第 49 卷 第 2 期：849-863 高电压技术 Vol.49, No.2: 849-863
2023 年 2 月 28 日 High Voltage Engineering February 28, 2023
DOI: 10.13336/j.1003-6520.hve.20220676

基于二阶超前滞后环节的电压控制型微电网并网逆变器功率无差同步补偿策略

董家伟[1]，侯院军[2]，龚春阳[3]，包　俊[4]，王志新[1]
（1. 上海交通大学电子信息与电气工程学院，上海 200240；2. 上海大阈信息技术有限公司，上海 201615；
3. 上海电力大学电气工程学院，上海 200090；4. 上海禧龙科技股份有限公司，上海 201517）

摘　要：电压控制型策略可以作为微电网逆变器的并网运行控制策略，其与电网的同步过程为功率无差同步。然而，基本的 PI 调节器的功率无差同步策略响应速度慢，响应过程超调大，且无法通过 PI 参数的调配改善响应过程动态。为改善电压控制型逆变器功率无差同步的动态调节过程，提出了基于二阶实极点补偿器(real-pole compensator，RPC)和复极点补偿器(complex-pole compensator，CPC)的超前滞后环节补偿器，作为电压控制型逆变器的功率无差同步补偿策略。基于电压控制型逆变器功率输出模型，分析了 2 类补偿器的参数设计原则，详细给出了实极点补偿器和复极点补偿器的参数设计过程。通过仿真，验证了所提出的 2 类补偿器与常用的高通滤波器补偿器的补偿效果。结果表明，提出的 2 类补偿器在频域上可以有效地提高系统剪切频率，提高相位裕度至 60°以上，而在时域上有效加速功率无差同步过程，并降低同步过程超调，使得功率无差同步过程更加平稳。
关键词：电压控制型逆变器；多并联逆变器微电网；功率无差同步；二阶超前滞后环节；稳定性；频域分析与设计

Second-order Lead-lag Link Based Power Synchronization Compensation Strategy of Voltage-controlled Grid-connected Microgrid Inverter

DONG Jiawei[1], HOU Yuanjun[2], GONG Chunyang[3], BAO Jun[4], WANG Zhixin[1]
(1. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiao Tong University, Shanghai 200240, China; 2. Shanghai Da Yu Informational Tech Co., Ltd., Shanghai 201615, China; 3. College of Electrical Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China; 4. Shanghai Xilong Technology Co., Ltd., Shanghai 201517, China)

Abstract: Voltage-controlled strategy is capable for the grid-connected control of microgrid inverters, its synchronization process with the power grid is power zero difference synchronization. However, the power synchronization strategy of the basic PI regulator has a slow response speed, large overshoot in the response process. In addition, the response cannot be improved through the adjustment of PI parameters. In order to improve the dynamic regulation process of voltage control inverter power synchronization, this paper proposes a second-order lead-lag compensator based on real-pole compensator (RPC) and complex-pole compensator (CPC) for the power synchronization control of voltage-controlled inverter. Based on the power output model of the voltage-controlled inverter, the parameter design principles of the two types of compensators are analyzed, and the parameter design process of the real-pole compensator and the complex-pole compensator is established in detail. Through simulation, the compensation effects of the proposed two types of compensators and the commonly used high-pass filter compensators are verified. The two types of compensators can effectively increase the system cutting frequency and increase the phase margin to over 60° in the frequency domain, and effectively accelerate the power synchronization process in the time domain and reduce the overshoot of the synchronization process, making the power synchronization process more stable.
Key words: voltage-controlled inverter; multi-parallel inverters microgrid; no error power synchronization; second-order lead-lag link; stability; frequency domain analysis and design

基金资助项目：国家重点研发计划(2018YFB1503000；2018YFB1503001)；上海市科委科技计划(21DZ1207300)。
Project supported by National Key R&D Program of China (2018YFB1503000, 2018YFB1503001), Science and Technology Plan of Shanghai Science and Technology Commission (21DZ1207300)。

0 引言

微电网及其应用有利于提高风电、光伏等分布式可再生能源的消纳能力，并通过逆变器实现分布式可再生能源的电力变换[1-2]。由于微电网存在孤岛运行与并网运行两种工作模式，因此微电网逆变器也应当具有这两种工作模式。

根据控制终端变量的不同，基于 LCL 滤波器的微网逆变器通常分为回馈型(grid-feeding)与支撑型(grid-forming)两种类型[3]。其中，回馈型逆变器采用电流源型控制策略，控制终端为网侧电流，逆变器控制所使用的参考频率和参考电压幅值变量通过电网电压锁相环(phase locked loop, PLL)测量得到，其稳定性受锁相环参数影响较大[4-5]，且在弱电网下不稳定[6]；支撑型逆变器采用电压控制型控制策略，控制终端为滤波器电容电压，一般采用下垂控制，并通过模拟同步发电机的下垂特性来产生内环的频率参考与电压参考[7]。回馈型逆变器与支撑型逆变器均可在各自适合的场景下运行，但微电网需要具备并网运行和离网运行的功能，逆变器需同时具有回馈型控制模式与支撑型控制模式。若微电网系统发生并离网模式切换，则需要进行支撑型策略和回馈型策略之间的切换，由此造成较大的切换冲击[8]。电压控制型并网运行控制策略是支撑型并网运行策略中的重要形式之一[9]。通过对电压控制并网逆变器的功率无差同步环进行设计，即可实现孤岛和并网控制策略的统一，并可以消除并离网模式切换带来的冲击。

实际上，相比回馈型策略使用基于电网电压锁相环进行直接频率电压测量的电网电压同步策略，一般情况下，基于输出功率无差同步的支撑型策略同步响应时间长，同步过程超调大，同步效果较差，从而制约了电压控制型并网逆变器的应用[10]。因此，采用统一策略设计双运行模式的微电网逆变器的关键在于对电压控制型并网逆变器功率无差同步策略的动态响应进行改善。

关于并网电压控制型逆变器控制方面的研究，存在虚拟同步机策略与积分下垂策略两种主要的策略。文献[11]提出采用虚拟同步而非锁相环的方式对并网逆变器进行功率同步，其采用功率差直接积分生成相位的方式实现相位同步，而频率参考则通过单独的虚拟转矩方程实现。在这一策略下，频率与相位之间实现了解耦，但会产生额外的控制环路。文献[12]采用虚拟同步机技术设计了风电机的网侧逆变器，并采用了基于高通滤波器的电力系统稳定器(power system stabilizer，PSS)来抑制功率振荡。文献[13]提出了一种适用于并网和孤岛运行的单控制类型双模式逆变器设计策略，并应用了二阶准谐振环节对功率波动进行平抑。二阶准谐振环节可提高系统的鲁棒性，但该环节无法在特定频段给系统提供相位矫正。文献[14]采用奇异值摄动策略对多并联的电压控制型并网逆变器或下垂逆变器进行模型降阶，并给出了模型等效降阶的原则。文献[15]提出了一种变虚拟惯量的虚拟同步控制策略，将储能动态地应用于同步耦合的过程之中。文献[16]对比分析了虚拟同步机策略与积分下垂策略在频域特征值上的区别，并总结给出了功率无差同步策略的各种典型形式。据此可以看出，尽管统称为虚拟同步机策略，但在具体实现上还存在许多差异化的策略。

此外，已有相当多的研究提出了各类补偿矫正环节参数的设计策略，其针对的目标各有不同。文献[17]提出了通用的功率同步策略，并给出了不同参数配置下，虚拟同步机策略与下垂策略的区别。文献[18]给出了并网逆变器小信号模型的模型简化策略，并提出了基于简化策略的系统参数设计方法。文献[19]采用高通滤波器补偿器对逆变器并网向孤岛控制模式切换过程进行阻尼，提高了系统稳定性。文献[20]提出了基于稳定性判据的多并联辐射网逆变器参数设计策略。文献[21]给出了应用于弱电网下的 LCL 逆变器滤波器参数设计过程。文献[22]提出了统一并网孤岛运行模式的逆变器控制及参数设计，并指出了这一设计策略的特点。文献[23]采用小信号状态空间模型分析了多并联并网逆变器系统的小信号稳定性问题。

为改进电压控制型逆变器并网功率无差同步策略的动态响应，本文提出了基于二阶环节的超前滞后功率无差同步补偿策略，以改善电压控制型并网逆变器的输出功率动态，并提高多并联电压控制型并网逆变器稳定性。此外，还对所提出策略进行了详尽的参数设计及补偿效果分析，并对比了使用补偿策略的控制效果，以验证所提策略的有效性。

1 电压控制型并网逆变器功率无差同步模型

并网逆变器满足功率无差同步的条件为，稳态运行时逆变器输出电压的频率与电网频率保持一

致，逆变器输出功率与给定功率参考值相等。同时，逆变器输出电压的频率与幅值分别可以通过跟踪其输出有功和无功，而无需跟踪电网电压，来满足电网同步要求。

电压控制型并网逆变器(voltage-controlled inverter, VCI)控制终端为 LCL 滤波器电容电压。在这种策略下功率无差同步策略类似于同步发电机。图 1 所示为多并联电压控制型并网逆变器系统结构图。当连接配电网(distributed grid, DG)与多并联逆变器系统微电网的静态开关闭合时，各个逆变器处于并网工作状态。此时，各逆变器功率输出方程为

$$\begin{cases} P_k = \dfrac{U_k U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}} \sin\delta_k \\ Q_k = \dfrac{\left(U_k - U_{\mathrm{PCC}}\right) U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}} \cos\delta_k \end{cases} \tag{1}$$

