

基于改进 i_p-i_q 理论的谐波检测方法^{*}

朱朗日¹ 付光杰¹ 赵永星²

(1. 东北石油大学电气信息工程学院 大庆 163318; 2. 中国石油吐哈油田分公司 吐鲁番 838000)

摘要: 谐波治理对电能质量控制至关重要。传统 i_p-i_q 法存在检测精度低、速度慢等问题。因此,提出在传统二阶广义积分器(SOGI)锁相环基础上,增加基于准比例-谐振(QPR)滤除直流分量的负反馈回路,并将传统的 PI 环节替换为 P 环节;同时使用卡尔曼滤波更改传统 i_p-i_q 法中的低通滤波环节,得到一种改进的 i_p-i_q 谐波电流检测方法。仿真与实验结果显示,改进后的锁相环在电网状态异常情况下,展现出优秀的频率锁定能力。另外,通过改进的 i_p-i_q 谐波检测方法进行检测,可以明显减少算法计算所得的基波电流的畸变率,与改进前相比电流畸变率从 0.29% 减少至 0.20%,存在直流分量时从 8.63% 减少至 0.51%,该方法在复杂电网环境下仍能对谐波精准的进行检测。

关键词: 谐波检测; i_p-i_q ; 二阶广义积分器; 锁相环; 卡尔曼滤波

中图分类号: TM935; TN98 文献标识码: A 国家标准学科分类代码: 510.4010

Harmonic detection method based on an improved i_p-i_q theory

Zhu Langri¹ Fu Guangjie¹ Zhao Yongxing²

(1. School of Electrical Information Engineering, Northeast Petroleum University, Daqing 163318, China;

2. CNPC Tuha Oilfield Company, Turpan 838000, China)

Abstract: Harmonic governance is very important to power quality control. The traditional i_p-i_q method has problems such as low detection accuracy and slow speed. Therefore, it is proposed to increase the negative feedback loop based on quasi-proportional-resonance(QPR) filter based on the traditional second-order generalized integrator (SOGI), and replace the traditional PI link with the P link, and change the low-pass filtering link in the traditional i_p-i_q method to obtain an improved i_p-i_q harmonic current detection method. The simulation and experimental results show that the improved phase lock loop shows excellent frequency locking ability in the condition of abnormal power grid. In addition, through the improved i_p-i_q harmonic detection method, the current distortion rate of the fundamental wave current calculated by the algorithm can be significantly reduced, and the current distortion rate is reduced from 0.29% to 0.20%. And reduced from 8.63% to 0.51% in the presence of a DC component. At the same time, the harmonic can still be accurately detected in the complex power grid environment.

Keywords: harmonic detection; i_p-i_q ; second-order generalized integrator; phase-locked loop; Kalman filter

0 引言

近年来,随着电力电子技术的广泛应用,谐波污染问题愈发突出。有源滤波器(active power filter, APF)在解决该问题中十分关键。谐波电流检测是 APF 至关重要的环节,其检测精度直接关系到补偿效果。尤其在电网异常状态下,锁相环(phaselocked loop, PLL)提供精准的基波信息对谐波电流检测尤为重要^[1]。

目前常用的是基于同步坐标系的锁相环,当电网处于正常状态时,它能够准确的检测基波幅度、相位等信息。基

于二阶广义积分器的锁相环(phase-locked loop based on a second-order generalized integrator, SOGI-PLL)则结合了二阶广义积分器(second-order generalized integrator, SOGI)与同步坐标系锁相环(synchronized coordinate system phase-locked ring, SRF-PLL),通过闭环控制实现锁相,减少了来自谐波的干扰^[2]。然而,当电网存在直流分量等不良状况发生,其相位锁定将受影响。

针对以上问题,邢震震等^[3]在 SOGI-PLL 基础上引入比例部分与积分环节以减小来自频率突变等状况的影响,但其也导致相位裕度降低,某些复杂情况仍无法很好锁相。

张建武等^[4]提出了一种改进 II 型 SOGI, 在原本结构上加入一个含传统 SOGI 的求差节点, 将其应用于 PLL 上提高了在电网电压不平衡与含直流分量时的性能, 该结构虽然提升了锁相能力, 但受结构限制, 响应速度与效果仍有待提高。张爽等^[5]提出了一种改进型固定频率二阶广义积分器 (improved frequency-fixed second order generalized integrator, IFFSOGI) 结构, 其结构通过固定频率的设定克服了传统 FFSOGI 易受电网直流成分影响的问题, 使锁相环能够更加有效的完成锁相, 但由于缺失频率反馈环路, 其参数的优化更加复杂。王振尚等^[6]针对锁相环易受电网畸变影响的问题, 提出使用响应与精度更加优异的锁频环进行代替, 虽然锁频环结构更简响应更快速, 但其更侧重于对于频率的锁定而非相位, 有些情况会存在稳态误差导致精度受影响。苗长新等^[7]根据正弦幅值积分器与 SOGI 特性将其组合提出了一种新型积分器, 并将之应用于锁相环结构中, 增强对于直流偏置情况的锁相能力, 但其由于积分器阶数影响了响应速度。

因此, 提出一种改进的 SOGI-PLL 结构以应对系统含直流分量的情况, 提升其锁相性能。该结构滤波能力良好, 能有效滤除直流分量。同时, 将传统 i_p-i_q 谐波电流检测法结构中的低通滤波部分做出改变, 增强谐波检测效果。仿真与实验结果验证了该方案是正确有效的。

