

## 基于跟踪误差的自适应比例谐振控制器

陈剑波<sup>1\*</sup>, 李建福<sup>2</sup>, 翁盛煊<sup>1</sup>, 张怀品<sup>1</sup>

<sup>1</sup>南京邮电大学碳中和先进技术研究院 江苏南京

<sup>2</sup>南京邮电大学自动化学院 江苏南京

**【摘要】**比例谐振 (Proportional-Resonant, PR) 控制器能够在静止坐标系下实现对正弦参考信号的零稳态误差跟踪, 因而在电力电子变换器中得到广泛应用。在控制器的物理实现时, 通常采用理想 PR 与准比例谐振 (Quasi-Proportional-Resonant, QPR) 两种形式。其中, 理想 PR 控制器可完全消除稳态误差, 但瞬态响应较慢; 而 QPR 控制器虽能改善动态性能, 却存在稳态误差。为此, 本文提出一种自适应比例谐振 (Adaptive Proportional-Resonant, APR) 控制器, 其谐振参数可根据瞬时跟踪误差的大小, 以非线性函数形式进行在线调整。该控制结构将理想 PR 与 QPR 统一于一个通用的 APR 框架之中。为验证 APR 控制器相较于传统 PR 与 QPR 的性能优势, 本文进行了数值仿真与硬件在环 (HIL) 实验。仿真基于 MATLAB/Simulink 2019b 平台, HIL 实验依托 OPAL-RT 实时仿真系统完成。实验分别在并网型与构网型两类典型运行场景下开展, 以全面评估 APR 的控制性能。结果表明, APR 控制器在稳态下实现与理想 PR 相同的零稳态误差, 同时具备接近 QPR 的快速动态响应。由于 APR 可在不同阶段自适应呈现 PR 或 QPR 特性, 其参数设计得以简化。仿真与 HIL 实验均验证了该自适应谐振控制策略的有效性与应用潜力。

**【关键词】**比例谐振控制器; 静止坐标系调节器; 电流控制; 电压控制; 构网型变换器; 并网型变换器

**【基金项目】**南京邮电大学引进人才科研启动基金项目 (自然科学) (项目批准号: NY224031); 江苏省高等学校基础科学 (自然科学) 研究项目资助 (编号: 24KJB120010); 国家自然科学基金项目 (编号: 62573238)

**【收稿日期】**2026 年 2 月 15 日 **【出刊日期】**2026 年 3 月 17 日 **【DOI】**10.12208/j.jeea.20260001

### An adaptive proportional-resonant controller based on tracking error

Jianbo Chen<sup>1\*</sup>, Jianfu Li<sup>2</sup>, Shengxuan Weng<sup>1</sup>, Huaipin Zhang<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Institute of Advanced Technology for Carbon Neutrality, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu

<sup>2</sup>College of Automation, Nanjing University of Posts and Telecommunications, Nanjing, Jiangsu

**【Abstract】**The proportional-resonant (PR) controller enables zero steady-state error tracking of sinusoidal reference signals in the stationary reference frame and has therefore been widely adopted in power electronic converters. In practical implementations, two forms are commonly used: the ideal PR controller and the quasi-proportional-resonant (QPR) controller. The ideal PR controller can completely eliminate steady-state error but tends to exhibit relatively slow transient response; in contrast, the QPR controller can improve dynamic performance but introduces steady-state error. To address these limitations, this paper proposes an adaptive proportional-resonant (APR) controller whose resonant parameters are adjusted online via a nonlinear function of the instantaneous tracking error. This control structure unifies the ideal PR and QPR controllers within a general APR framework. To validate the performance advantages of the APR controller over conventional PR and QPR controllers, numerical simulations and hardware-in-the-loop (HIL) tests are conducted. The simulations are carried out using MATLAB/Simulink 2019b, while the HIL experiments are implemented on an OPAL-RT

\*通讯作者及第一作者简介: 陈剑波 (1993-) 男, 讲师, 博士, 2021-2023 年任上海华为技术有限公司智能光伏产品部高级工程师, 主要研究方向包括构网型变换器、分布式控制、事件驱动系统等;

作者简介: 李建福 (2002-) 男, 硕士, 主要研究方向为电力电子化电力系统的研究; 翁盛煊 (1987-) 男, 副研究员, 博士, 主要研究方向包括分布式控制、多代理系统; 张怀品 (1989-) 男, 副教授, 博士, 主要研究方向包括合作控制与优化、强化学习和事件触发机制。

real-time simulation platform. The experiments cover both grid-following and grid-forming operating scenarios to provide a comprehensive evaluation of APR performance. The results show that the APR controller achieves the same zero steady-state error as the ideal PR controller under steady-state conditions, while delivering dynamic responses comparable to those of the QPR controller. Because the APR controller can adaptively exhibit PR- or QPR-like characteristics at different stages, the parameter-design process is simplified. Both the simulation and HIL results confirm the effectiveness and application potential of the proposed adaptive resonant control strategy QPR.

**【Keywords】** Proportional resonant controller; Stationary frame regulator; Current control; Voltage control; Grid-forming converter; Grid-following converter

## 引言

为实现碳达峰与碳中和目标, 可再生能源在电力系统中的占比持续提升, 推动了以电力电子设备为主导的新型电力系统的形成。随着新型电力系统的不断发展, 对电力电子变换器控制性能的要求也日益提高<sup>[1-5]</sup>。例如, 在并网型变换器、构网型变换器、有源电力滤波器及电机驱动等典型应用场景中, 系统均对电流与电压控制器的稳态精度与动态响应能力提出了更高要求。

这类应用面临的核心挑战在于, 如何在负载变化、外部扰动及电网动态波动等复杂工况下, 实现高精度的正弦信号跟踪, 并有效抑制谐波干扰。为此, 需要采用具有强鲁棒性的控制策略, 在保障系统稳定运行的同时, 兼顾低稳态误差与快速动态响应。

为满足电力电子系统的控制需求, 研究者已对多种线性与非线性控制策略展开深入探讨, 包括比例积分控制<sup>[6]</sup>、滞环控制、预测控制以及比例谐振控制<sup>[7,8]</sup>等。其中, PR 控制器因其能够不经 Park 变换即实现对各频率正弦参考信号的高精度跟踪而受到广泛关注。该特性不仅降低了计算负担, 也避免了坐标变换引入的误差, 使得 PR 控制器在电力电子变换器控制中应用广泛。

自 PR 控制器被提出以来<sup>[7,8]</sup>, 学界围绕其参数整定、自适应策略及实现方式等方向开展了大量研究。

在参数设计方面, 文献[9]提出了一种复杂的数值分析方法, 用于推导比例与谐振参数。该方法通过最小化 Nyquist 轨迹到临界点的距离倒数, 在避免闭环异常峰值的同时实现了系统的最优稳定性。为满足低电压穿越与电网支撑的要求, 文献[10]采用极点-零点图分析优化谐振增益。文献[11]则通过重塑闭环误差传递函数, 使得比例增益、相位补偿角及谐振增益能够灵活调节, 以满足不同的控制目标。基于对谐振控制器的系统性综述, 文献[12]提出了一个广义谐振控制器框架, 能够对各类谐振控制结构进行统一描述。

