电容均为 375 μF 的情况下，相较于传统控制，所提 PIR 控制将直流母线电压纹波峰峰值从 17.3 V 降低至 2.0 V，显著降低了直流母线的电压波动，成功将超级电容储能与二倍频功率解耦进行了集成。在一致的直流电压纹波要求下，所提控制方案所需的直流母线电容将降低至 43.35 μF，为传统控制方案的 11.6%。因此，使用可靠性更高、寿命更长的薄膜电容替代电解电容成为了可能。

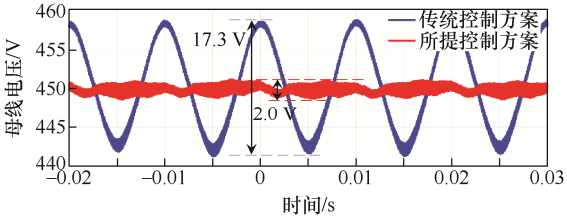


图 9 稳态运行时直流母线电压

Fig. 9 DC-link voltage in steady-state operation

4.2 工况 2：有功指令阶跃

在 0 s 时，将有功指令 P_0 阶跃增加 300 W，输出平均有功功率如图 10 所示。与传统控制相比，所提分扇区状态反馈阻尼控制将上升时间从 0.259 s 降低至 0.193 s，降低了 25.5%，具有更优的动态响应。这是由于所提控制在计算阻尼的反馈增益时考虑了基于 SOGI 的功率计算环节的精确模型，很好地补偿了基于 SOGI 的功率计算环节带来的复杂响应延迟和周期时变性。

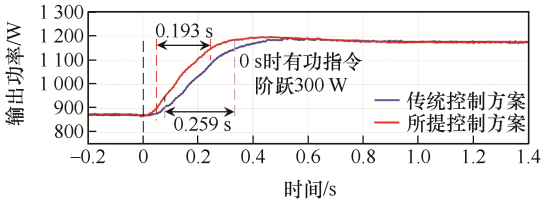


图 10 输出有功功率响应

Fig. 10 Output active power response

4.3 工况 3：网侧频率变化

从 0 s 开始，网侧频率分别进行斜坡与阶跃变化，网侧频率变化过程与系统输出平均有功功率如图 11 所示。在 6 s 与 15 s 时，电网频率分别发生 0.1 Hz 的阶跃，此时所提控制释放出的暂态有功功率峰值相较于传统控制提升了 18.0%。结果表明，所提状态反馈阻尼控制具有更优的频率支撑暂态有功响应能力。

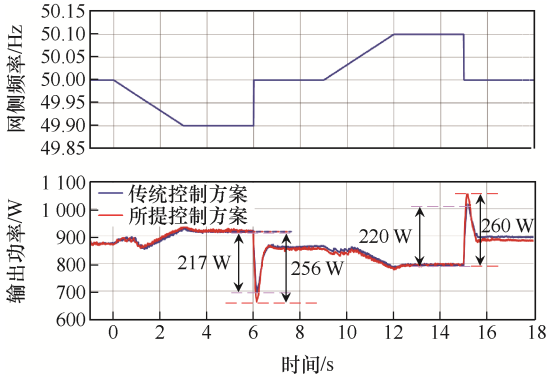


图 11 频率变化与输出有功功率响应

Fig. 11 Frequency variation and output active power response

4.4 工况 4：气象条件变化

为进一步证明所提控制在实际场景中的有效性，光伏模拟电源使用真实的气象数据运行。以阴天为例进行 400 s 的短时间测试，光照强度、温度及超级电容电压的变化如图 12 所示。与传统控制相比，所提光伏功率前馈控制将超级电容的最大电压偏差从 20 V 降低至 11 V，减小了 45.0%。验证了光伏功率前馈的有效性。

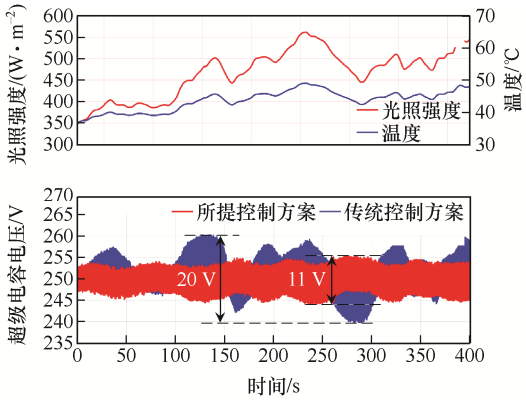


图 12 真实光照强度、温度下的超级电容电压

Fig. 12 Supercapacitor voltage at real solar irradiance and temperature

5 结论

针对现有单相构网型变流器控制方案在功率解耦、变流器间协同及有功闭环设计方面存在的缺陷，本文提出了 1 种计及动态响应提升与二倍频功率解耦的单相构网型光伏-超级电容系统优化控制方案，并通过一系列实验验证了所提控制方案的有效性。本文主要贡献与结论如下。