1 基于改进 i_p-i_q 理论的谐波检测方法

1.1 改进型 SOGI-PLL

在传统 i_p-i_q 谐波电流检测方法中, PLL 以电网 a 相瞬时电压信号为基础, 使正余弦发生器产生与该信号同频率同相位的正余弦信号, 供坐标变换使用^[8]。而由电网电压不平衡等原因产生的直流分量, 会导致 PLL 存在相位误差, 对谐波检测结果造成较大的影响。

现有改进往往通过增加基于积分器的反馈回路或支路来增强面对干扰的抵抗能力, 而缺乏一定的灵活性。因此, 利用准比例-谐振控制 (quasi-proportional-resonance control, QPR) 能够对高频分量进行有效跟踪的特点, 在传统 SOGI 内部添加负反馈, 来增大对于直流成分的抑制; 同时将 PLL 中的 PI 环节变为 P 环节, 以加快响应速度。该结构虽仍通过增加反馈环路达到效果, 但作用原理不同。

1) SOGI 改进

SOGI 有着 v' 和 qv' 两个输出信号。其中 v' 与输入电压 v 同频同相, qv' 与输入电压 v 的相位差为 90° , 结构如图 1 所示。

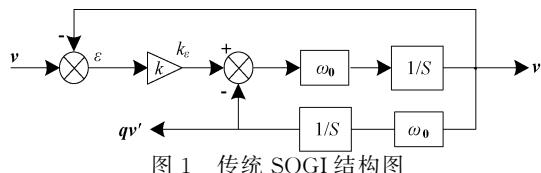


Fig. 1 Traditional SOGI structure diagram

该系统相关传递函数如下:

$$D(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2}$$

$$Q(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega_0^2}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (1)$$

图 2 为其伯特曲线图, 在低频与高频时 $D(s)$ 有着一定的负增益, 是一个带通滤波器, 其特性使其在输入信号含直流分量时能够减少这种影响。而 $Q(s)$ 在低频时并无负增益, 与低通滤波器相似, 根据其特性, 则面对直流分量并无有效抵抗, 输出信号 qv 会受其影响, 锁相效果变差^[9]。

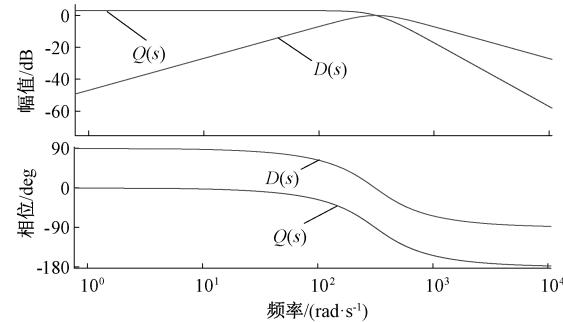


图 2 传统 SOGI 伯特图

Fig. 2 Traditional SOGI Bert diagram

根据传统 SOGI 传递函数 $Q(s)$ 可知, v 相对于 v' 有着更多的直流分量, 因此将其差值作为负反馈以减少 qv' 中的直流分量, 提高对于直流的抑制能力, 为了获得更加准确的反馈值使加入 QPR 控制并用低通滤波器 (low pass filter, LPF) 对其进行滤波, 结构如图 3 所示。

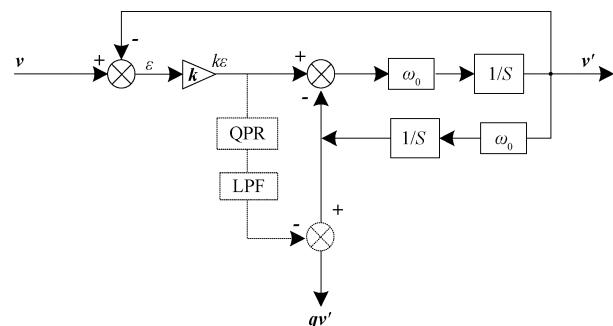


图 3 改进 SOGI 结构图

Fig. 3 Improving SOGI structure diagram

QPR 控制传递函数为:

$$G_{QPR}(s) = k_p + \frac{2k_r \omega_{Qr} s}{s^2 + 2\omega_{Qr} s + \omega_{Qr}^2} \quad (2)$$

其中, 已知 $\omega_{Qr} = 2 \times 50 \times \pi$, 待定参数为 k_p 、 k_r 和 ω_{Qr} 。

k_p 可改变系统的带宽、相角裕度, 决定系统动态响应特性和稳定性。 k_p 较小时, 其根轨迹位于左半平面, 稳定性较好, 取 $k_p = 0.50$ 左右为宜; k_r 影响系统的稳态误差, 增大谐振带宽, 以增强谐振环节的能力, 但取值不应过大导致影响稳定。 ω_{Qr} 影响系统带宽, 起抑制电网频率波