式中：P_k、Q_k 分别为第 k 个逆变器输出的有功和无功；U_k、δ_k 为第 k 个逆变器端口输出的电压幅值及功角；U_{PCC} 为系统公共耦合点处电压幅值，由于该节点作为参考节点，因此其功角为 0；$X_{\mathrm{l}k}$ 为各逆变器输出端口与公共耦合点连接的馈线所构成的电抗，由于逆变器滤波器采用 LCL 滤波器，该值实际上为逆变器网侧电感与线路所构成的等值电抗值，且滤波器电感一般较大，因此可以忽略逆变器输出馈线中电阻部分对功率输出的影响。一般情况下，由于并网逆变器的传输功率一般远小于功率传输极限，即有 $\sin\delta_k \approx \delta_k$，$\cos\delta_k \approx 1$。因此，由式(1)得

$$\begin{cases} P_k = \dfrac{U_k U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}} \delta_k \\ Q_k = \dfrac{\left(U_k - U_{\mathrm{PCC}}\right) U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}} \end{cases} \tag{2}$$

若定义 $\Delta U_k = U_k - U_{\mathrm{PCC}}$ 为第 k 个逆变器的电压降，则式(2)可以写作

$$\begin{cases} P_k = \dfrac{\Delta U_k U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}} \delta_k + \dfrac{U_{\mathrm{PCC}}^2}{X_{\mathrm{l}k}} \delta_k \\ Q_k = \dfrac{\Delta U_k U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}} \end{cases} \tag{3}$$

式(3)提供了逆变器有功输出与功角、无功输出与电压幅值差的输出关系模型。根据式(3)，通过逆变器输出有功无功对有功无功参考值的跟随，可以实现逆变器对电网电压频率和幅值的跟随。基于锁相环的电流控制型策略，是通过对逆变器并网点电压的直接测量和锁相实现逆变器输出电压频率和幅值跟随电网电压频率和幅值[4-6]的。因此，区别于使用电网电压锁相环构成的电压同步策略，本文策略称为功率无差同步策略。

2 基于实极点与复极点的二阶功率无差同步补偿器设计与分析

2.1 基本功率无差同步策略

式(4)为基本的电压控制型并网逆变器功率无差同步策略，其中，δ_k 为逆变器功角，ω_k^{set} 为逆变器设定角频率，$U_{k,cd}^{\mathrm{set}}$ 为逆变器输出 d 轴电压设定，$U_{k,cq}^{\mathrm{set}}$ 为逆变器输出 q 轴电压设定，ω_0、U_0 为频率与电压设定的基准值，P_k^{ref}、Q_k^{ref} 为功率参考设定，k_{p}^{ω}、k_{i}^{ω}、$k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{U}}$、$k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{U}}$ 分别为频率环与电压环的 PI 调节器参数。根据式(4)，相应控制框图如图 2 所示。图 2 中，θ_k 为进行坐标变换使用的具体相位角。

$$\begin{cases} \delta_k = \dfrac{1}{s}\left(\omega_k^{\mathrm{set}} - \omega_0\right) \\ \omega_k^{\mathrm{set}} = \left(k_{\mathrm{p}}^{\omega} + \dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{s}\right)\left(P_k^{\mathrm{ref}} - P_k\right) + \omega_0 \\ U_{k,cd}^{\mathrm{set}} = \left(k_{\mathrm{p}}^{\mathrm{U}} + \dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\mathrm{U}}}{s}\right)\left(Q_k^{\mathrm{ref}} - Q_k\right) + U_0 \\ U_{k,cq}^{\mathrm{set}} = 0 \end{cases} \tag{4}$$

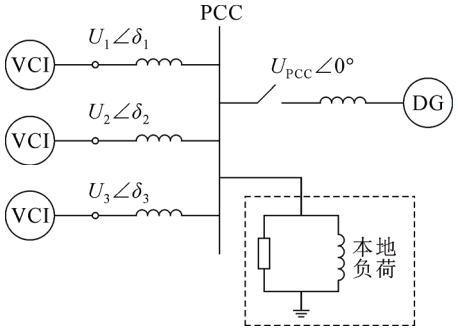


图 1 多并联电压控制型并网逆变器系统

Fig.1 Multi-parallel voltage control grid-connected inverter system

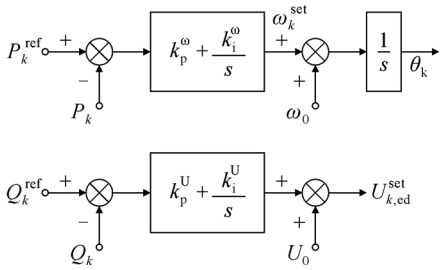


图 2 电压控制型并网逆变器功率无差同步策略

Fig.2 Power synchronization strategy of voltage controlled grid-connected inverter

而δ_k为逆变器相对于功率耦合点处的功角，δ_k可以看作θ_k的动态部分或小信号。在逆变器需要进行控制模式切换时，采用功率无差同步策略的切换过程仅为从 P 调节关系向 PI 调节关系的切换，这将使得切换冲击更小。此外，采用功率无差同步策略的并网逆变器在弱网微电网环境下的运行稳定性能更好[24]。

为解决基本的功率无差同步策略控制表现不佳的问题，针对式(4)的功率无差同步策略进行改进，提出了基于超前滞后滤波器的功率无差同步补偿策略。

2.2 基于超前滞后滤波器的功率无差同步补偿策略

基于超前滞后环节的改进功率无差同步策略实现方法如图 3 所示。

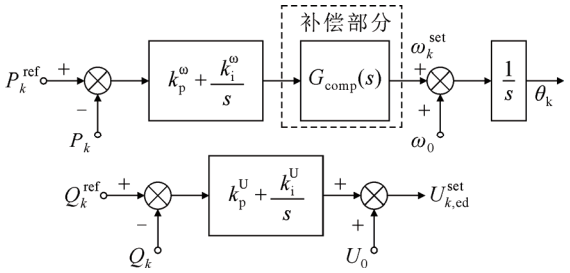


图 3 改进的电压控制型逆变器功率无差同步策略

Fig.3 Improved voltage controlled inverter power synchronization scheme

补偿器设计为包含 1 个零点与 2 个极点，其中零点应更靠近虚轴，从而使补偿器在中频段体现为超前补偿环节。满足以上要求的补偿器传递函数$G_{\mathrm{comp}}(s)$有 2 种实现的形式，分别为实极点超前滞后补偿器(real-pole compensator，RPC)和复极点超前滞后补偿器(complex-pole compensator，CPC)。

RPC 补偿器的 2 个极点为实根，具体传递函数形式如式(5)所示。

$$G_{\mathrm{comp}}(s)=\frac{T_1 s+1}{(T_2 s+1)(T_3 s+1)} \tag{5}$$

式中T_1、T_2、T_3为时间常数。为保证其功能上体现为低频段超前高频段滞后环节，需要满足 T_1 大于 T_2 及 T_3。另外，规定 T_2>T_3，于是，3 个时间常数的基本约束为 T_1>T_2>T_3>0。满足这一约束条件时，该补偿模块的波德图如附录 A 图 A1(a)所示。根据图 A1(a)，补偿器的频段可分为 3 个频段。

CPC 补偿器两极点为共轭复根，传递函数为

$$G_{\mathrm{comp}}(s)=\frac{\omega_{\mathrm{d}}^2(T_{\mathrm{n}}s+1)}{s^2+2\zeta\omega_{\mathrm{d}}s+\omega_{\mathrm{d}}^2} \tag{6}$$

式中：ζ为二阶系统阻尼比，取值范围为(0, 1)；ω_{d}为二阶系统谐振频率；T_{n}为分子时间常数，目的在于实现超前矫正。令ω_{n}=1/T_{n}，绘制式(6)对应的波德图如附录 A 图 A1(b)所示。

3 参数设计与稳定性分析

3.1 基本功率无差同步策略参数整定原则分析

控制器内环建模见文献[10]。附录 A 表 A1 为逆变器本身及经整定后的性能参数。关于控制内环等效为一阶惯性环节的论证，见附录 B。经过内环控制器的整定，控制内环可基本等效为式(7)所示的一阶惯性环节。

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}=\begin{pmatrix}\dfrac{1}{T_{\mathrm{in}}s+1} & 0\\ 0 & \dfrac{1}{T_{\mathrm{in}}s+1}\end{pmatrix}\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{\mathrm{set}} \tag{7}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}$和$\boldsymbol{u}_{\mathrm{c},dq}^{\mathrm{set}}$分别为 LCL 滤波器中电容上的电压的 dq 轴分量及其控制设定值；T_{in}为等效的内环时间常数。而由于频率为相对于电压 dq 轴分量独立的变量，因此其给定值与实际输出值一致。考虑功率输出滤波器，则逆变器实际输出功率 P_k 与滤波后的功率 P_k^{filt}之间的关系为

$$P_k^{\mathrm{filt}}=\frac{1}{T_{\mathrm{f}}s+1}P_k \tag{8}$$

式中 T_{f}为滤波器时间常数。式(4)中，将 P_k 替换为 P_k^{filt}，即可得到考虑功率滤波器的功率无差同步策略为

$$\begin{cases}\delta_k=\dfrac{1}{s}\left(\omega_k^{\mathrm{set}}-\omega_0\right)\\ \omega_k^{\mathrm{set}}=\left(k_{\mathrm{p}}^{\omega}+\dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{s}\right)\left(P_k^{\mathrm{ref}}-\dfrac{1}{T_{\mathrm{f}}s+1}P_k\right)+\omega_0\end{cases} \tag{9}$$