由于电网状态与负载条件的不断变化, PR 控制器的参数通常需要具备自适应调节能力。文献[13]中提出了一种基于双级联 SOGI-PLL 结构的在线更新方法, 用于动态调整谐振频率。文献[14]根据不同的负载状况切换谐振系数, 以适应系统运行条件的变化。文献[15]与[16]则利用模糊逻辑算法同时调整比例和谐振参数, 从而应对频繁的负载波动。为提升在电网不平衡和畸变条件下的性能, 文献[17]引入了一种自适应线性神经元 PR 控制器, 显著改善了 Vienna 整流器的动态响应与稳态性能。

在 PR 控制器的实现方法方面, 基于双积分器结构的方案被广泛采用, 可在无需显式三角函数运算的情况下实现频率自适应。然而, 该方法容易出现谐振频率失配与相位补偿误差等问题。为此, 文献[18]提出了一种基于泰勒级数展开的谐振极点校正方法, 用以提高频率精度。文献[19]对现有的离散时间 PR 控制器实现方法进行了系统性研究, 总结了不同算法的优缺点, 并给出了最优实现方案的建议。考虑到硬件实现因素, 文献[20]进一步探讨了定点运算环境下 PR 控制器的实现, 对控制结构选择、参数设计公式、数值缩放及灵敏度特性进行了全面分析。

与理想谐振形式的 PR 控制器相比, 准比例谐振在分母中引入了一个阻尼项。在模拟电路元件存在参数误差或数字系统受限于有限精度等难以实现理想谐振的场合, QPR 被视为一种更具工程可实现性的方案<sup>[14]</sup>。从频域特性看, QPR 在谐振频率处具有更宽的带宽, 因而其瞬态响应速度优于理想 PR 控制器, 这也推动了其在实际工程中的广泛应用。然而, 受谐振频率处有限增益的限制, QPR 控制器不可避免地会引入稳态误差, 难以实现完全无差的正弦信号跟踪。

随着嵌入式处理器性能的不不断提升, 数字控制已成为主流控制方式, 同时浮点运算硬件的成本差距也在持续缩小。因此, 基于 PR 结构的控制器在实际工程中的应用日益广泛<sup>[21,22]</sup>。

PR 与 QPR 控制器各自的优缺点十分明显: 前者能够有效消除稳态误差, 但动态性能较差; 后者则具备优异的动态响应能力, 却难以完全消除稳态误差。

基于这一观察, 本文提出了一种自适应比例谐振控制器, 旨在融合 PR 与 QPR 二者的优点, 并克服其各自的局限。具体而言, 所提控制器在瞬态过程中表现为 QPR 控制器, 以实现快速动态响应; 在稳态阶段则表现为 PR 控制器, 从而确保零稳态误差。两种状态之间的转换通过控制器参数的自然连续变化实现, 而非离散的模式切换, 因而系统能够平滑地兼顾快速动态响应与零稳态误差。与现有非线性 PR 控制器方案<sup>[13-17]</sup>相比, 本文所提 APR 方案在计算复杂度和存储资源开销方面极低, 与传统 PR 或 QPR 控制器基本相当。

本文的主要贡献总结如下:

1) 提出了一种 APR 控制器, 该控制器可视为对传统 PR 与 QPR 控制器的推广, 能够融合二者优点、缓解各自缺陷, 从而兼顾稳态精度与动态性能。

2) 推导并给出了 PR 与 QPR 控制下误差函数的详细且简洁的时域表达式, 为今后基于数值方法的控制增益设计提供了理论基础。

本文的结构安排如下: 第一节对谐振控制器的基本概念进行回顾; 第二节给出了 PR 与 QPR 下误差函数的数学模型并进行对比分析; 第三节提出了本文的非线性谐振控制器结构; 第四节通过数值仿真与硬件在环实验验证所提方法的有效性; 最后在第五节给出全文总结与结论。

### 1 谐振控制器的基本概念

比例积分控制器因其积分环节在零频处提供无穷大的开环增益, 并根据内模原理实现了对直流参考信号的零稳态误差跟踪, 因此被广泛应用于直流控制场景中。

然而, 在交流控制场合中, 若直接在静止坐标系下使用 PI 控制器, 其在交流信号频率处仅具备有限增益, 将不可避免地引入稳态误差。传统解决方法是将交流信号由静止坐标系变换至同步旋转坐标系, 使其表现为直流信号, 进而应用 PI 控制。然而, 该方法不仅增加了系统计算复杂度, 还依赖于锁相环的精度与动态性能。

借鉴伺服控制理论的思想, 可以将直流补偿网络变换为等效的交流补偿网络, 使两者在所关注的带宽内具有相同的频率响应特性。其精确的变换关系如下所示<sup>[8]</sup>:

$$H_{AC}(s) = \frac{H_{DC}(s + j\omega_e) + H_{DC}(s - j\omega_e)}{2} \quad (1)$$

以 PI 控制器作为直流控制器为例:

$$H_{DC}(s) = G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad (2)$$

那么,  $H_{DC}(s + j\omega_e)$  和  $H_{DC}(s - j\omega_e)$  表示为:

$$H_{DC}(s + j\omega_e) = k_p + \frac{k_i}{s + j\omega_e} \quad (3)$$

$$H_{DC}(s - j\omega_e) = k_p + \frac{k_i}{s - j\omega_e}$$

显然,  $H_{DC}(s + j\omega_e)$  在频率  $-\omega_e$  处具有无穷增益, 而  $H_{DC}(s - j\omega_e)$  在频率  $\omega_e$  处具有无穷增益。因此,  $H_{AC}(s)$  应在  $-\omega_e$  和  $\omega_e$  两个频率处都具有无穷增益。类似于 PI 控制器的原理,  $H_{AC}(s)$  因此能够以零稳态误差跟踪频率为  $-\omega_e$  和  $\omega_e$  的交流信号。

将 (1) 式与 (3) 式联立, 可得:

$$\begin{aligned} H_{AC}(s) &= k_p + \frac{1}{2} \left( \frac{k_i}{s + j\omega_e} + \frac{k_i}{s - j\omega_e} \right) \\ &= k_p + \frac{k_i \cdot s}{s^2 + \omega_e^2} \end{aligned} \quad (4)$$

这种形式的  $H_{AC}(s)$  被称为比例谐振控制器, 其表达式为:

$$G_{PR}(s) = k_p + \frac{2k_r \cdot s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (5)$$

其中,  $k_p$  为比例系数、 $k_i$  为谐振系数。

在许多实际工程中, 理想的直流积分环节通常被低通传递函数  $\omega_c / (s + \omega_c)$  所替代。此时 PR 控制器  $G_{PR}(s)$  便转化为 QPR 控制器, 记为  $G_{QPR}(s)$ 。

$$G_{QPR}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_c \cdot s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_e^2} \quad (6)$$

由于  $G_{QPR}(s)$  在频率  $\omega_e$  处的增益是有限的, 即为  $k_p + k_i$ , 因此在理论上, 当跟踪频率为  $\omega_e$  的交流信号时, 系统将存在稳态误差。此外, 与  $G_{PR}(s)$  相比,  $G_{QPR}(s)$  中引入的  $\omega_c$  会扩大控制器在  $\omega_e$  附近的带宽, 从而使得  $G_{QPR}(s)$  的瞬时响应性能优于  $G_{PR}(s)$ 。

### 2 正弦输入下误差信号的比较

尽管  $G_{QPR}(s)$  和  $G_{PR}(s)$  已在学术界与工业界得到广泛应用, 且其各自的优点与局限性也被充分认识, 但关于在正弦参考信号输入条件下误差信号的解析闭式表达式, 文献中仍鲜有报道。针对这一情况, 本文对  $G_{QPR}(s)$  与  $G_{PR}(s)$  在相同条件下的误差信号波形进行了详细的数学推导与比较分析。该分析基于如图 1 所示的标准单位负反馈系统结构进行。