动作用,应根据实际情况选择^[10]。

令 $k_r = 10, \omega_{Qc} = 50 \times \pi, k_p$ 分别取 0.1、1、10, 图 4 为其实验图。

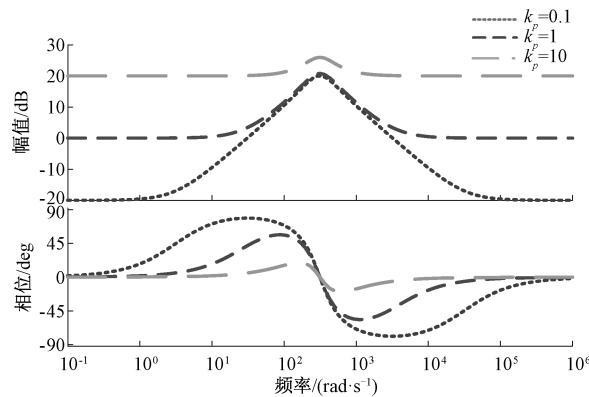


图 4 k_p 变化伯特图

Fig. 4 Bode plot of k_p change

令 $k_p = 1, \omega_{Qc} = 50 \times \pi, k_r$ 分别取 0.5、5、50, 图 5 为其实验图。

令 $k_p = 1, k_r = 10, \omega_{Qc}$ 分别取 $10 \times \pi, 50 \times \pi, 100 \times \pi$, 图 6 为其实验图。

因此根据其不同参数下的伯特图,综合考虑取值分别为: $k_p = 1, k_r = 1, \omega_{Qc} = 2 \times 25 \times \pi, \omega_{Q0} = 2 \times 50 \times \pi$ 。

为减少延时同时考虑滤波效果,使用一阶低通滤波器,传递函数为:

$$G_L(s) = \frac{\omega_{Lc}}{s + \omega_{Lc}} \quad (3)$$

$$D'(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{444.2s}{s^2 + 444.2s + 9.87 \times 10^4}$$

$$Q'(s) = \frac{qv'(s)}{v(s)} = \frac{-444.2s^4 - 1.396 \times 10^5 s^3 - 2.995 \times 10^{-8} s^2 - 2.075 \times 10^{-6} s - 1.881 \times 10^{-19}}{s^5 + 1.073s^4 + 5.752s^3 \times 10^5 + 1.807 \times 10^8 s^2 + 3.326 \times 10^{10} s + 3.06 \times 10^{12}} \quad (4)$$

改进 SOGI 的伯特图如图 7 所示,对比分析可知,在所述结构下,传递函数 $D'(s)$ 与 $D(s)$ 保持一致,因此拥有与 $D(s)$ 相同的幅频特性。相对而言, $Q'(s)$ 在低频的负增益更大,对含于 $\Delta v'$ 中的直流分量能更有效的滤除。这种改进型 SOGI 结构的锁相能力使得在信号含有直流分量时,有着良好的锁相效果。

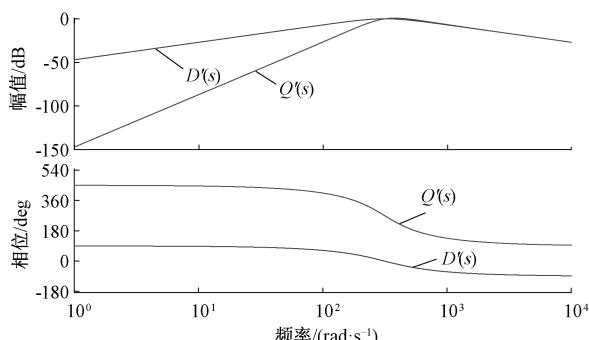


图 7 改进 SOGI 的伯特图

Fig. 7 Bode diagram for improved SOGI

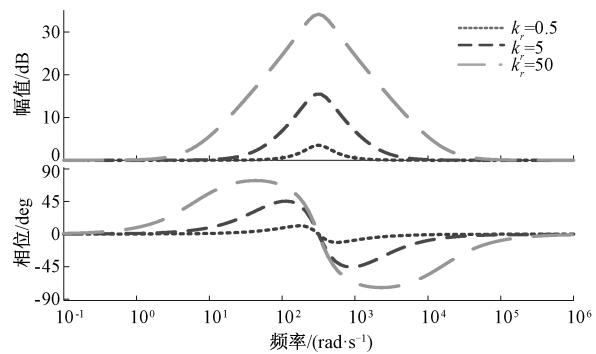


图 5 k_r 变化伯特图

Fig. 5 Bode plot of k_r change

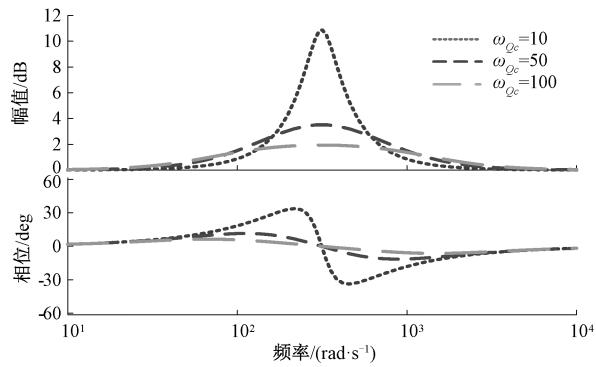


图 6 ω_{Qc} 变化伯特图

Fig. 6 Bode plot of ω_{Qc} change

其截止频率取 $\omega_{Lc} = 2 \times 50 \times \pi$ 。

则经改进的 SOGI 传递函数为:

将改进后的 SOGI 结构与文献[4]、[5]和[7]进行对比,图 8 为其实验图。从图 8(a)与(b)可以看出,文献[4]结构的输出在低频处曲线近似一条直线,无法很好的应对低频干扰;文献[5]结构在低频与高频均有着一定的负增益,特别是其 v' 输出低频增益为 -100 dB,在对比结构当中面对低频量抵抗能力最强;文献[7]受益于其更高的阶数, v' 对于低频的输出增益为 -75 dB,但 qv' 输出仍不够理想;改进后的 SOGI 结构 v' 增益为 -50 dB, qv' 增益为 -147 dB,兼顾低频与高频增益,抗干扰能力更强。