综合式(3)与式(9)，得到

$$\begin{cases}P_k=\dfrac{\Delta U_k U_{\mathrm{PCC}}}{X_{\mathrm{l}k}}\delta_k+\dfrac{U_{\mathrm{PCC}}^2}{X_{\mathrm{l}k}}\delta_k\\ \delta_k=\dfrac{1}{s}\left(\omega_k^{\mathrm{set}}-\omega_0\right)\\ \omega_k^{\mathrm{set}}=\left(k_{\mathrm{p}}^{\omega}+\dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{s}\right)\left(P_k^{\mathrm{ref}}-\dfrac{1}{T_{\mathrm{f}}s+1}P_k\right)+\omega_0\end{cases} \tag{10}$$

由于忽略了无功与电压动态，因此 P_k 表达式中第 1 项被忽略。定义功率无差同步环传递函数$G_{\mathrm{pi}}^{\omega}(s)$、功率滤波器传递函数 G_{f}以及功率极限增益P_{lim}为

$$\begin{cases} G_{\mathrm{pi}}^{\omega}(s)=k_{\mathrm{p}}^{\omega}+\dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{s} \\ G_{\mathrm{f}}(s)=\dfrac{1}{T_{\mathrm{f}}s+1} \\ P_{\mathrm{lim}}=\dfrac{U_{\mathrm{PCC}}^2}{X_{lk}} \end{cases} \tag{11}$$

可得

$$P_k=\frac{(P_{\mathrm{lim}}/s)G_{\mathrm{pi}}^{\omega}(s)}{1+(P_{\mathrm{lim}}/s)G_{\mathrm{pi}}^{\omega}(s)G_{\mathrm{f}}(s)}P_k^{\mathrm{ref}} \tag{12}$$

对控制环路标幺化，消去功率极限增益 P_{lim} 后，得到功率环的开环传递函数 $G_{\mathrm{op}}(s)$为

$$G_{\mathrm{op}}(s)=\frac{1}{s}G_{\mathrm{pi}}^{\omega}(s)G_{\mathrm{f}}(s) \tag{13}$$

设 $G_{\mathrm{op}}(s)$的非 0 零点与极点为ω_{z}和ω_{p}，其与 PI 环节与功率滤波器参数的对应关系为

$$\begin{cases} \omega_{\mathrm{z}}=\dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{k_{\mathrm{p}}^{\omega}} \\ \omega_{\mathrm{p}}=\dfrac{1}{T_{\mathrm{f}}} \end{cases} \tag{14}$$

根据频率稳定性判据，易知系统稳定的必要条件为$\omega_{\mathrm{z}}<\omega_{\mathrm{p}}$。同时，为保障系统有着充分的稳定裕度，还需要保证 2 个频率之间有足够的区分度。这里首先设计$\omega_{\mathrm{z}}=0.2\omega_{\mathrm{p}}$。

附录 A 图 A2 为根据式(14)绘制的系统根轨迹图。根据根轨迹图可以对比例增益进行设计。结合根轨迹图 A2，并通过仿真调试，选取 PI 调节器的比例增益为 4，即 k_{p}^{ω} =4，k_{i}^{ω} =2.98。

附录 A 图 A3 为根据以上参数绘制系统的波德图。从波德图中可以得到，系统相位裕度为 36.1°，剪切频率为 3.1 rad/s。

由于控制内环时间常数为 0.0027 s，因此功率滤波器时间常数取为内环时间常数的 100 倍，即为 0.27 s，这样可以为 PI 调节器和矫正环节留出足够的频段用于调节，同时不会使滤波器对应极点过于靠近虚轴而导致稳定性降低。

3.2 RPC 参数选取与性能分析

直接使用 PI 调节器进行电压控制型逆变器功率无差同步效果较差。因此，本文提出采用超前滞后补偿器对原系统进行矫正。本节首先对实极点超前滞后补偿器进行设计。参数设计过程将基于图 3 所示的控制框图以及 3.1 节设计的基本环节参数，逆变器参数如附录 A 表 A1 所示。首先考虑两实极点对应的补偿器。考虑了矫正环节后，功率环的开环传递函数为

$$G_{\mathrm{op}}^{\mathrm{fix}}(s)=\frac{k_{\mathrm{p}}^{\omega}s+k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{s^2(T_{\mathrm{f}}s+1)}\frac{K_{\mathrm{c}}(T_1s+1)}{(T_2s+1)(T_3s+1)} \tag{15}$$

新增部分产生了 3 个新的零极点，其对应频率分别为

$$\begin{cases} \omega_1=1/T_1 \\ \omega_2=1/T_2 \\ \omega_3=1/T_3 \end{cases} \tag{16}$$

首先，T_1 的选取要与 T_{f}之间有足够的区分度，以避免状态变量之间互相抵消。取 T_1=0.5T_{f}。RPC 环节的核心矫正频段是ω_1~ω_2 频段，T_2 与 T_1 需要有足够的距离，选取 T_2=0.1T_1。最后，在 T_3 与 T_2 之间保持一定距离的同时，使 T_3 与内环时间常数也应保持一定距离，选取 T_3=0.5T_2。综合以上参数选取原则，得到 RPC 环节的 3 个时间常数为 T_1=0.135 s，T_2=0.0135 s，T_3=0.0065 s。

在以上参数下，满足 T_3>2T_{in}，T_3 时间常数的动态与内环动态能够有所区分。考虑系统目标调节时间。本文希望其功率调节时间为 0.6 s，即在 0.6 s 时，采用本文功率无差同步策略时电压控制型逆变器功率跟踪误差小于 5%。对时间常数进行估算，设简化的一阶惯性系统时域动态响应如式(17)所示。

$$y(t)=1-\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau_0}} \tag{17}$$

式中τ_0为动态时间常数。代入时间与误差要求，估算得到τ_0为 0.2 s，因此其对应剪切频率为 1/0.2= 5 rad/s。使用补偿环节前，该频率处增益为−7 dB、相位为−152°；在添加了补偿环节后，补偿环节在该点提供的增益与相位补偿为 1.7 dB、28.6°。额外的补偿增益由补偿器增益 K_{c} 提供。补偿器增益的计算式为

$$20\lg K_{\mathrm{c}}=7-1.7 \tag{18}$$

计算得到 K_{c} =1.87。对设计结果进行验证，将参数代入后绘制 $G_{\mathrm{op}}^{\mathrm{fix}}(s)$ 的波德图。图 4 即为经矫正后的系统波德图。根据图 4，矫正后系统相位裕度提升至 60.8°，系统剪切频率为 5.8 rad/s。

RPC 补偿器参数的选取范围较窄，在实现系统相位补偿的同时，各时间常数之间还应保持区分度。但根据图 4 的设计结果，采用 RPC 补偿器的相位补偿范围较宽，因此对增益的鲁棒性较强。

3.3 CPC 参数选取与性能分析

由于复极点超前滞后环节的谐振频率配置相对灵活，因此设计复极点的超前滞后补偿环节可以

尽可能以系统最优阻尼比为设计目标。复极点超前滞后补偿环节的系统开环传递函数为

$$G_{\mathrm{op}}^{\mathrm{fix}}(s)=\frac{k_{\mathrm{p}}^{\omega}s+k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{s^2(T_{\mathrm{f}}s+1)}\frac{K_{\mathrm{c}}\omega_{\mathrm{d}}^2(T_{\mathrm{n}}s+1)}{s^2+2\zeta\omega_{\mathrm{d}}s+\omega_{\mathrm{d}}^2} \tag{19}$$

与 RPC 一样，CPC 的谐振频率ω_{d}需要大于功率滤波器的特征频率ω_{f}($\omega_{\mathrm{f}}=1/T_{\mathrm{f}}$)。同时，为了使滤波器有效的抑制高频过程带来的抖动，谐振频率不能无限地增大，选择$\omega_{\mathrm{d}}=5\omega_{\mathrm{f}}$。阻尼比$\zeta$选择为 2 阶系统最优阻尼比 0.707。超前时间常数 T_{n}选取为 PI 环节时间常数的 0.2 倍，即$\omega_{\mathrm{n}}=5\omega_{\mathrm{z}}$($\omega_{\mathrm{n}}=1/T_{\mathrm{n}}$)。

附录 A 图 A4 为加入 CPC 补偿器后的系统根轨迹。系统最优阻尼比出现在根轨迹图的第 2、第 3 象限角分线上。尽管大时间常数根轨迹与小时间常数根轨迹均与第 2、3 象限角分线均有交点，但交点处对应的根轨迹增益可能不同，这将导致一组状态变量满足最优阻尼比的同时，另一组状态变量不为最优阻尼比。为了使 4 个交点对应的调节动态同时达到最优阻尼比，需要通过对ω_{d}与 T_{n}进行微调来对根轨迹位置形状进行微调。

图 A4 构成的根轨迹主要由大时间常数根轨迹渐近线实轴交点σ_{a}与小时间常数根轨迹半径 r_{a}决定，二者与参数之间的关系为

$$\begin{cases}\sigma_{\mathrm{a}}=\dfrac{1}{3}\left(\dfrac{k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{k_{\mathrm{p}}^{\omega}}+\dfrac{1}{T_{\mathrm{n}}}-2\zeta\omega_{\mathrm{d}}-\dfrac{1}{T_{\mathrm{f}}}\right)\\ r_{\mathrm{a}}=\dfrac{1}{2}\left(\dfrac{1}{4T_{\mathrm{n}}}+\dfrac{3k_{\mathrm{i}}^{\omega}}{4k_{\mathrm{p}}^{\omega}}\right)\end{cases} \tag{20}$$