其中,  $G_c$  表示谐振控制器,  $G_p$  表示被控对象,  $R$  为参考信号,  $E$  为误差信号, 而  $Y$  则为系统输出。

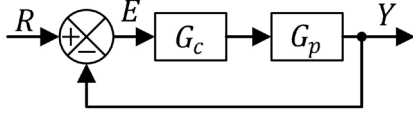


图 1 典型单位负反馈回路

在建模过程中, 将被控对象等效为标准的 RL 输出滤波支路 (在低频范围内, LCL 滤波器可近似等效为单电感支路)。当采用电感电流控制结构 (即以变换器输出电压为输入、以电感电流为输出) 时, 被控对象的传递函数  $G_p(s)$  可表示为:

$$G_p(s) = \frac{1}{sL + R} \quad (7)$$

典型的正弦信号的拉普拉斯变换形式为:

$$R(s) = A_r \frac{\omega_e}{s^2 + \omega_e^2} \quad (8)$$

其中,  $A_r$  表示信号的幅值,  $\omega_e$  为谐振频率。

对应的误差信号传递函数可表示为:

然后, 可得在采用  $G_{PR}(s)$  控制器时, 误差函数的时域表达式为:

$$e_{PR}(t) = be^{-at} + g \cdot e^{-at} [\cos(\beta t) + (\alpha_0 - \alpha)/\beta \cdot \sin(\beta t)] \quad (10)$$

其中  $e$  是欧拉常数, 亦即自然对数的底数。

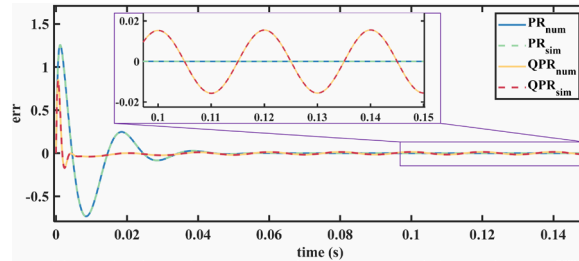


图 2 公式 (10) 与 (12) 的验证

在不引起混淆的前提下, 以下推导中将重复使用相同的字母符号。定义如下公式:

$$c_0 = 2\omega_e + (R + k_p)/L, \quad d_0 = 2\omega_e(R + k_p + k_r)/L + \omega_e^2 e_0 = (R + k_p)/L\omega_e^2, \quad p = d_0 - c_0^2/3$$

$$q = (9c_0d_0 - 2c_0^3 - 27e_0)/27, \quad \Delta = (q/2)^2 + (p/3)^3 \quad y = \sqrt[3]{-q/2 + \sqrt{\Delta}} + \sqrt[3]{-q/2 - \sqrt{\Delta}}$$

$$a = y + c_0/3, \quad f = c_0 - a, \quad g = e_0/a$$

其中  $b, c, d, m, n$  按照公式 (11) 计算。此外, 定义:  $\alpha_0 = n/m, \alpha = f/2, \beta = \sqrt{d - c^2/4}$ 。

因此, 基于  $G_{QPR}(s)$  的误差信号在时域中的表达式为:

$$e_{QPR}(t) = c \cos(\omega_e t) + d/\omega_e \cdot \sin(\omega_e t) + be^{-at} + m \cdot e^{-at} [\cos(\beta t) + (\alpha_0 - \alpha)/\beta \cdot \sin(\beta t)] \quad (11)$$

观察式 (10) 与 (12):  $t \rightarrow \infty$  时,  $e_{PR}(t)|_{t \rightarrow \infty} = 0$ 。而  $e_{QPR}(t)|_{t \rightarrow \infty} = c \cos(\omega_e t) + \frac{d}{\omega_e} \sin(\omega_e t) \neq 0$ , 这意味着,

PR 控制器在稳态时能将跟踪误差消除为 0, 而 QPR 控制器在稳态下会存在一个以  $\omega_e$  为频率的正弦误差分量, 其幅值由  $c$  和  $d$  决定。

$$E(s) = \frac{R(s)}{1 + G_c(s)G_p(s)} \quad (9)$$

其中,  $G_c(s)$  可以是  $G_{PR}(s)$  或  $G_{QPR}(s)$ 。

然后, 对式 (9) 施加拉普拉斯反变换即可求得时域误差表达式。

为简化最终表达式, 定义以下常数:

$$a_0 = A_r \omega_e, \quad b_0 = a_0 R/L, \quad c_0 = (R + k_p)/L$$

$$d_0 = \omega_e^2 + 2k_r/L, \quad e_0 = c_0 \omega_e^2, \quad p = d_0 - c_0^2/3$$

$$q = (9c_0d_0 - 2c_0^3 - 27e_0)/27, \quad \Delta = (q/2)^2 + (p/3)^3$$

$$y = \sqrt[3]{-q/2 + \sqrt{\Delta}} + \sqrt[3]{-q/2 - \sqrt{\Delta}}$$

$$a = y + c_0/3, \quad c = c_0 - a, \quad d = e_0/a$$

$$\begin{bmatrix} b \\ g \\ f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ c & a & 1 \\ d & 0 & a \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ a_0 \\ b_0 \end{bmatrix}$$

$y$  是单变量三次方程的实数根。在大多数实际情况下, 判别式  $\Delta > 0$ , 这表明该三次方程具有一个实根和一对共轭复根。由于式 (9) 中的各参数均为实数, 因此可行的实根即确定为  $y$ 。

$$\begin{bmatrix} b \\ c \\ d \\ m \\ n \end{bmatrix} = A_r \omega_e \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ f & a+f & 1 & a & 1 \\ g+\omega_e^2 & g+af & a+f & \omega_e^2 & a \\ f\omega_e^2 & ag & g+af & a\omega_e^2 & \omega_e^2 \\ g\omega_e^2 & 0 & ag & 0 & a\omega_e^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 2\omega_c + R/L \\ \omega_e^2 + 2\omega_c R/L \\ R\omega_e^2/L \end{bmatrix} \quad (12)$$

表1 图2系统参数

参数	符号	数值
线路电阻	$R$	1m $\Omega$
线路电感	$L$	1mH
谐振频率	$\omega_e$	100 $\pi$ rad/s
截至角频率	$\omega_c$	5 rad/s
参考信号幅值	$A_r$	10 A
比例增益	$k_p$	2 A <sup>-1</sup>
谐振增益	$k_r$	200s <sup>-1</sup>

根据式 (10)、(12) 以及图 2 可以看出:

(1) 误差函数的时域理论表达式为比例、谐振控制参数  $k_p$ 、 $k_r$  和截止频率  $\omega_c$  的设计提供了一种新的视角。

(2) 在采用  $G_{PR}(s)$  时, 系统的稳态误差为零; 而在采用  $G_{QPR}(s)$  时, 误差中存在与参考信号频率相同、且无法消除的正弦分量。

(3) 在  $G_{QPR}(s)$  下, 系统的暂态响应速度快于  $G_{PR}(s)$  下的响应。

这种稳态误差与动态性能之间的权衡启发我们提出一种新的谐振控制器, 结合  $G_{PR}(s)$  与  $G_{QPR}(s)$  的优点, 从而同时实现快速暂态响应与零稳态误差。

### 3 自适应比例谐振控制器

本文所提出的自适应比例谐振控制器是一类可变系数控制方法, 其传递函数形式为:

$$G_{APR}(s) = k_p + \frac{f_1(err) \cdot 2k_r s}{s^2 + f_2(err) \cdot s + \omega_e^2} \quad (13)$$