2) 改进型 SOGI-PLL

通过对于 SOGI 的改进,增大了低频段的抑制能力,但却降低了反应速度。PI 控制器相对 P 控制器应对低频段的干扰有着更好的抵抗能力,而当系统有着频率较高扰动时,抑制效果基本相同。因此在保证检测效果的前提下为加快系统响应速度,同时减小设计难度,将传统 SOGI-PLL 结构中的 PI 控制器换为 P 控制器。其结构如图 9 所示。

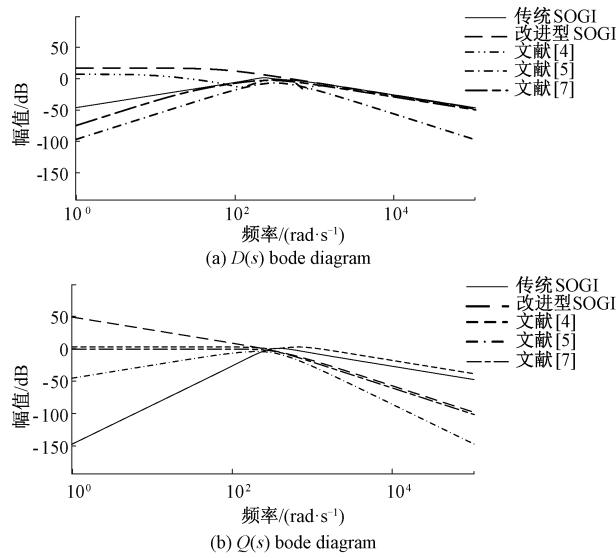


图 8 各结构对比波特图

Fig. 8 Porter diagram of each structures

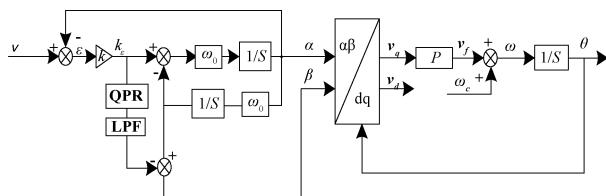


图 9 改进的 SOGI-PLL 结构图

Fig. 9 Improved SOGI-PLL structure diagram

1.2 低通滤波环节改进

在传统 $i_p - i_q$ 谐波电流检测方法中, LPF 的参数会直接影响检测效果^[11-12]。其阶次和截止频率在滤波过程中会造成时延效应, 因此它的响应速度和滤波效果是矛盾的^[13-15]。

相比之下, 卡尔曼滤波器具备简单的结构、高效的计算和低存储需求等特点, 并且具备实现预测功能的能力。因此, 将低通滤波器与卡尔曼滤波器串联使用, 以提高谐波检测的性能。

1) 低通滤波器选择

Butterworth 滤波器应用广泛, 在信号处理和控制系统等领域具有重要的应用价值。其主要特点之一是能够实现平滑的频率响应, 使其能有效滤除不需要的成分。相比于众多低通滤波器, 有着更好的稳定性与快速性。图 10 为其不同阶数的幅频特性曲线图。

为兼顾良好的滤波效果和响应速度, 阶数选择二阶, 截止频率为 50 Hz。

该低通滤波器可用振幅的平方对频率的公式表示:

$$|H(\omega)|^2 = \frac{1}{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_c}\right)^2} = \frac{1}{1 + \epsilon^2 \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2} \quad (5)$$

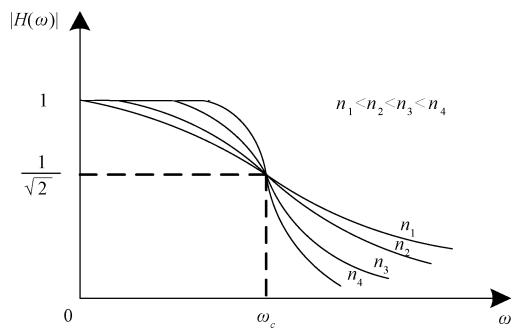


图 10 Butterworth 滤波器幅频特性曲线图

Fig. 10 Butterworth filter amplitude and frequency characteristic graph

其中, n 表示滤波器的阶数; ω_c 表示截止频率, 即当振幅下降为 -3 dB 时的频率; ω_p 表示通频带边缘频率。

将其写为传递函数的形式, 即为:

$$G_B(p) = \frac{1}{b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_{N-1} p^{N-1} + p^N} \quad (6)$$

$$p = \frac{s}{\omega_{Bc}} \quad (7)$$

2) 卡尔曼滤波器设计

卡尔曼滤波的过程主要为预测部分和更新部分, 也就是通过设定的预测方程以及得到的输入对下一时刻进行预测。

(1) 确定状态方程

i_p, i_q 为观测信号, 则有:

$$y(k) = \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{1n} \cos[(n-1)\omega t + \phi_{1n} - \phi] - \sqrt{3} \sum_{n=1}^{\infty} I_{2n} \cos[(n+1)\omega t + \phi_{2n} + \phi] + w(k) \quad (8)$$

式中: I_{1n} 和 I_{2n} 分别为 n 次谐波的幅值; ω 为基波频率; ϕ 为初始相位; ϕ_{1n} 和 ϕ_{2n} 为 n 次谐波相位; $w(k)$ 为噪声向量。