根据式(20)的定量关系可知，σ_{a}主要受ω_{d}取值的影响，r_{a}受 T_{n}取值影响。经过不断调试，得到谐振频率$\omega_{\mathrm{d}}=4\omega_{\mathrm{f}}$，$\omega_{\mathrm{n}}=3.5\omega_{\mathrm{z}}$。最后，通过调节补偿器比例增益，实现补偿后系统达到最优阻尼比。综合以上，实际采用的补偿环节传递函数如式(21)所示。

$$G_{\mathrm{comp}}(s)=0.9\frac{211.6(0.393s+1)}{s^2+20.57s+211.6} \tag{21}$$

画出矫正后的开环系统波德图如图 5 所示。从图 5 中可以读出，矫正后，系统剪切频率为 4.7 rad/s，相位裕度为 63.4°。对比图 5 与图 4 可知，采用复极点的矫正环节可以获得更大的相位裕度，但相位补偿范围较窄，采用实极点矫正环节相位裕度相对较小，但相位补偿范围较宽。

对比 RPC 策略与 CPC 策略中参数的选取方法，RPC 策略的参数选取首先以各参数间不发生重叠为原则，在选取了 T_1、T_2、T_3后，通过补偿器增益的调节将剪切频率固定在目标频率处；而 CPC 策略

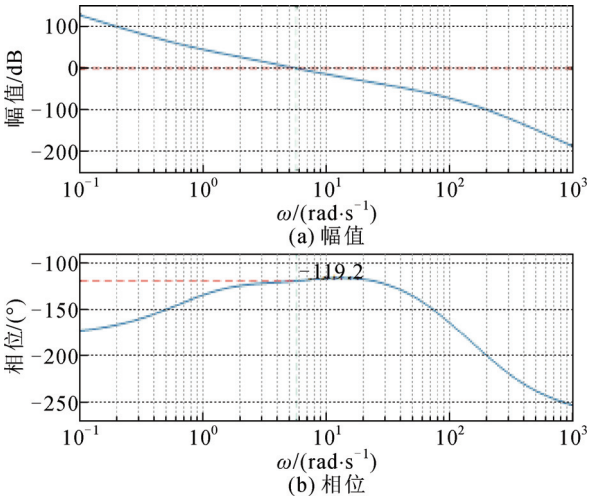


图 4 加入 RPC 矫正环节后系统波德图

Fig.4 Bode diagram with RPC compensator

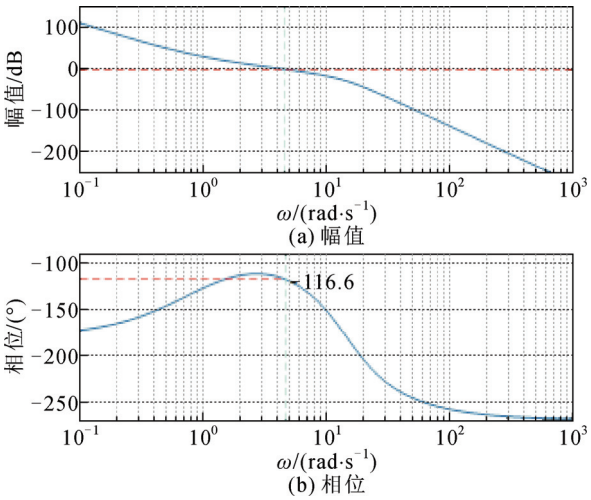


图 5 加入 CPC 矫正环节后系统波德图

Fig.5 Bode diagram with CPC compensator

的参数设计以根轨迹与 4 个交点对应的增益同时达到最优阻尼比为目标。

4 仿真与实验验证

基于 MATLAB/Simulink 和 2 台电压控制型并网逆变器实验平台进行了仿真和实验验证(仿真与实验平台参数如表 A1 所示)。其中，仿真对比了不采用补偿，采用复极点补偿器和实极点补偿器以及文献[10]使用的基于高通滤波器的电力系统稳定器(PSS)的运行情况。高通滤波器时间常数取为 0.05 s；实验对比了 RPC 与 CPC 策略在仿真与实际实验平台中的运行效果。关于功率无差同步方法与电网电压锁相环构成的电压同步的仿真对比见附录 C。

4.1 动态响应性能仿真

本节将对逆变器启动特性和参考变动特性进行测试。启动特性指各个逆变器从初始状态调节至稳态状态的过程特性，而参考变动特性指的是逆变器从一个稳态切换至另一个稳态的过程特性。

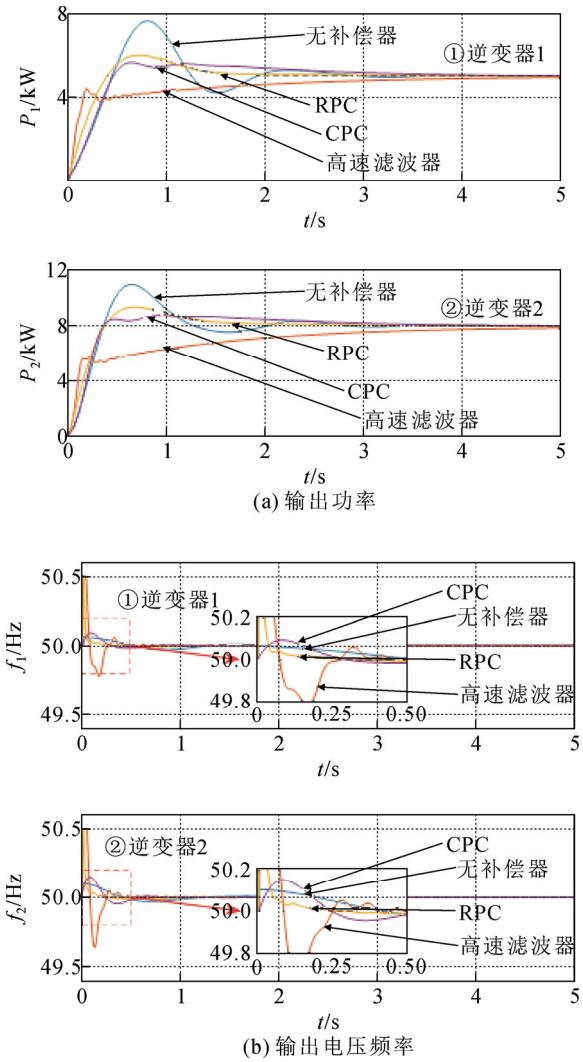
图 6 及附录 A 图 A5 给出了在不采用补偿器，采用实极补偿器和复极点补偿器情况下，2 台逆变器从初始状态变动至给定功率参考的动态过程仿真结果。逆变器 1 的功率参考为[5 kW，0 kVA]，逆变器 2 的功率参考为[8 kW，0 kVA]。

根据图 6(a)，不采用补偿环节的功率无差同步过程性能较差，不仅有近 60%的功率超调，而且动态时间也接近 2.5 s；而采用高通滤波器以及 RPC 及 CPC 补偿器时，动态过程超调现象也得到明显了改善，且动态时间也明显缩短了。但在 3 种补偿器之间进行效果对比发现，基于高通滤波器的功率环同步过程的动态响应过慢，调节时间和不采用补偿环节比较接近。而采用 RPC 和 CPC 补偿器的系统在调节时间和超调量上均显著降低。其中，RPC 补偿器调节时间更短，但响应超调稍大，CPC 补偿器超调更小，但调节时间略微延长。

图 6(b)给出了 4 种情况下频率的动态过程。不采用补偿环节时频率调节时间也接近 1 s，但响应频率的波动不明显。采用高通滤波器及 RPC 和 CPC 补偿器时系统频率响应时间都有效的缩短至 0.5 s 以内。采用 RPC 和高通滤波器的系统其频率动态非常剧烈，但采用 RPC 的系统频率动态时间极短，仅 0.1 s 左右就可以实现稳定，而采用高通滤波器的系统稳定时间仍较长。采用 CPC 的系统的频率动态最为平稳，且调节时间也较短。

图 A5 给出了采用 4 种不同补偿环节时逆变器输出电流的动态。除不使用补偿环节以外，3 种补偿环节都有效加快了输出电流动态的调整过程。但根据图 A5，采用高通滤波器的策略会导致逆变器初始过流冲击时间延长、过流冲击值增大，而 RPC 与 CPC 补偿器不会造成这一现象。因此从这一方面来看，RPC 与 CPC 更适用于功率无差同步环节中的同步补偿策略。

对参考变动时采用不同补偿策略时逆变器的输出特性进行测试。2 台逆变器初始时刻给定功率参考值均为[5 kW，0 kVA]。5 s 时 2 台逆变器的有功参考发生变化，分别变为 10 kW 和 15 kW，10 s 时 2 台逆变器有功参考再次发生变化，分别变为



(a) 输出功率

(b) 输出电压频率

图 6 启动性能验证

Fig.6 Starting performance test

12 kW 和 8 kW。图 7 给出了在此条件下 2 台逆变器输出的仿真结果。

根据图 7(a)，随着功率给定的不断增大，采用高通滤波器和 CPC 调节方式的系统开始出现超调，采用 CPC 和高通滤波器补偿策略下，逆变器 1 在 10 s 后出现了约 15%的超调，但高通滤波器策略调节时间降低至 0.5 s 左右，CPC 策略调节时间变化不大，但出现了振荡现象。而 RPC 调节方式下 10~15 s 功率调节过程与 0~5 s 及 5~10 s 调节过程较为接近，功率超调量均在 5%附近，调节时间均在 1 s 附近。

根据图 7(b)，系统频率调节过程相对功率调节过程时间要短很多。其次，从图 7 中可以看出，几个时段中调节过程之间区别不大，仍然是高通滤波器和 RPC 调节方式较为剧烈，而 CPC 和不使用补偿器较为和缓。调节时间上，使用补偿器的策略可以大大加快调节速度。