其中,  $f_1(err)$  和  $f_2(err)$  是关于误差信号  $err$  的非线性时变函数, 而  $err$  表示传递函数  $G_{APR}(s)$  的输入信号。

需要特别强调的是, 此处并未混用线性与非线性分析工具。提出  $G_{APR}(s)$  的形式仅是为了便于与传统的 PR 和 QPR 控制器进行对比。在实际实现中,  $G_{APR}(s)$  可以按照文献[19]所述的方法进行离散化。

我们的思路十分直观。当误差  $err$  大于某一阈值时,  $G_{APR}(s)$  的行为类似于 QPR 控制器  $G_{QPR}(s)$ ; 当误差  $err$  趋近于 0 时,  $G_{APR}(s)$  会平滑地过度到 PR 控制器  $G_{PR}(s)$ 。因此,  $G_{APR}(s)$  能够同时继承  $G_{QPR}$

( $s$ ) 的快速暂态响应优势与  $G_{PR}(s)$  的零稳态误差特性, 且整个过程无需任何模式切换。

如下所示为  $f_1(err)$  和  $f_2(err)$  一种可能的选型:

$$G_{APR}(s) = k_p + \frac{(k_e \cdot \text{sat}(2\omega_c |err|) + 2)k_r s}{s^2 + k_e \cdot \text{sat}(2\omega_c |err|)s + \omega_e^2} \quad (14)$$

其中  $|\cdot|$  表示绝对值函数,  $\text{sat}(\cdot)$  为饱和函数, 用于限定  $2\omega_c |err|$  的上限;  $k_e$  是一个非线性函数, 定义如下:

$$\begin{cases} k_e = 1, & \text{if } |err| \geq \sigma/\omega_e \\ k_e = e^{-t/T_{ke}}, & \text{else} \end{cases} \quad (15)$$

其中,  $\sigma$  为实数常量, 且  $\sigma \gg 1$ ;  $T_{ke}$  为时间常数, 决定了  $k_e$  的衰减速度; 当首次满足“else”条件时, 时间变量  $t$  会被重置为 0。

虽然在“else”分支中出现了时间变量  $t$ , 但这仅表示  $k_e$  是一个自适应参数。在任意给定的时刻,  $k_e$  都保持恒定值, 因此  $k_e$  中不存在混合的时域/频域表征问题。正如前文所述, 式 (14) 的提出并非用于理论推导, 而是为了便于在微控制器中实现。此外, 采用指数衰减函数形式是为了使  $k_e$  能渐近收敛至零, 从而保证控制器在稳态下平滑过渡到理想 PR 特性。

此外, 所给出的式 (14) 与 (15) 只是一种可能的实现形式, 实际上还存在一类函数族, 其总体形式均可由式 (13) 所概括。结合 (14) 和 (15), 若满足  $|err| \geq \sigma/\omega_e$  且  $k_e = 1$ , 则有:

$$G_{APR}(s) \approx k_p + \frac{\text{sat}(2\omega_c |err|) \cdot k_r s}{s^2 + \text{sat}(2\omega_c |err|)s + \omega_e^2} \quad (16)$$

在这种情况下, 式 (14) 过渡为  $G_{QPR}(s)$ , 其中  $2\omega_c$  被  $\text{sat}(2\omega_c|err|)$  所取代。当  $|err| < \sigma/\omega_c$  且  $k_e \rightarrow 0$  时有:

$$G_{APR}(s) \approx k_p + \frac{2k_r s}{s^2 + \omega_e^2} \quad (17)$$

此时, 式 (14) 过渡为  $G_{PR}(s)$ 。

因此, 所提出的 APR 控制器可以视为 PR 控制器与 QPR 控制器的统一广义形式, 它在误差较大时具备快速动态性能, 而在稳态时能实现零稳态误差。

在硬件实现时, 式 (14) 的非线性形式并不会增加控制参数  $k_p$ 、 $k_r$  和  $\omega_c$  的设计复杂度。这些参数依然可以按照与传统  $G_{PR}(s)$  和  $G_{QPR}(s)$  控制器相同的方法进行整定<sup>[23,24]</sup>。此外,  $\sigma$ 、 $T_{ke}$  以及饱和函数的上限值等参数的确定也不需要复杂的计算, 其典型取值如表 2 所示。为了进一步说明所提出 APR 控制器的实现过程, 下面给出了  $k_e$  的调节算法 (算法 1), 其中 cnt 是一个计数器, 用于控制  $k_e$  从 1 趋近于 0 的速度。

#### 算法 1 参数 $k_e$ 的动态调整

输入:  $|err|$

输出:  $k_e$

1: 给定参数  $\omega_c, \sigma, T_{ke}, \epsilon \rightarrow 0, cnt = 0$ , 记控制周期为  $T_s$

2: **while** (1) **do**

3:     **if**  $|err| \geq \sigma/\omega_c$  **then**

4:          $k_e = 1. cnt = 0.$

5:     **else**

6:          $k_e = e^{-cnt \cdot T_s / T_{ke}}.$

7:         **if**  $k_e > \epsilon$  **then**

8:             cnt ++.

9:         **end if**

10:     **end if**

11: **end while**

可以看出, 与现有的 PR 控制器相比, 所提出的

APR 控制器所需的额外计算量和存储资源可以忽略不计, 因此在实际产品中具有可实现性。

#### 4 实验结果

为了验证所提出的 APR 控制器相较于传统 PR 和 QPR 控制器的优势, 本节进行了数值仿真与硬件在环 (HIL) 实验。数值仿真在 MATLAB2019b 平台上进行, 而 HIL 实验则基于 OPAL-RTLAB 平台实现。图 3 展示了 HIL 实验平台的配置结构, 该平台由 OP8665、OP5600、Tektronix DPO2014B 示波器以及主控计算机构成。



图 3 硬件在环平台的照片与实验搭建

##### 4.1 数值仿真

在  $t=0.15s$  之前, 参考信号表示为  $r(t) = 10\sin(100\pi t)$ ; 当  $t=0.15s$  时, 参考信号变为  $r(t) = 20\sin(100\pi t + \pi/2)$ , 这意味着系统同时经历了幅值阶跃变化和相位跳变。

系统与控制器参数与表 1 中所列相同, 数值仿真结果如图 4 所示。

##### 4.2 硬件在环实验

并网型与构网型变换器是电力电子主导型电力系统中典型的变换器控制框架。为了验证所提出的 APR 控制器的适用性, 本文同时考虑了这两种控制场景。

###### 4.2.1 场景 1: 并网型

为了验证 APR 控制器相较于传统 PR 与 QPR 控制器的优势, 本文首先考虑了一个并网型场景, 该场景可代表典型的光伏或风电系统。三相并网逆变器采用并网控制, 其系统结构如图 5。