谐波为状态变量, 其由两个成分组成:

$$x_n = \begin{bmatrix} x_{2n-1} \\ x_{2n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_{1n} \cos[(n-1)\omega t + \phi_{1n} - \phi] \\ -I_{2n} \cos[(n+1)\omega t + \phi_{2n} + \phi] \\ -I_{2n} \cos[(n+1)\omega t + \phi_{2n} + \phi] \\ -I_{1n} \sin[(n-1)\omega t + \phi_{1n} - \phi] \end{bmatrix} \quad (9)$$

则状态方程为:

$$x(k+1) = Ax(k) + w(k) \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} x_{2n-1}(k+1) \\ x_{2n}(k+1) \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_{2n-1}(k) \\ x_{2n}(k) \end{bmatrix} + w(k) \quad (11)$$

其中, A 为系统矩阵, $w(k)$ 为噪声向量。

$$A = \begin{bmatrix} \cos(n\omega_0) & -\sin(n\omega_0) \\ \sin(n\omega_0) & \cos(n\omega_0) \end{bmatrix} \quad (12)$$

(2) 确定测量方程

谐波次数为 n 时, 测量方程为:

$$y_n(k) = \mathbf{H}_n \begin{bmatrix} x_{2n-1}(k) \\ x_{2n}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{w}(k) \quad (13)$$

式中: $\mathbf{H}_n = [1 \ 0]$; $\mathbf{w}(k)$ 为噪声向量。

(3) 卡尔曼递推过程

首先设定初值, 初始值取为:

$$\mathbf{x}(1|1) = [0 \ 0 \ \cdots \ 0]_{2n}^T \quad (14)$$

$$\mathbf{H} = [1 \ 0 \ \cdots \ 1 \ 0]_{2n}^T \quad (15)$$

$$\mathbf{P}(1|1) = 10I_{2n}^T \quad (16)$$

过程噪声方差 Q 和观测噪声方差 R 影响着系统的精度与速度, 因此它们的取值要综合考虑系统性能, 取 $Q = 2I_{2n}$, $R = 0.1$ 。

随后对状态变量进行预测, 即:

$$\mathbf{x}(k|k-1) = \mathbf{A}\mathbf{x}(k-1) \quad (17)$$

式中: $\mathbf{x}(k|k-1)$ 表示上一时刻的系统状态量。

然后, 预测误差协方差为:

$$\mathbf{P}(k|k-1) = \mathbf{A}\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{A}^T + \mathbf{Q} \quad (18)$$

式中: $\mathbf{P}(k|k-1)$ 为预测的系统误差协方差矩阵。

最后进行更新过程, 计算滤波增益, 优化状态变量估计与最小化协方差数值。

滤波增益为:

$$G(k) = \mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T[\mathbf{H}\mathbf{P}(k|k-1)\mathbf{H}^T + R]^{-1} \quad (19)$$

式中: \mathbf{H} 为观测矩阵。

状态变量为:

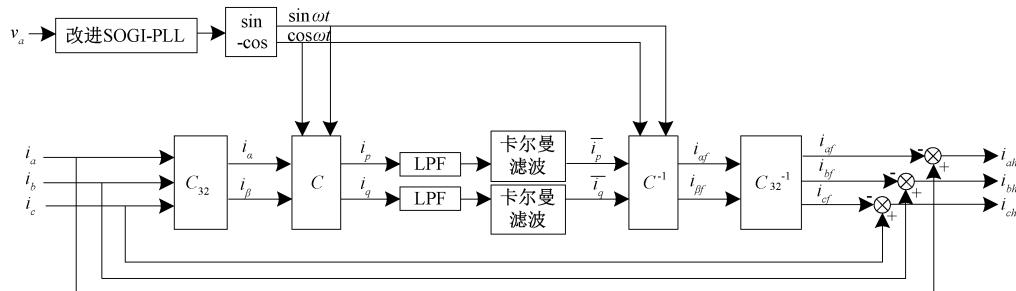


图 12 基于改进 i_p - i_q 理论的谐波检测方法框图

Fig. 12 Block diagram of the harmonic detection method based on the improved i_p - i_q theory

2 仿真分析

在 MATLAB/simulink 中进行了算法搭建, 以验证改进后的谐波检测方法的有效性与复杂电网情况下的可靠性。电源选择三相电源, $v = 220$ V, $f = 50$ Hz, 在 $0.2 \sim 0.4$ s 时刻 a 相电压突变为原来的 0.9 倍, $0.6 \sim 0.8$ s 时刻在系统内加入 0.2 倍电流的 7 次谐波, $1 \sim 1.2$ s 时刻加入 0.1 倍电压的直流分量, $1.4 \sim 1.6$ s 时刻频率突变为 60 Hz。

2.1 改进 SOGI-PLL 仿真

能否有效且快速的对频率相位进行锁定是锁相环的重要性能指标, 为验证对于锁相环改进的有效性, 同时选择文献[4]、[5]及[7]所提出的结构进行对照比较, 对其各

$$x(k) = \mathbf{x}(k|k-1) + G(k)[y(k) - \mathbf{H}\mathbf{x}(k|k-1)] \quad (20)$$