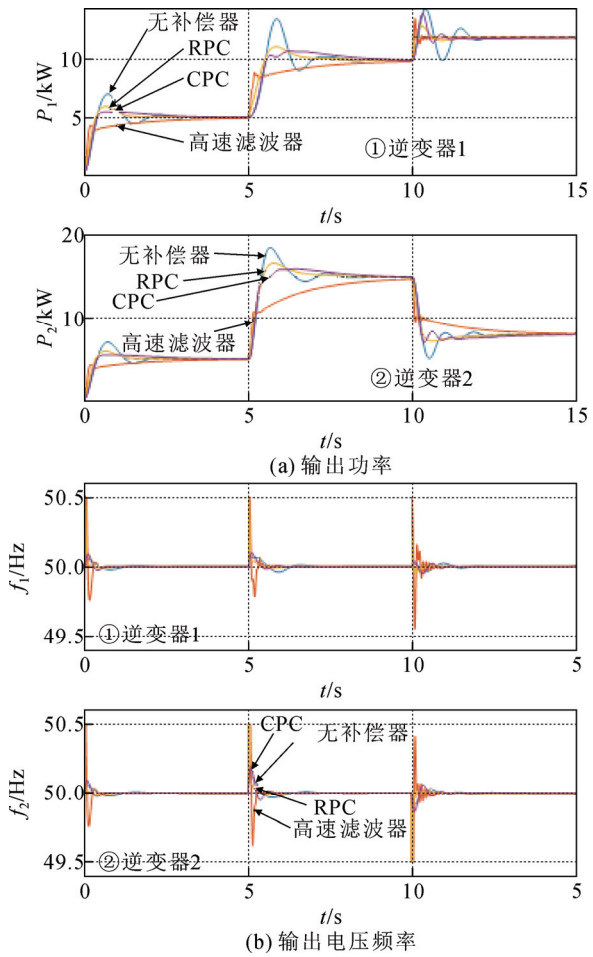


图 7 参考变动性能测试

Fig.7 Performance of reference change test

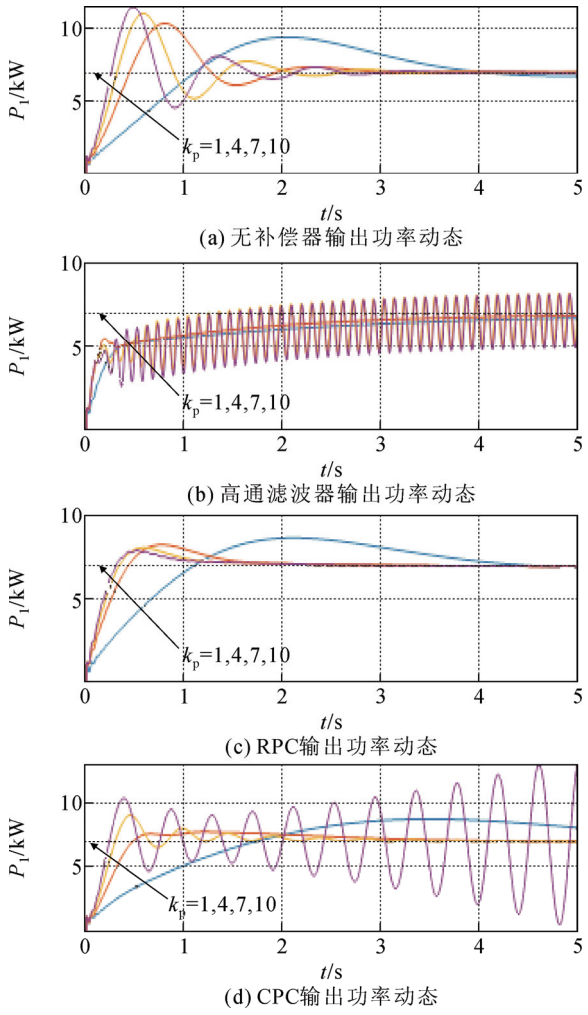


图 8 比例增益变化对逆变器系统输出功率动态影响

Fig.8 Impact of proportional gain change on inverters system output power dynamic

附录 A 图 A6 为逆变器 1 输出电流的情况。可以看出，不论是否采用补偿器，以及补偿器为何种形式，在逆变器功率输出参考较大时都会出现输出电流的冲击。其中 CPC 和无补偿器策略的冲击较小，RPC 和高通滤波器冲击较大，但过流持续时间较短。

附录 A 表 A2 对上述各种功率补偿策略的补偿效果进行了总结。

4.2 参数鲁棒性仿真

本节仿真当部分参数变动时系统的输出响应。0 时刻起给定 2 台逆变器功率参考值分别为[7 kW，0 kVA]和[10 kW，0 kVA]。首先测试 PI 调节器中比例增益变化对含补偿器系统的动态影响，比例增益变化对应的系统动态可以反映控制器针对模型中存在的非线性及参数不准确等不确定性情况的鲁棒性。比例增益 k_p 从 1 变化至 10，测试逆变器 1 在 5 s 内的输出功率动态，结果如图 8 所示。

从图 8 中可以看出，各策略对比例增益的鲁棒性不尽相同。可以看出在 4 种策略中，不采用补偿器和采用 RPC 补偿器的系统鲁棒性最好。采用高通滤波器的系统鲁棒性最差，当系统比例增益变动至 7 时，系统即发生振荡失稳。这可能是由于高通滤波器本身存在的 0 零点与逆变器功率输出模型中的 0 极点相互抵消，从而给系统引入了非能控的状态变量。CPC 补偿器在比例增益到达 10 时同样出现了失稳现象，这也印证了采用 CPC 补偿环节的波德图中离开了相位补偿范围后相位快速衰减这一结论。RPC 补偿器在各种补偿环节中的鲁棒性最好，随着比例参数的变动，其不仅始终保持稳定，且在 k_p 取 4, 7, 10 这几种情况时的动态差距较小。因此，上述结果再次证明了 RPC 补偿器有着较强的鲁棒性这一结论。

测试功率滤波器时间常数变化时系统的响应变化，测试结果如图 9 所示。图 9 为滤波器时间常

数从 0.055 s 变动至 0.55 s 时逆变器的功率输出曲线。可以看出，随着时间常数的增大，采用任意一种补偿策略的系统都将产生更大的超调，这意味着大时间常数下系统的整体稳定裕度将有所下降。而根据图 9(b)和图 9(c)，采用高通滤波器的系统在功率滤波器时间常数为 0.1375 s 和 0.055 s 时发生功率振荡，采用 RPC 策略的系统在时间常数为 0.055 s 时发生功率振荡。与之相对，CPC 的参数受系统模型参数的限制非常少，因此当功率滤波器时间常数发生变化时，对其影响也相应较小。

结合以上仿真，还可以得到关于 RPC 和 CPC 补偿器的特点为，RPC 对于系统增益的鲁棒性更强，CPC 对于系统惯性时间常数的鲁棒性更强。

综上，对比 RPC 与 CPC 补偿效果，RPC 更适用于输出功率变化幅度大、控制系统延时较短的场景(通常为小功率场景)；CPC 更适用于输出功率变化幅度小、控制系统延时较长的场景(通常为大功率场景)。

4.3 电压控制型并网逆变器并联平台验证

为验证本文采用的策略的有效性，本文搭建了 2 台逆变器对拖系统用于验证本文的方法。三相两电平可编程逆变器，交流侧额定线电压为 380 V，直流侧额定逆变器电压为 750 V，额定容量为 10 kVA，控制频率 10 kHz。

逆变器 2 采用直流母线电压控制，以消除逆变器 1 功率反冲对直流母线的影响，实验过程中逆变器 2 持续运行。逆变器 1 设定启动后初始功率设定为 3 kW，一段时间后改变功率设定为 6 kW。控制器参数设置与仿真一致。逆变器 1 启动后即运行预同步程序，以降低启动瞬间产生的冲击。

由于实际运行中，不采用功率补偿环节与采用高通滤波器策略均会导致逆变器启动过电流触发保护，因此本实验中仅进行了 RPC 与 CPC 策略测试。根据附录 A 图 A7，本文提出的功率无差同步补偿策略在实际应用中都可以起到效果，且都能有效地对功率无差同步过程进行补偿。附录 A 图 A8 记录了实验过程中输出电压频率的曲线。

对比图 A8 与图 7(a)，本文策略在频率存在波动的电网中仍具有补偿效果，逆变器功率均在 0.5 s 左右达到稳态，且在 3 kW 功率给定下无明显功率超调，在 0.5 kW 功率给定下存在一定的功率超调。对比图 A8 与图 7(b)，可以看出 CPC 策略下，输出电压频率的抖动更小，说明 CPC 策略对频率的滤波