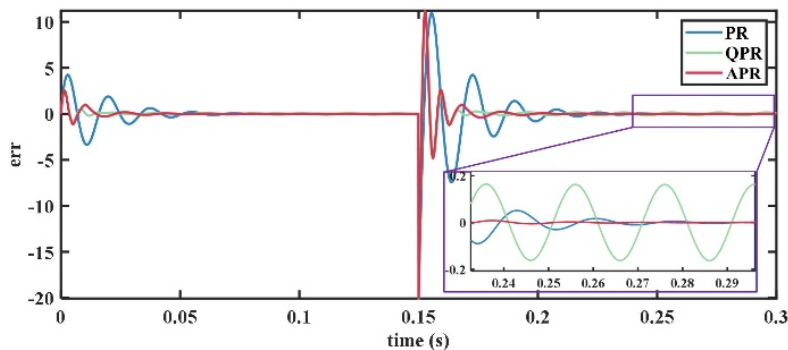


图 4 幅值阶跃与相位跳变下的误差信号

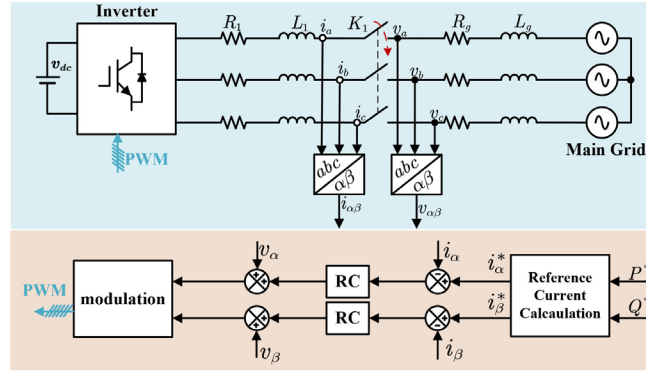


图 5  $\alpha\beta$  坐标系下并网型逆变器的控制结构

表 2 图 5 系统参数

公共参数		
参数	符号	数值
母线电压	$v_{dc}$	800V
电网电压有效值	$v_g$	380V
电网频率	$f$	50Hz
逆变器端电阻	$R_1$	0.5Ω
逆变器端电感	$L_1$	5mH
电网电阻	$R_g$	1Ω
电网电感	$L_g$	10uH
控制周期	$T_s$	50us
谐振角频率	$\omega_e$	100π
比例增益	$k_p$	20A <sup>-1</sup>
谐振增益	$kr$	2000s <sup>-1</sup>
QPR 特定参数		
截止频率	$\omega_c$	5rad/s
APR 特定参数		
截止频率	$\omega_c$	10rad/s
误差阈值系数	$\sigma$	10A
时间常数	$T_{ke}$	0.05s
$2\omega_c err $ 上限	\	10rad · A/s
$K_e$ 阈值	$\epsilon$	1e <sup>-5</sup>

为了简化分析, 逆变器的直流母线采用理想直流电源。实验中使用 RL 滤波器而非 LCL 滤波器, 因为在基波频率下两者的频率响应相似。系统参数列于表 2。

主动功率和无功功率参考值  $P^*$  与  $Q^*$  由用户设定, 相应的电流参考值  $i_a^*$  与  $i_b^*$  在  $\alpha\beta$  坐标系下计算, 然后由谐振控制器进行跟踪。

在本实验中, 初始状态下  $P^*=10\text{ kW}$ ,  $Q^*=0\text{ kvar}$ 。随后, 通过手动开关将  $P^*$  切换为  $6\text{ kW}$ , 最后将  $Q^*$  切

换为  $8\text{ kvar}$ 。实验结果如图 6 所示。电流跟踪误差通过电压探针转换为输出电压后进行采样, 每个通道的增益为 3。

以图 6 (a) 为例, PR 的调节时间最长, 而 QPR 最短。PR 与 APR 均能实现零稳态误差, 而 QPR 在稳态下仍存在残余误差。在瞬态过程中,  $K_e$  由零调节至一, 然后按指数衰减至零。

表 3 总结了 PR、QPR 与 APR 下误差信号的大致稳定时间。从中可以明显看出, PR 的稳定时间最

长, 而 QPR 最短。

因此, 在并网型场景下, 实验验证了所提出的 APR 相较于 PR 与 QPR 的优越性。

4.2.2 场景 2: 构网型

典型构网型逆变器在  $\alpha\beta$  坐标系下的控制结构如

图 7 所示。系统的详细参数列于表 4, 其中表 2 中已给出的相同参数在此省略。

构网型场景的测试工况与并网型场景相同, 即通过手动开关将  $P^*$  从 10 kW 调整为 6 kW, 随后将  $Q^*$  切换为 8 kvar。

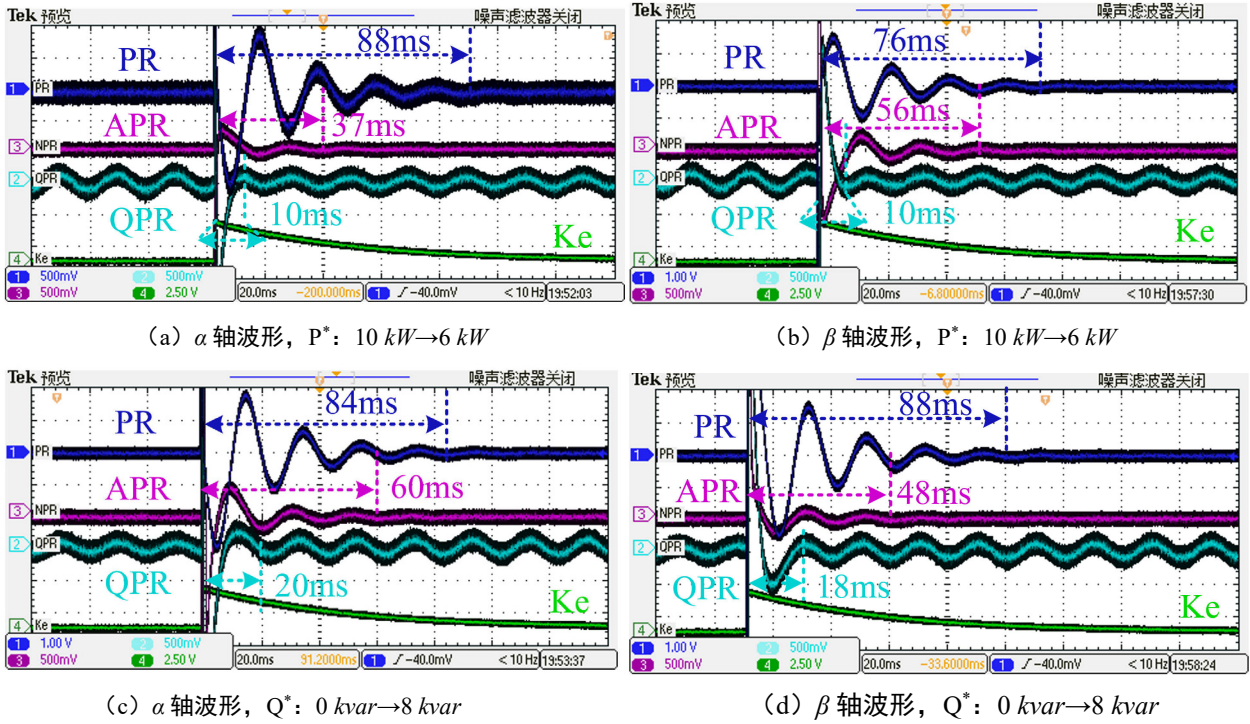


图 6 PR、QPR 与 APR 在  $P^*$  和  $Q^*$  阶跃变化下的跟踪误差

表 3 PR、QPR 与 APR 在不同工况下的近似稳态时间

RC	P: 10kW→6kW		Q: 0→6kvar	
	$\alpha$ axis	$\beta$ axis	$\alpha$ axis	$\beta$ axis
PR	88ms	76ms	84ms	88ms
APR	37ms	56ms	60ms	48ms
QPR	10ms	10ms	20ms	18ms