最小化协方差为:

$$P(k) = \{I - G(k)\mathbf{H}\}P(k-1) \quad (21)$$

卡尔曼滤波流程如图 11 所示。

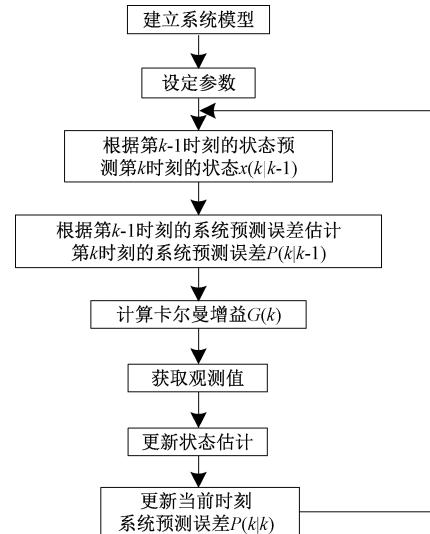


图 11 卡尔曼滤波流程图

Fig. 11 The Kalman filter flow chart

通过以上改进, 可以得到如图 12 所示的原理框图。

状态下锁定时间、恢复稳定时间以及超调量进行测量。

分别验证改进锁相环处于系统电压暂降状态、存在直流分量时和频率突变时的频率锁定能力, 仿真结果如图 13~15 所示。同时由仿真结果计算出如表 1 所示的波形信息。从表 1 与图 13(a)、图 14(a)及图 15(a)可以看出, 本文所提出的改进型 SOGI-PLL 在面对电网异常状况时, 波形的误差以及平稳性整体相较于改进前性能有所提升。由图 13(a)~(d)可知系统电压暂降时, 与其他对照相比, 改进结构有着较低的锁定时间及恢复时间, 可以更快速的锁定频率。在含直流分量时, 改进前锁相环持续震荡, 无法完成对于信号频率的锁定, 如图 14(b)所示, 虽然文献[4]能一定程度上减小影响但仍处于震荡状态, 而经过改进型 SOGI-PLL 锁定时间仅为 0.04 s, 相较于该方法节