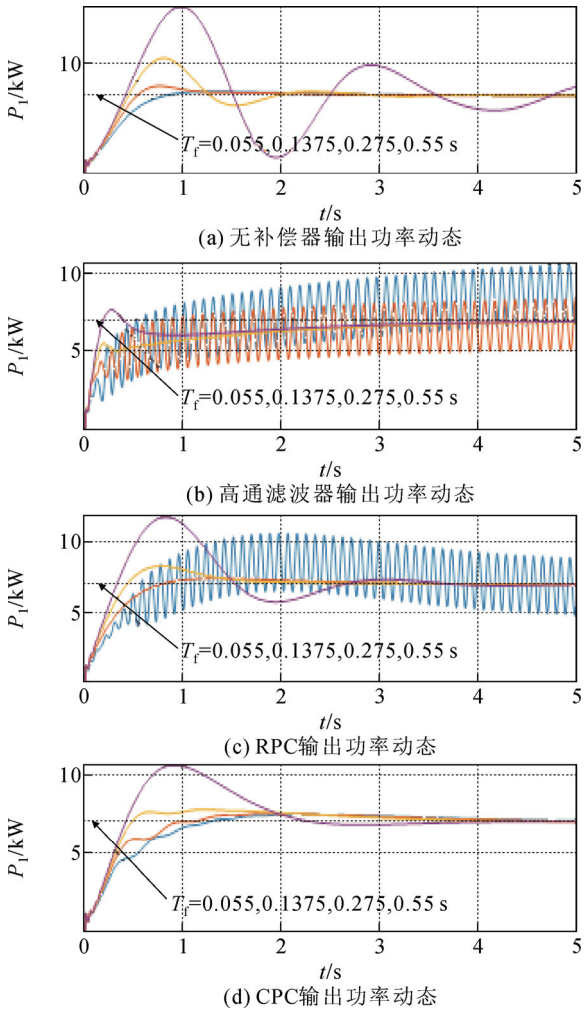


图 9 功率滤波器时间常数变化对逆变器系统输出功率动态影响

Fig.9 Impact of power filter time constant change on inverters system output power dynamic

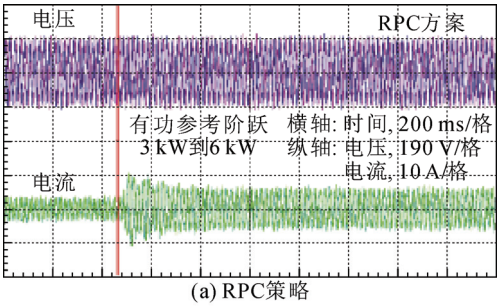
效果更好，与仿真得到的结论一致。

图 10 为实验过程中 LCL 滤波器电容线电压 AB 与 BC 以及输出 A 相及 B 相电流在有功功率参考从 3 kW 阶跃变化至 6 kW 时的波形。对比 4.1 节中的仿真结果可以看出，采用 RPC 策略，逆变器输出电流调节时间短，但相应调节动态过程波动较大；CPC 策略调节时间较长，但波动相应较小。

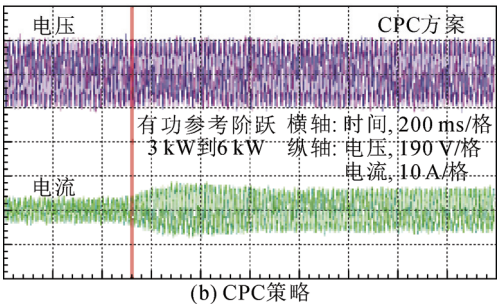
5 结论

1）本文首先分析了电压控制型并网逆变器的功率无差同步模型，给出了基本的功率无差同步策略及其相应的设计方法；通过分析基本控制策略的问题，提出了 RPC 和 CPC 这 2 种补偿策略。

2）设计过程方面，RPC 的设计过程重在对补偿频段进行区分，CPC 的设计过程重在实现系统的



(a) RPC策略



(b) CPC策略

图 10 输出电流电压波形

Fig.10 Output current and voltage waveform

最优阻尼比；调节效果方面，RPC 的相位补偿范围较宽，CPC 的相位补偿量较大。

3）本文设计的 RPC 与 CPC 均可缩短功率调节时间至 0.6 s 以内，超调量降低至 10%以内。区别在于采用 RPC 系统的频率调节过程剧烈，但调节速度快，且其对功率参考值的鲁棒性较好；采用 CPC 系统频率调节过程比较和缓，但其调节效果受功率参考值影响较大。根据参数变动影响仿真结果，采用 RPC 系统的增益鲁棒性较好，而采用 CPC 系统的惯性时间常数鲁棒性较好。最后根据实验结果，本文提出的 2 种策略均可有效对电压控制型并网逆变器进行功率无差同步补偿。

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

参考文献 References

[1] 张继红，赵 锐，刘云飞，等. 低压微网阻性逆变器并联运行控制策略[J]. 高电压技术，2022，48(1)：136-146.
ZHANG Jihong, ZHAO Rui, LIU Yunfei, et al. Resistive inverters output impedance parallel operation strategy in low-voltage microgrid[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 136-146.

[2] 刘 芳，刘 威，汪浩东，等. 高比例新能源电力系统振荡机理及其分析方法研究综述[J]. 高电压技术，2022，48(1)：95-113.
LIU Fang, LIU Wei, WANG Haodong, et al. Review on oscillation mechanism and analysis methods of high proportion renewable energy power system[J]. High Voltage Engineering, 2022, 48(1): 95-113.

[3] ROCABERT J, LUNA A, BLAABJERG F. et al. Control of power converters in AC microgrids[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(11): 4734-4749.

[4] CAO W C, MA Y W, WANG F. Sequence-impedance-based harmonic stability analysis and controller parameter design of three-phase inverter-based multibus AC power systems[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(10): 7674-7693.

[5] ZHANG X G, XIA D N, FU Z C, et al. An improved feedforward control method considering PLL dynamics to improve weak grid stability of grid-connected inverters[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2018, 54(5): 5143-5151.

[6] 刘 芳，张 喆，马铭遥，等. 弱电网条件下基于稳定域和谐波交互的并网逆变器 LCL 参数设计[J]. 中国电机工程学报，2019，39(14)：4231-4241.
LIU Fang, ZHANG Zhe, MA Mingyao, et al. LCL filter design method based on stability region and harmonic interaction for grid-connected inverters in weak grid[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(14): 4231-4241.

[7] 石荣亮. 多能互补微电网中的虚拟同步发电机(VSG)控制研究[D]. 合肥：合肥工业大学，2017.
SHI Rongliang. Research on virtual synchronous generator (VSG) in the multi-energy complementary microgrid[D]. Hefei, China: Hefei University of Technology, 2017.

[8] VUKOJEVIC A, LUKIC S. Microgrid protection and control schemes for seamless transition to island and grid synchronization[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(4): 2845-2855.

[9] 陈 杰，闫震宇，赵 冰，等. 下垂控制三相逆变器阻抗建模与并网特性分析[J]. 中国电机工程学报，2019，39(16)：4846-4856.
CHEN Jie, YAN Zhenyu, ZHAO Bing, et al. On the impedance modelling and grid-connected characteristics of the three-phase droop controlled inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(16): 4846-4856.

[10] 孙大卫，刘 辉，赵 峰，等. 不同逆变电源主动支撑控制方式的对比研究[J]. 电网技术，2020，44(11)：4359-4367.
SUN Dawei, LIU Hui, ZHAO Feng, et al. Comparison of inverter generators with different support control methods[J]. Power System Technology, 2020, 44(11): 4359-4367.

[11] ZHANG L D, 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.

[12] MA Y W, CAO W C, YANG L, 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.

[13] MOUSTAFA M M Z, ABOUSHAL M A, EL-FOULY T H M, et al. A novel unified controller for grid-connected and islanded operation of PV-fed single-stage inverter[J]. IEEE Transactions on Sustainable Energy, 2021, 12(4): 1960-1973.

[14] BIZZO B S, PIMENTEL G A, DA SILVEIRA CASTRO R, et al. Model reduction and feedback design based on singular perturbation method applied to a lumped DER-microgrid model[J]. International Journal of Electrical Power & Energy Systems, 2021, 132: 107154.

[15] 张祥宇，李凌斐，付 媛. 基于混合储能的变惯量虚拟同步耦合控制技术[J]. 高电压技术，2021，47(11)：4113-4122.
ZHANG Xiangyu, LI Lingfei, FU Yuan. Virtual synchronous coupling control of hybrid energy storage with variable inertia[J]. High Voltage Engineering, 2021, 47(11): 4113-4122.

[16] LI M X, WANG Y, HU W H, et al. Unified modeling and analysis of dynamic power coupling for grid-forming converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(2): 2321-2337.

[17] MENG X, LIU J J, LIU Z. A generalized droop control for grid-supporting inverter based on comparison between traditional droop control and virtual synchronous generator control[J]. IEEE

Transactions on Power Electronics, 2019, 34(6): 5416-5438.

[18] 曾志杰，肖华锋，高　博，等. 并网逆变器小信号建模简化方法与应用[J]. 中国电机工程学报，2020，40(21)：7002-7011.
ZENG Zhijie, XIAO Huafeng, GAO Bo, et al. Simplified small-signal modeling method of grid-connected inverters and its applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(21): 7002-7011.

[19] GANJIAN-ABOUKHEILI M, SHAHABI M, SHAFIEE Q, et al. Seamless transition of microgrids operation from grid-connected to islanded mode[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2020, 11(3): 2106-2114.

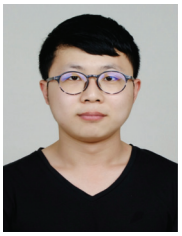
[20] CAO W C, ZHANG X, MA Y W, et al. Stability criterion and controller parameter design of radial-line renewable systems with multiple inverters[C]//Proceedings of 2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, USA: IEEE, 2016: 2229-2236.

[21] LIAO S H, HUANG M, ZHA X M, et al. Emulation of multi-inverter integrated weak grid via interaction-preserved aggregation[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021, 9(4): 4153-4164.

[22] LOU G N, GU W, WANG J H, et al. A unified control scheme based on a disturbance observer for seamless transition operation of inverter-interfaced distributed generation[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2018, 9(5): 5444-5454.