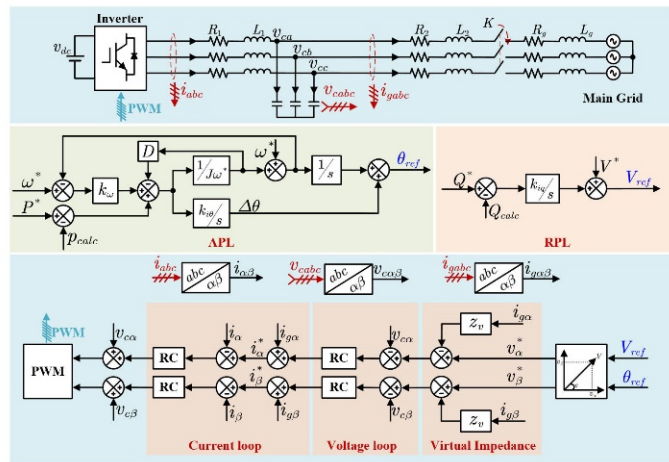
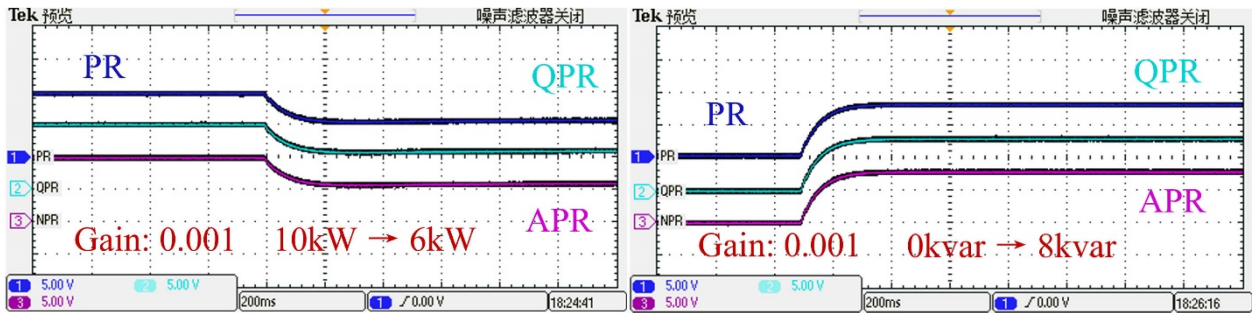


图 7 构网型变换器在  $\alpha\beta$  坐标系下的控制结构图

表 4 图 7 系统参数

参数	符号	数值
逆变器侧电阻	$R_1$	$50m\Omega$
逆变器侧电感	$L_1$	$3mH$
电网侧电阻	$R_2$	$1m\Omega$
电网侧电感	$L_2$	$40\mu H$
电网电阻	$R_g$	$10m\Omega$
电网电感	$L_g$	$3mH$
电压环比例系数	$k_{pv}$	$0.2V^{-1}$
电压环谐振系数	$k_{rv}$	$20s^{-1}$
电流环比例系数	$k_{pi}$	$40A^{-1}$
电流环谐振系数	$k_{ri}$	$200s^{-1}$
频率下垂系数	$k_\omega$	$63.6620s \cdot kW/rad$
角度积分系数	$k_{i\theta}$	$1e^{-4}rad/s/kW$
电压积分系数	$k_{iq}$	$0.03V/kvar$
虚拟惯量	$J$	$20W/ (rad/s^2)$
虚拟阻尼系数	$D$	$500W \cdot s/rad$
虚拟阻抗	$Z_v$	$0.2\Omega$



(a)  $P^*$ : 10 kW→6 kW

(b)  $Q^*$ : 0 kvar→8 kvar

图 8 有功功率和无功功率的调节过程

图 8 显示了在不同谐振控制器下构网逆变器的  $P$  与  $Q$  调节情况, 每个通道的增益为 0.001。

从图 8 (a) 可以看出, 无论采用哪种控制器, 逆变器的有功功率都能准确从 10kW 调节到 6kW, 验证了有功功率环路及谐振控制器的有效性。同样, 图 8 (b) 展示了无功功率环路及谐振控制器的有效性。此外, 由于 PR、QPR 与 APR 在该场景下的差异非常小, 以至于在图中难以区分它们。

图 9 显示了  $\Delta\omega$  与  $\Delta V$  的调节过程, 其中图 9(a) 与 9 (b) 的通道增益为 200, 而图 9 (c) 与 9 (d) 的增益为 0.7。

当  $P^*$  被调整为 6kW 时, 如图 9 (a) 所示,  $\Delta\omega$

下降至最小值-0.0375rad/s, 然后在所有控制器下恢复至零。相比之下,  $Q^*$  对  $\Delta\omega$  的影响较小, 如图 9 (b) 所示, 其调节过程中的最小值为 0.015rad/s。(重复)

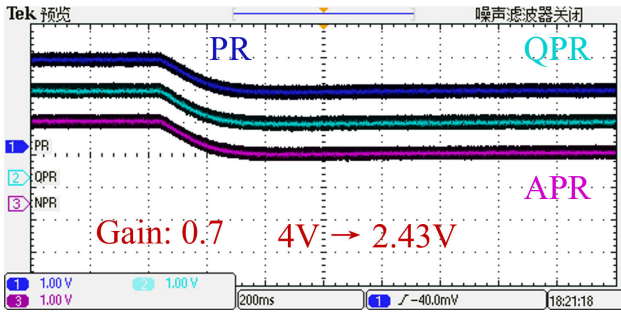
在图 9 (c) 中, 当  $P^*$  从 10kW 调整为 6kW 时,  $\Delta V$  从 4V 降至 2.43V; 随后, 当  $Q^*$  从 0kvar 变化至 8kvar 时,  $\Delta V$  相应增加至 18.57V。  $P^*$  与  $Q^*$  对  $\Delta V$  与  $\Delta\omega$  的相反影响与理论原理一致。

为了节省篇幅, 图 10 与图 11 仅展示了  $\alpha$  轴上的误差信号, 每个通道的增益为 30。

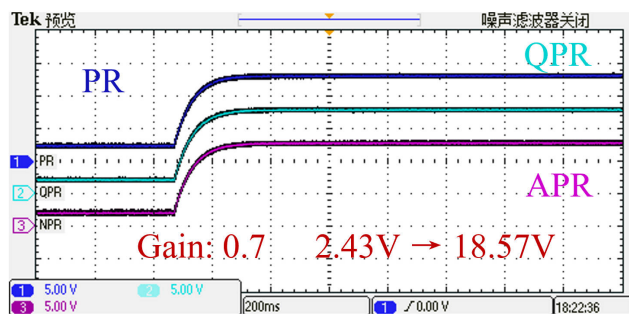
由于构网型逆变器具有惯性  $J$  和阻尼  $D$ , 在  $P^*$  与  $Q^*$  变化后的短时间内, 电压参考  $V^*$  的调节呈阻尼响应, 跟踪误差小于预设阈值  $\sigma/\omega_c$  如图 10(a) 所示,

在初始 20 ms 内, PR 与 APR 的电压环跟踪误差相同。随后, 由于  $|err| > \sigma/\omega_c$ ,  $K_e$  被置为 1。在  $K_e$  衰减期间约 60 ms 内, APR 的误差信号调节表现类似 QPR。当  $K_e$  逐渐接近零时, APR 与 PR 下的波形同时衰减至零, 表明实现了零稳态误差。