(1)本文将超级电容储能与二倍频功率解耦进行了集成化设计，并提出了适用于该集成化拓扑的直流母线电压 PIR 控制、虚拟转子动能前馈控制和光伏功率前馈控制，优化了变流器间协同控制，从

而在一致的直流电压纹波要求下，将直流电容容值降低为传统方案的 11.6%，在实际光照条件下，将超级电容的电压波动降低 45.0%。

(2)本文通过相量域建模获得了基于 SOGI 的功率计算环节精确的小信号线性化功率传递函数，在此基础上提出了 1 种分扇区状态反馈阻尼控制方案实现了单相构网型变流器精确闭环设计，相较于传统方案，所提方案的动态响应上升时间降低了 25.5%，频率支撑暂态有功峰值提升了 18.0%。

参考文献：

[1] 卢军, 杨沛豪, 何凯琳. 新能源储能微电网惯量支撑性能研究[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 182-191.
Lu Jun, Yang Peihao, He Kailin. Research on inertia support performance of new energy storage microgrid [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 182-191. (in Chinese)

[2] Lasseter R H, Chen Zhe, Pattabiraman D. Grid-forming inverters: A critical asset for the power grid [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(2): 925-935.

[3] 颜湘武, 张伟超, 崔森, 等. 基于虚拟同步机的电压源逆变器频率响应时域特性和自适应参数设计[J]. 电工技术学报, 2021, 36(S1): 241-254.
Yan Xiangwu, Zhang Weichao, Cui Sen, et al. Frequency response characteristics and adaptive parameter tuning of voltage-sourced converters under VSG control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(S1): 241-254.

[4] Xu Yunyang, Nian Heng, Hu Bin, et al. Impedance modeling and stability analysis of VSG controlled type-IV wind turbine system [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2021, 36(4): 3438-3448.

[5] Golpîra H, Atarodi A, Amini S, et al. Optimal energy storage system-based virtual inertia placement: A frequency stability point of view [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2020, 35(6): 4824-4835.

[6] Aouini R, Marinescu B, Ben Kilani K, et al. Synchronverter-based emulation and control of HVDC transmission [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2016, 31(1): 278-286.

[7] Al-Tameemi M, Liu Jia, Bevrani H, et al. A dual VSG-based M3C control scheme for frequency regulation support of a remote AC grid via low-frequency AC transmission system [J]. IEEE Access, 2020, 8: 66085-66094.

[8] Terazono D, Liu Jia, Miura Y, et al. Grid frequency regulation support from back-to-back motor drive system with virtual-synchronous-generator-based coordinated control [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 2901-2913.

[9] Liu Jia, Golpîra H, Bevrani H, et al. Grid integration evaluation of virtual synchronous generators using a disturbance-oriented unified modeling approach [J]. IEEE Transactions on Power Systems, 2021, 36(5): 4660-4671.

[10] 汪治, 於锋, 朱志豪. 低电压纹波单相电驱重构型车载充电机研究[J]. 电源学报, 2025, 23(1): 59-66.
Wang Zhi, Yu Feng, Zhu Zhihao. Single-phase electric drive reconstructed onboard charger with low voltage ripple [J]. Journal of Power Supply, 2025, 23(1): 59-66. (in Chinese)

[11] 刘晓飞, 张千帆, 崔淑梅. 电动汽车 V2G 技术综述[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 121-127.
Liu Xiaofei, Zhang Qianfan, Cui Shumei. Review of electric vehicle V2G technology [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 121-127. (in Chinese)

[12] Liu Hongpeng, Loh P C, Wang Xiongfei, et al. Droop control with improved disturbance adaption for a PV system with two power conversion stages [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(10): 6073-6085.

[13] 吕志鹏, 梁英, 曾正, 等. 应用虚拟同步电机技术的电动汽车快充控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(25): 4287-4294.
Lü Zhipeng, Liang Ying, Zeng Zheng, et al. Virtual

synchronous motor based control scheme of fast charger for electric vehicle application [J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(25): 4287-4294. (in Chinese)

[14] Liu Jia, Miura Y, Ise T. Comparison of dynamic characteristics between virtual synchronous generator and droop control in inverter-based distributed generators [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3600-3611.

[15] Liu Jia, Miura Y, Bevrani H, et al. Enhanced virtual synchronous generator control for parallel inverters in microgrids [J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2017, 8(5): 2268-2277.

[16] 刘永露, 袁银浩, 王辉, 等. 模块化解耦电路的协同控制策略[J]. 电工技术学报, 2024, 39(10): 3118-3128.
Liu Yonglu, Yuan Yinhao, Wang Hui, et al. Cooperative control strategy for modular decoupling circuits [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(10): 3118-3128. (in Chinese)

[17] Wang Haoran, Wang Huai, Zhu Guorong, et al. An overview of capacitive DC-links-topology derivation and scalability analysis [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(2): 1805-1829.