[23] 朱宇昕，赵晋斌，毛　玲，等. 多变流器并网系统的小干扰稳定性判据与参数灵敏度分析[J]. 中国电机工程学报，2021，41(18)：6235-6244.
ZHU Yuxin, ZHAO Jinbin, MAO Ling, et al. A small-signal stability criterion and parametric sensitivity analysis for multiple grid-connected-converter system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(18): 6235-6244.

[24] LASSETER R H, CHEN Z, 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.



董家伟
1996—，男，博士生
研究方向为微电网逆变器运行与控制
E-mail: lylhdjw@sjtu.edu.cn

DONG Jiawei
Ph.D. candidate



王志新(通信作者）
1964—，男，博士，研究员，博导
研究方向为分布式发电与直流电网技术
E-mail: wangzxin@sjtu.edu.cn

WANG Zhixin
Ph.D., Professor
Corresponding author

收稿日期　2022-03-23　修回日期　2022-10-20　　编辑　何秋萍

附录 A 文中其他图表

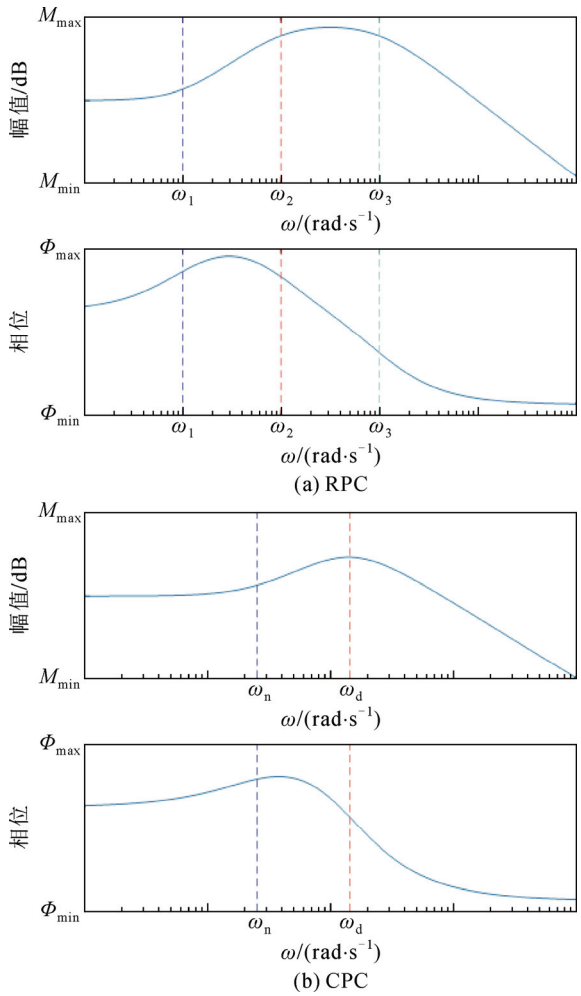


图 A1 补偿器波德图

Fig.A1 Bode diagram of compensator

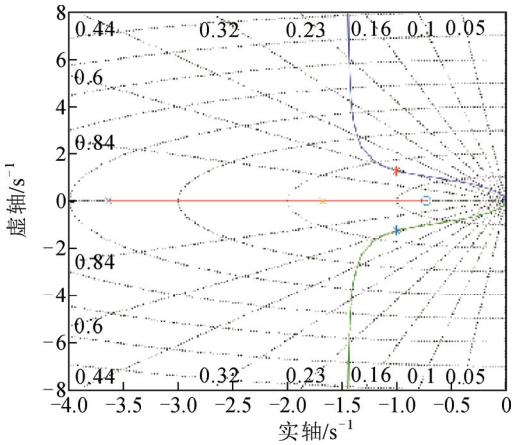


图 A2 功率环根轨迹

Fig.A2 Power loop root locus

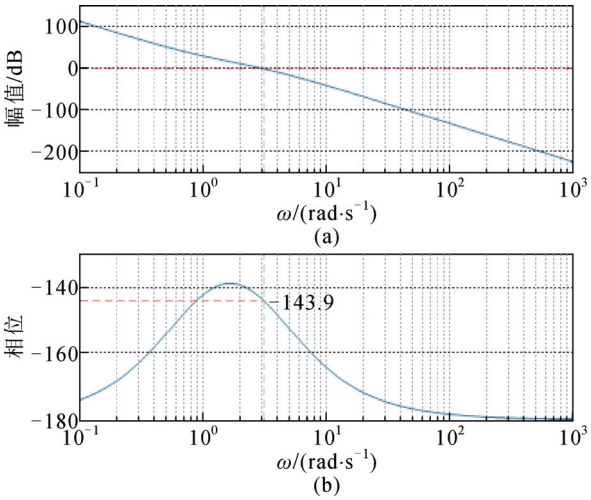


图 A3 考虑 PI 调节器的系统波德图

Fig.A3 System Bode plot considering PI regulator

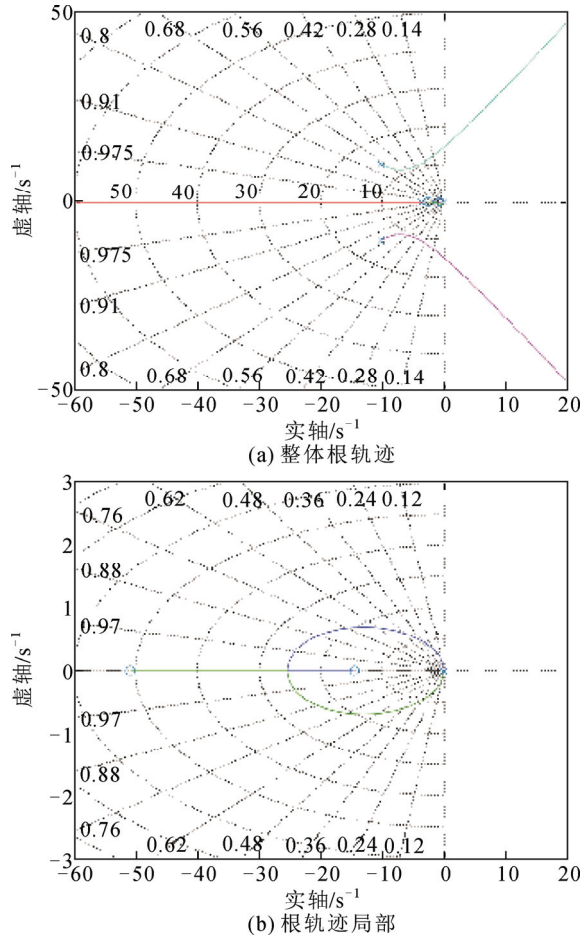


图 A4 加入 CPC 补偿器后系统根轨迹

Fig.A4 System root locus with CPC compensator

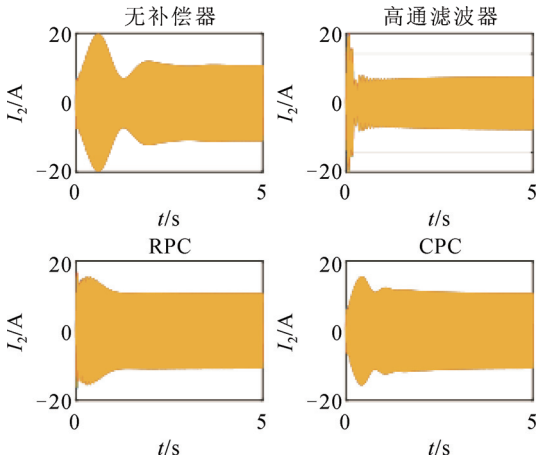


图 A5　启动过程逆变器 1 输出电流

Fig.A5　Inverter 1 output current during startup

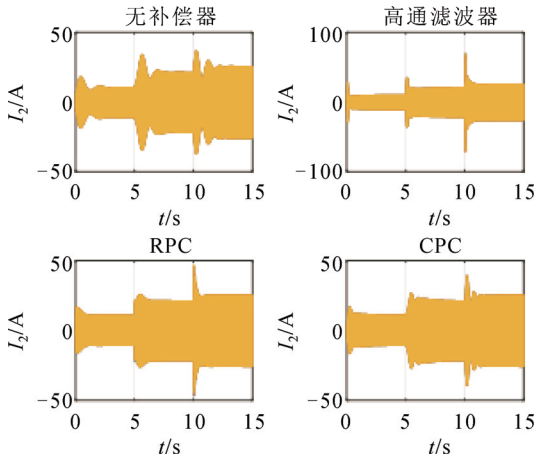


图 A6　功率参考变动逆变器 1 输出电流

Fig.A6　Inverter 1 output current during power reference varying

表 A1　逆变器参数及内环整定后性能参数

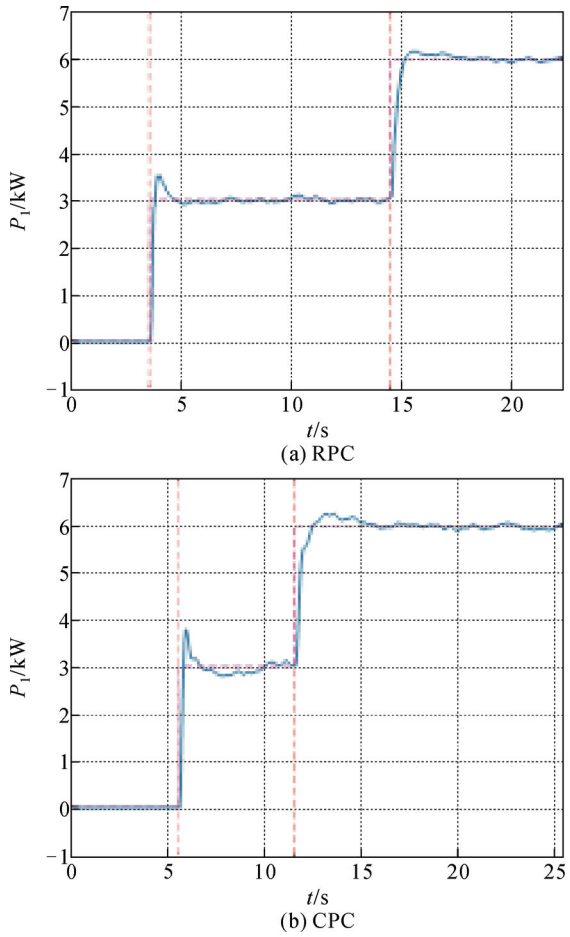
Table A1　Inverter parameters and performance parameters after inner loop tuning