省了 0.04 s, 同时超调量也是对比方法中最小的, 仅为 1.29%。当系统频率突然变动, 通过图 15(a)~15(d)可知

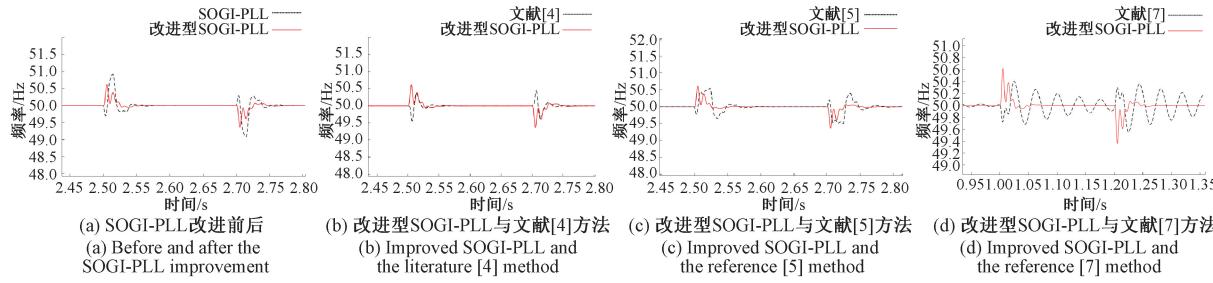


图 13 改进型 SOGI-PLL 电压暂降下仿真结果

Fig. 13 Simulation results of improved SOGI-PLL voltage drop

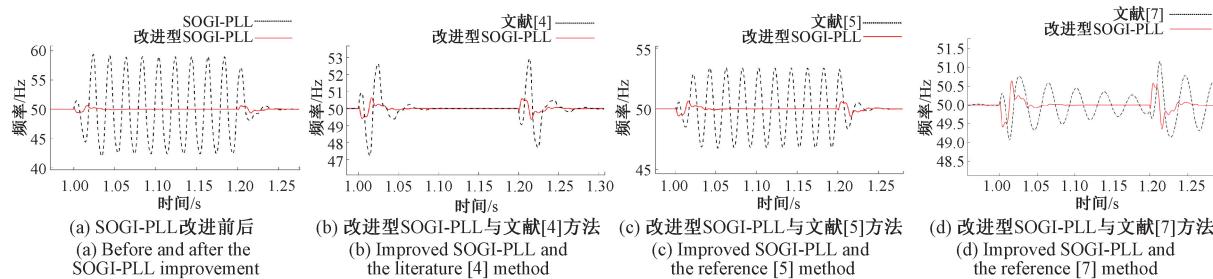


图 14 改进型 SOGI-PLL 含直流分量时仿真结果

Fig. 14 Simulation results for the modified SOGI-PLL with DC components

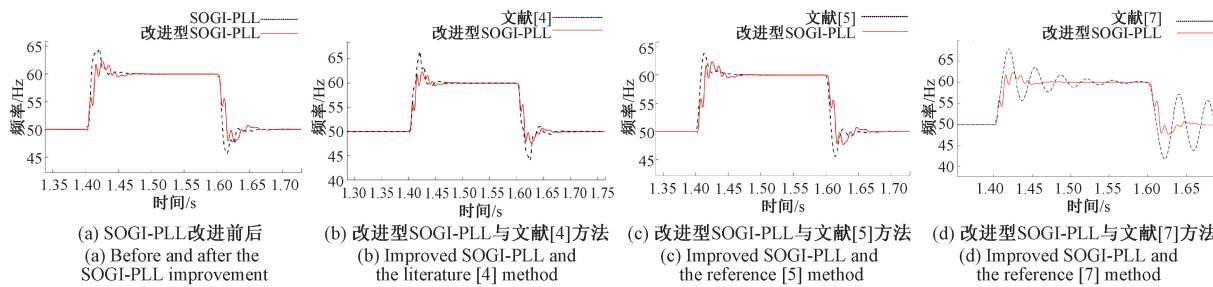


图 15 改进型 SOGI-PLL 频率突变时仿真结果

Fig. 15 Simulation results when modified SOGI-PLL frequency mutations

表 1 不同情况下各方法波形信息表

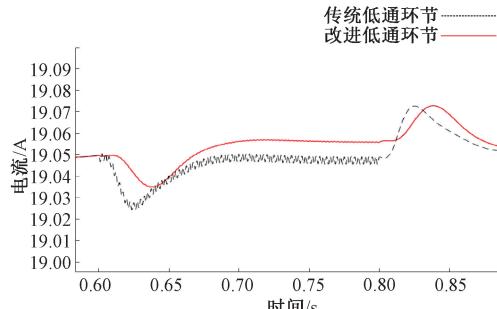
Table 1 The waveform information table of each method in different situations

情况	参数	传统 SOGI-PLL	改进型 SOGI-PLL	文献[4]	文献[5]	文献[7]
正常状态	锁定时间	0.121 s	0.130 s	0.129 s	0.135 s	0.2 s
	超调量	17.9%	9.96%	6.36%	17.9%	17.5%
电压暂降	锁定时间	0.050 s	0.055 s	0.060 s	0.100 s	0.19 s
	恢复时间	0.052 s	0.055 s	0.060 s	0.108 s	0.12 s
直流分量	超调量	2.00%	1.20%	0.7%	1.00%	0.8%
	锁定时间	—	0.04 s	0.105 s	—	0.19 s
频率突变	恢复时间	0.048 s	0.05 s	0.100 s	0.07 s	0.2 s
	超调量	18.8%	1.29%	5.4%	5.32%	1.4%
	锁定时间	0.075 s	0.072 s	0.070 s	0.065 s	0.17 s
	恢复时间	0.077 s	0.073 s	0.070 s	0.064 s	0.2 s
	超调量	6.67%	3.9%	10.0%	7.20%	11.7%

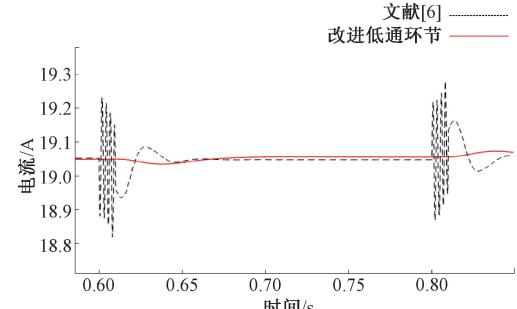
2.2 低通滤波环节改进仿真

瞬时无功检测方法中低通滤波环节起着达到过滤高频率(谐波成分)保留有功电流的作用,其性能好坏可由有功电流观测得出,因而选择通过有功电流波形及由其反变换

得到基波电流谐波畸变率(total harmonic distortion, THD)来验证对于低通滤波环节改进的效果,与文献[6]及传统低通滤波环节(选用截止频率为 50 Hz 的二阶 ButterWorth 滤波器)作为对照。仿真结果如图 16~17 所示。



(a) 低通滤波环节改进前后



(b) 改进的低通滤波环节与文献[6]方法

图 16 低通滤波环节改进前后的有功电流对比

Fig. 16 Comparison of the active current before and after the low-pass filtering link improvement

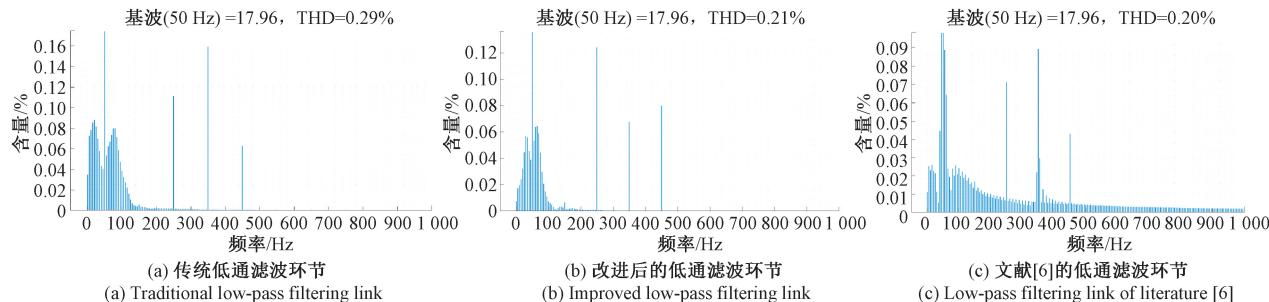


图 17 低通滤波环节改进前后基波电流 THD 对比

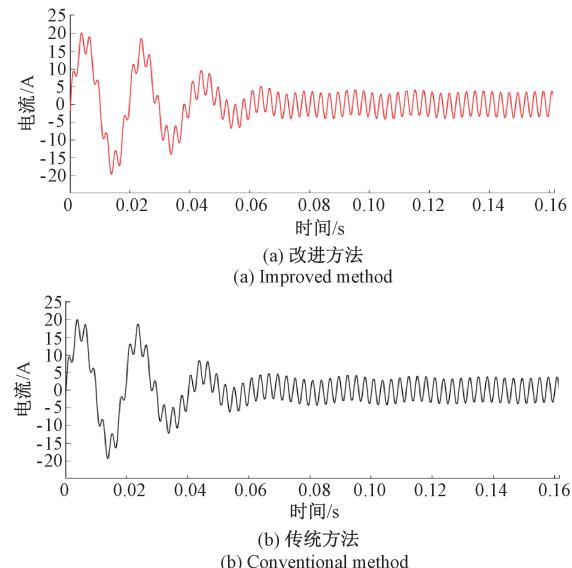
Fig. 17 Comparison of base wave current THD before and after low-pass filtering link improvement