[18] 王立乔, 崔舒敏, 陈梅. 功率解耦型无电解电容PFC电路并联补偿控制[J]. 电工技术学报, 2019, 34(3): 516-528.
Wang Liqiao, Cui Shumin, Chen Mei. Parallel compensation control of power factor corrector without electrolytic capacitor by power decoupling [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(3): 516-528. (in Chinese)

[19] 章勇高, 樊越, 刘鹏, 等. 一种中点共模注入功率解耦电路[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(11): 4177-4189.
Zhang Yonggao, Fan Yue, Liu Peng, et al. A midpoint common mode injection power decoupling circuit [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(11): 4177-4189. (in Chinese)

[20] Guerrero J M, Matas J, Garcia de Vicuna L, et al. Decentralized control for parallel operation of distributed generation inverters using resistive output impedance [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(2): 994-1004.

[21] Yang Yongheng, Blaabjerg F. A new power calculation method for single-phase grid-connected systems [C]// 2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Taipei, China, 2013: 1-6.

[22] Lu Jiaxin, Wen Yadong, Zhang Yingchao, et al. A novel power calculation method based on second order general integrator [C]// 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia). Hefei, China, 2016: 1975-1979.

[23] Golestan S, Guerrero J M, Vasquez J C. Modeling and stability assessment of single-phase grid synchronization techniques: Linear time-periodic versus linear time-invariant frameworks [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(1): 20-27.

[24] Bendib A, Chouder A, Kara K, et al. New modeling approach of secondary control layer for autonomous single-phase microgrids [J]. Journal of the Franklin Institute, 2019, 356(13): 6842-6874.

[25] Bendib A, Kherbachi A, Chouder A, et al. Advanced control scheme and dynamic phasor modelling of grid-tied droop-controlled inverters [J]. IET Renewable Power Generation, 2025, 19(1): e12610.

[26] Shintai T, Miura Y, Ise T. Oscillation damping of a distributed generator using a virtual synchronous generator [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2014, 29(2): 668-676.

[27] Huang Linbin, Xin Huanhai, Wang Zhen. Damping low-frequency oscillations through VSC-HVDC stations operated as virtual synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5803-5818.

[28] Dong Shuan, Chen Y C. A method to directly compute synchronverter parameters for desired dynamic response [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2018, 33(2): 814-825.

[29] Liu Jia, Miura Y, Ise T. Fixed-parameter damping methods of virtual synchronous generator control using

state feedback [J]. IEEE Access, 2019, 7: 99177-99190.

[30] Liu Jia, Liu Xinyu, Liu Jinjun, et al. Virtual synchronous generator parameter optimization considering grid frequency support effect and transient energy demand [J]. CSEE Journal of Power and Energy Systems, 2024. DOI:10.17775/CSEEJPES.2023.05430.

[31] Liu Yonghui, Wang Yue, Wang Minghao, et al. Coordinated VSG control of photovoltaic/battery system for maximum power output and grid supporting [J]. IEEE Journal on Emerging and Selected Topics in Circuits and Systems, 2022, 12(1): 301-309.

[32] Ma Yiwei, Cao Wenchao, Yang Liu, et al. Virtual synchronous generator control of full converter wind turbines with short-term energy storage [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8821-8831.

[33] Liu Jia, Bevrani H, Ise T. A design-oriented *Q-V* response modeling approach for grid-forming distributed generators considering different operation modes [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2022, 10(1): 387-401.



郭景宇

作者简介：

郭景宇(2000—　)，男，硕士研究生。研究方向：构网型光伏系统的控制策略。E-mail：GuoJingyu@stu.xjtu.edu.cn。

苏津毅(1998—　)，男，中国电源学会学生会员，硕士。研究方向：逆变器控制。E-mail：sujy36@stu.xjtu.edu.cn。

刘佳(1986—　)，男，中国电源学会高级会员，通信作者，博士，副教授。研究方向：电力电子装置及其与电网的相互作用的建模、分析与控制，新能源发电及其主动支撑技术，分布式发电与微电网技术，电能质量与谐波控制。E-mail：jia.liu@ xjtu.edu.cn。

郭海平(1986—　)，男，硕士，教授级高级工程师。研究方向：电力系统实时仿真，新能源并网与控制，高压直流输电。E-mail：guohp@csg.cn。

洪泽祺(1992—　)，男，博士，工程师。研究方向：高压直流输电，新能源并网和实时电磁暂态仿真。E-mail：hongzq@csg.cn。

刘进军(1970—　)，男，中国电源学会会士，博士，教授。研究方向：电能质量控制，微网系统及电力电子电路和系统的建模、分析和控制。E-mail：jjliu@mail.xjtu.edu.cn。

(责任编辑：郭凯凯)