类型	参数名称	参数值
物理参数	机侧电感 L_1/mH	1.5
	机侧等效电阻 r_1/m	10
	网侧电感 L_2/mH	3
	网侧等效电阻 r_2/m	30
	LCL 滤波器电容 C_1/μF	15 (Y 联接)
	额定频率 f/Hz	50
	额定线电压 U_{rms}/V	380
	额定容量 S_{rate}/(kV·A)	20
内环控制参数	电流内环比例增益 k_{pin}	2
	电容电压外环比例增益 k_{po}	0.011
	电容电压外环积分增益 k_{po}	4.0
	PWM 调制频率/kHz	10
	功率极限增益 P_{lim}/W	307 872
经整定性能	超调 σ/%	5
	调节时间 T_{in}/ms	2.72

表 A2　不同功率补偿策略效果比较

Table 2　Compensation effect among different compensating strategy

指标	无补偿	高通滤波器	RPC(本文)	CPC(本文)
功率调节时间	较长，约为 3 s	参考较低时较长，大于 3 s；参考较大时较短，约为 0.5 s	较短，约 0.6~0.8 s	较短，约 0.6~0.8 s
功率超调	很大，超过 20%	参考较低时无超调；参考较大时有 15%超调	约 5%左右超调，较稳定	5%~15%超调，受参考变化影响
动态频率波动	很小，±0.2 Hz 以内，但波动时间大于 1 s	很大，达到 ±0.5 Hz，波动时间约为 0.5 s	很大，会达到 ±0.5Hz，波动时间约为 0.2 s	很小，±0.2 Hz 以内，波动时间约为 0.2 s
输出电流冲击	较大，持续时间与功率调节时间相近	较大，持续时间 0.5s 以内	功率参考较低时较小，功率参考较高时较大，持续时间在 0.5 s 以内	功率参考较低时较小，功率参考较高时较大，持续时间在 0.5 s 以内
鲁棒性	强	弱	强	弱



(a) RPC

(b) CPC

图 A7　逆变器 1 输出功率

Fig.A7　Inverter 1 output power

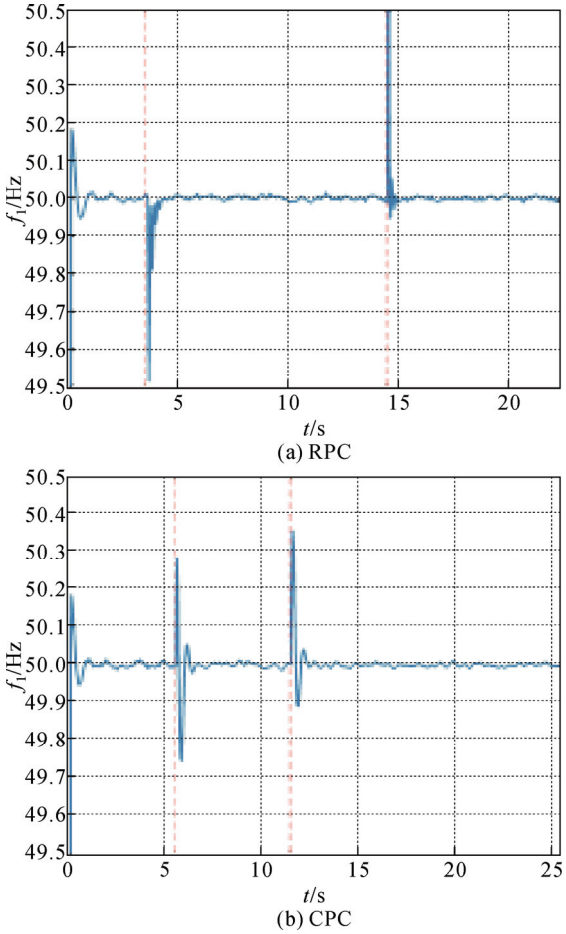


图 A8　逆变器 1 输出电压频率

Fig.A8　Inverter 1 output voltage frequency

附录 B 关于控制内环等效为一阶惯性环节的论证

根据电流电压内环参数设计，电流环比例增益 k_{pin} 比电压环比例增益 k_{po} 大 10 倍以上，因此调节过程中电流内环动态基本可以被忽略。在 dq 轴坐标系下，以 d 轴为例，电压外环的模型可以简化为图 A1 所示的模型。

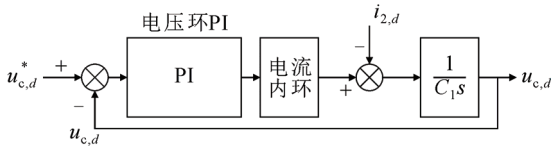


图 B1　电压环简化模型

Fig.B1　Voltage loop simplified model

根据图 B1，忽略电流内环动态，得到 $u^*_{c,d}$ 与 $u_{c,d}$ 间的开环传递函数 $G_{\mathrm{op}}(s)$为

$$G_{\mathrm{op}}(s)=\frac{k_{\mathrm{po}}s+k_{\mathrm{io}}}{C_1 s^2} \tag{B1}$$

根据式(B1)，在开环传递函数 $G_{\mathrm{op}}(s)$稳定时，其剪切频率ω_c位于波德图−20 dB/dec 区间内。而定义式(B1)相对应的另一个开环传递函数 $G^*_{\mathrm{op}}(s)$为

$$G^*_{\mathrm{op}}(s)=\frac{\omega_c^2 C_1}{k_{\mathrm{po}}s+k_{\mathrm{io}}} \tag{B2}$$

可以看出 $G_{\mathrm{op}}(s)$与 $G^*_{\mathrm{op}}(s)$有着相同的剪切频率。因此在响应时间这一指标上，2 个开环传递函数有着相同的响应时间。因此对于二阶开环传递函数 $G_{\mathrm{op}}(s)$，若设计其超调可以忽略(即阻尼比大于 0.707)，则式 $G_{\mathrm{op}}(s)$对应的系统在调节时间指标上可以等价于 $G^*_{\mathrm{op}}(s)$系统，区别在于 $G^*_{\mathrm{op}}(s)$对应的闭环系统为有差调节。设 $G^*_{\mathrm{op}}(s)$系统调节时间常数为 T_{in}，则开环传递函数 $G_{\mathrm{op}}(s)$构成的闭环动态可以等效以下闭环系统的调节动态。

$$G_{\mathrm{cl}}(s)=\frac{1}{T_{\mathrm{in}}s+1} \tag{B3}$$

故本文中将控制内环近似等效于式(7)所对应的一阶惯性环节。

附录 C 功率无差同步方法与电压同步方法对比仿真

本节内容对比本文所提出的方法与基于锁相环电压同步的电流控制型并网运行方法进行对比。并分析本文方法与锁相环电压同步的并网运行方法在运行性能上的异同。仿真结构图如图 B1 所示，仿真中电流锁相环采用 P 调节，比例系数为 0.0357。5 s 时系统频率从 50 Hz 变化至 49.95 Hz。仿真结果见图 C1。

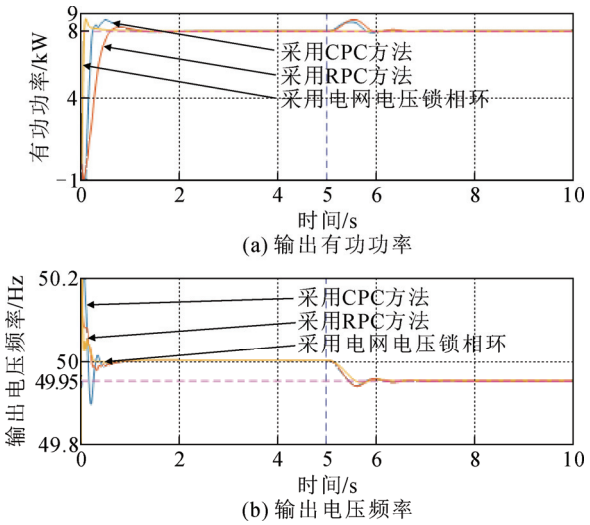


图 C1　对比锁相环电压同步的策略仿真结果

Fig.C1　Comparison of simulation results with phase-locked loop voltage synchronization scheme

根据图 C1，本文所提出的 RPC 与 CPC 策略在电网频率跟随性能上与采用电网电压锁相环的策略差别较小。主要的差别体现在本文所采用的电压控制型策略在跟随电网频率变化时，逆变器输出有功功率会产生一定的波动，采用电网电压锁相环的策略下，逆变器输出有功功率没有波动。

另外，对比初始状态的调节时间，可以看出采用 CPC 和 RPC 方法的功率无差同步策略的功率调节时间略慢于电网电压锁相环策略。功率超调量方面，CPC 与电网电压锁相环方法较为接近，RPC 方法基本不存在功率超调。