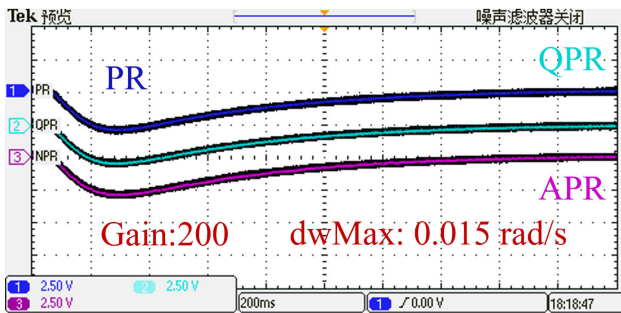
图 10 (b) 中, 由于  $Q^*$  的变化幅度远大于  $P^*$ , 初始 10 ms 内误差信号相同。在调节过程中,  $K_e$  衰减并被重置为 1 大约 8 次, 然后最终衰减至零, 与所提出的算法 1 一致。当  $K_e$  衰减至零时, PR 与 APR 下的跟踪误差相同并消失。



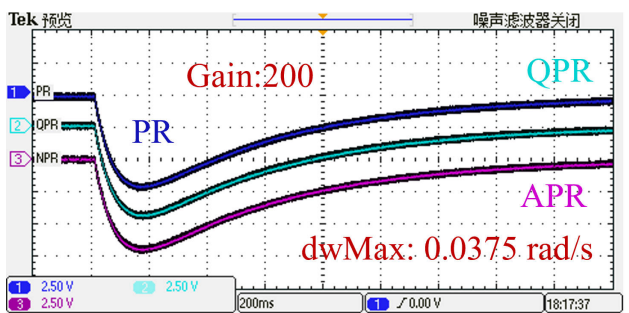
(a)  $\Delta\omega$ ,  $P^*$ : 10kW $\rightarrow$ 6kW



(b)  $\Delta\omega$ ,  $Q^*$ : 0kvar $\rightarrow$ 8kvar

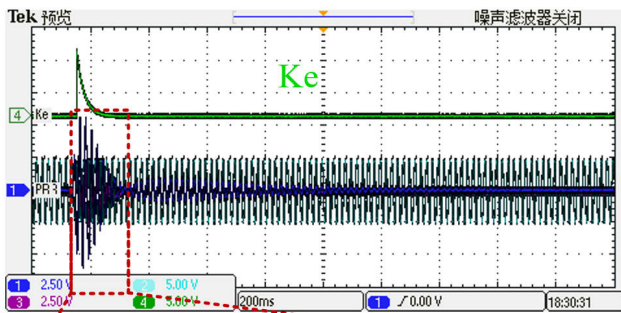


(c)  $\Delta V$ ,  $P^*$ : 10kW $\rightarrow$ 6kW

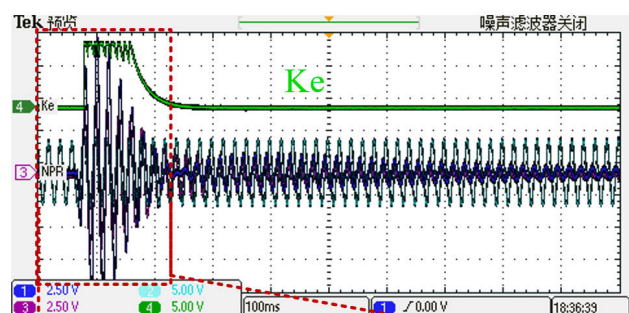


(d)  $\Delta V$ ,  $Q^*$ : 0kvar $\rightarrow$ 8kvar

图 9  $\Delta\omega$ 和  $\Delta V$ 的调节过程



(a)  $P^*$ : 10kW $\rightarrow$ 6kW



(b)  $Q^*$ : 0kvar $\rightarrow$ 8kvar

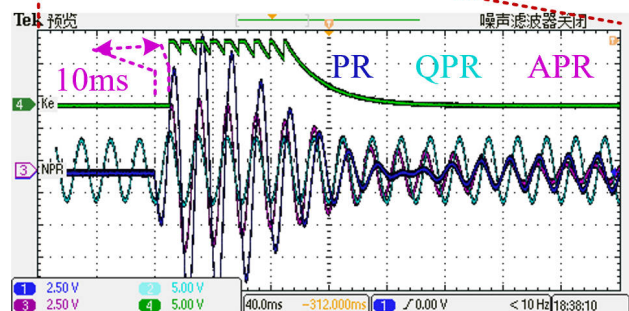
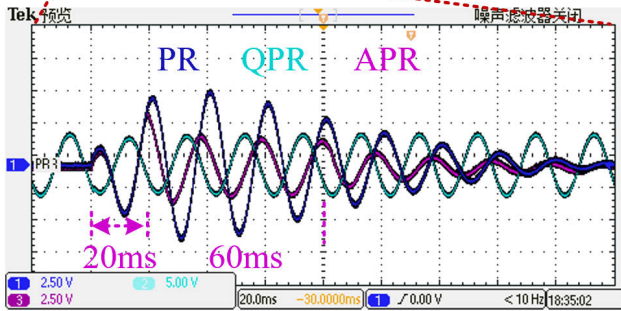


图 10 电流环在  $\alpha$  轴中的误差信号

图 11 展示了  $\alpha$  轴电流跟踪误差的波形。在  $P^*$  从 10 kW 降至 6 kW 的情况下, 如图 11 (a) 所示, 需要约 80ms 后  $K_e$  才被置为 1。由于电流跟踪误差较小, 且  $K_e$  快速衰减至零, APR 的作用与 PR 类似。如果电流环的  $\sigma$  参数设计合理, APR 的瞬态响应可以进一步优化。

在图 11 (b) 中,  $Q^*$  从 0 kvar 升至 8 kvar, 导致较

大的电流跟踪误差。因此, 仅在 32 ms 后  $K_e$  被置为 1。此外, 在  $K_e$  最终衰减至零之前, 约有 18 次被重置为 1。因此,  $K_e \neq 0$  的阶段, APR 的调节性能类似于 QPR。当  $K_e=0$  后, APR 下的跟踪误差逐渐衰减至零。

总之, 图 10 与图 11 的实验结果验证了所提 APR 控制器相较于 PR 与 QPR 控制器的优越性。

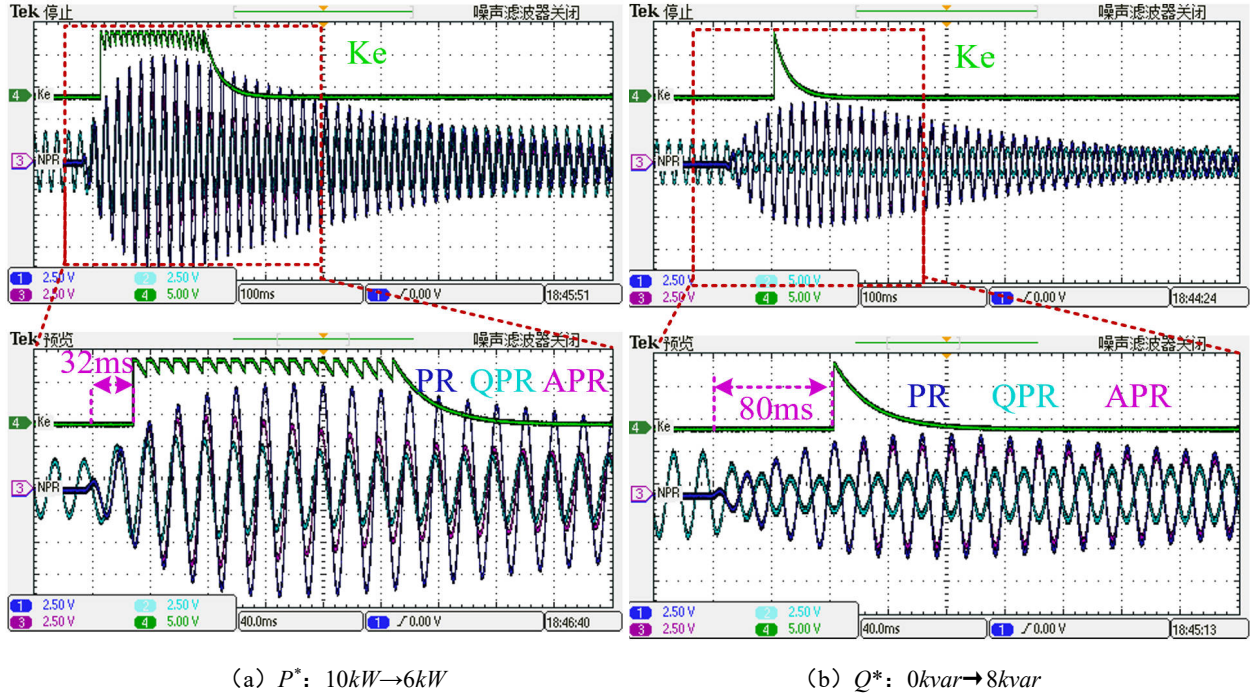


图 11 电流环在  $\alpha$  轴中的误差信号

## 5 结论

本文提出了一种自适应比例谐振控制器, 结合了 PR 与 QPR 的优势, 并通过数值仿真与实验验证了其有效性。在硬件在环实验中, 同时考虑了并网型与构网型场景, 展示了 APR 的应用潜力。由于所提出的 APR 在不同阶段可分别过渡为 PR 或 QPR, 其控制增益可沿用 PR 与 QPR 的设计方法, 从而简化了 APR 的参数设计。实验与仿真结果表明, 非线性控制策略在提升电力电子主导系统中变换器控制性能方面具有进一步研究价值。

## 参考文献

- [1] 葛辉, 胡国洋, 邹德龙, 刘程子, 过祈睿, 徐俊俊, 基于多源信息融合的有源配电网故障信息治理方法[J]. 电气工程与自动化, 2025; 4: (2): 133-144.
- [2] 张晨明, 黄煜, 何大瑞, 胡松林, 基于光储协同的变电站用电源系统关键技术与发展综述[J]. 电气工程与自动

化, 2025; 4: (3): 62-67.

- [3] 葛辉, 王雯雯, 孙浩冉, 刘程子, 邢强, 杨艳, 考虑电动汽车用户成本最优的聚合商主从博弈充放电策略研究[J]. 电气工程与自动化, 2025; 4: (4): 1-12.
- [4] 曾太平, 智能电网继电保护装置的可靠性提升策略探讨[J]. 电气工程与自动化, 2025; 4: (4): 52-54.
- [5] 张科武, 高频电力电子变换器在新能源接入电网中的应用效能分析[J]. 电气工程与自动化, 2025; 4: (2): 59-61.
- [6] D. G. Holmes, T. A. Lipo, B. P. McGrath, and W. Y. Kong, "Optimized design of stationary frame three phase ac current regulators," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 24, pp. 2417-2426, Nov. 2009.
- [7] X. Yuan, W. Merk, H. Stemmler, and J. Allmeling, "Stationary-frame generalized integrators for current control of active power filters with zero steady-state error for current harmonics of concern under unbalanced and distorted

- operating conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 38, pp. 523–532, Mar. 2002.
- [8] D. Zmood and D. Holmes, “Stationary frame current regulation of pwm inverters with zero steady-state error,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 18, pp. 814–822, May. 2003.
- [9] A.G. Yepes, F. D. Freijedo, ó. López, and J. Doval-Gandoy, “Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, pp. 5231–5250, Nov. 2011.
- [10] A.Vidal, F. D. Freijedo, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesana, J. Malvar, ó. López, and J. Doval-Gandoy, “Assessment and optimization of the transient response of proportional-resonant current controllers for distributed power generation systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1367–1383, Apr. 2013.
- [11] C.Xie, X. Zhao, K. Li, J. Zou, and J. M. Guerrero, “A new tuning method of multiresonant current controllers for grid-connected voltage source converters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 7, pp. 458–466, Mar. 2019.
- [12] J. Ye, S. Huang, Y. Huang, Y. Hu, C. Zhang, J. Xu, and A. Shen, “A new parameter tuning method for generalized multiresonant current controllers in grid-connected inverters,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, pp. 10962–10975, Sep. 2024.
- [13] L. S. Xavier, A. F. Cupertino, J. T. de Resende, V. F. Mendes, and H. A. Pereira, “Adaptive current control strategy for harmonic compensation in single-phase solar inverters,” *Electric Power Systems Research*, vol. 142, pp. 84–95, Jan. 2017.
- [14] W.-K. Sou, C.-W. Chao, C. Gong, C.-S. Lam, and C.-K. Wong, “Analysis, design, and implementation of multi-quasi-proportional-resonant controller for thyristor-controlled lc-coupling hybrid active power filter (tlc-hapf),” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, pp. 29–40, Jan. 2022.
- [15] P. Santiprapan, K. Areerak, and K. Areerak, “An adaptive gain of proportional-resonant controller for an active power filter,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 39, pp. 1433–1446, Jan. 2024.
- [16] H. Cai, W. Wei, Y. Peng, and H. Hu, “Fuzzy proportional-resonant control strategy for three-phase inverters in islanded micro-grid with nonlinear loads,” in *2014 IEEE International Conference on Fuzzy Systems (FUZZ-IEEE)*, pp. 707–712, IEEE, Sep. 2014.
- [17] H. Ahmed and D. Çelik, “Sliding mode based adaptive linear neuron proportional resonant control of vienna rectifier for performance improvement of electric vehicle charging system,” *Journal of Power Sources*, vol. 542, p. 231788, Sep. 2022.
- [18] A.G. Yepes, F. D. Freijedo, ó. López, and J. Doval-Gandoy, “High performance digital resonant controllers implemented with two integrators,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 563–576, Feb. 2011.
- [19] A.G. Yepes, F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, ó. López, J. Malvar, and P. Fernandez-Comesaña, “Effects of discretization methods on the performance of resonant controllers,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, pp. 1692–1712, Jul. 2010.
- [20] L. Harnefors, “Implementation of resonant controllers and filters in fixed-point arithmetic,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 1273–1281, Apr. 2009.
- [21] A.Kuperman, “Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, pp. 5341–5345, Oct. 2015.
- [22] X. Quan, “Improved dynamic response design for proportional resonant control applied to three-phase grid-forming inverter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, pp. 9919–9930, Oct. 2021.
- [23] L. F. A. Pereira and A. S. Bazanella, “Tuning rules for proportional resonant controllers,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 23, pp. 2010–2017, Sep. 2015.
- [24] C. Lorenzini, L. F. A. Pereira, and A. S. Bazanella, “A generalized forced oscillation method for tuning proportional-resonant controllers,” *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 28, pp. 1108–1115, May. 2020.

版权声明: ©2026 作者与开放获取期刊研究中心(OAJRC)所有。本文章按照知识共享署名许可条款发表。

<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>



OPEN ACCESS