通过图 16(a)和图 17 可以看出,以上检测方法在计算过程中获得的基波电流的 THD 值分别为 0.29%、0.21%、0.20%,相较于传统滤波环节,改进后得到的有功分量波形更加平稳,且改进后得到的基波电流畸变率更低,更接近真实值,提高了谐波检测的精度。低通滤波环节改进后所得到的直流分量波动更小,超调量更小。如图 16(b)所示,文献[6]使用更为简单平滑的滑动均值滤波器代替传统滤波环节,与之相比,改进后的低通滤波环节虽然滤波效果相差 0.01%,但前者由于滑动窗口限制有着明显延迟。

2.3 基于改进 i_p-i_q 理论的谐波检测方法仿真

检测出系统内所含谐波是谐波检测的最终目的,从其所计算出的基波电流畸变率可以验证精度,而测得谐波电流波形更是可以直观得出检测速度与稳定性等性能信息。因此将改进方法(基于改进 i_p-i_q 理论的谐波检测方法)与传统方法(传统 i_p-i_q 谐波电流检测方法)及使用文献[4]锁相环结构的传统谐波检测、文献[5-7]提出的改进型谐波检测方法进行对照,传统方法的 LPF 环节选择截止频率为 50 Hz 的二阶 ButterWorth 滤波器。以验证其在 7 次谐波

下检测电流的有效性。仿真结果如图 18 所示。并对于存在谐波情况下,电网状态异常时方法所得基波电流 THD 数值进行计算,其结果如表 2 所示。



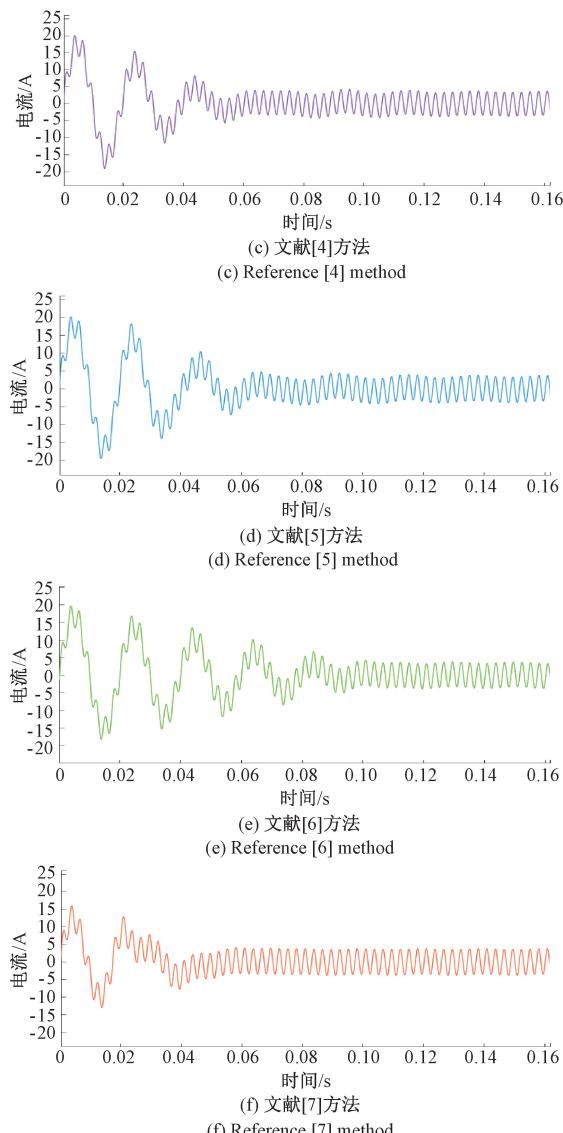


图 18 7 次谐波下测得谐波电流

Fig. 18 The harmonic current is measured under 7 harmonics

表 2 系统内存在谐波时面对异常状态下 THD 值

Table 2 THD value in the abnormal state when harmonics exist in the system

%
方法 仅含谐波 直流分量 电压暂降 频率突变

方法	仅含谐波	直流分量	电压暂降	频率突变	%
传统方法	0.29	8.63	2.37	7.76	
改进方法	0.20	0.51	2.14	7.67	
文献[4]	0.39	3.28	2.08	5.76	
文献[5]	0.26	1.55	2.55	8.84	
文献[6]	0.17	8.05	2.34	15.64	
文献[7]	0.70	0.57	3.82	5.29	

由表 2 可得,当电网状态正常,系统内存在谐波时,改进前后谐波检测精度提升明显,电流畸变率从 0.29% 减少至 0.20%。相较于文献[4]、[5]及[7],畸变率分别下降了

0.19%、0.06% 与 0.50%。从检测速度看,对比图 17(a)、(c)、(d)和(f)可知,改进方法到达稳定状态时间同传统方法及文献[4]与文献[5]几乎相同,但较文献[7]滞后约半个工频周期。同时如图 17(a)与(b),在系统电网状态异常状况下,改进后较传统方法均有提升,尤其当含有直流分量时,电流畸变率下降了 8.12%,极大的提高了谐波检测能力。

3 实验分析

在远宽半实物实时仿真实验平台上进行实验,以进一步验证新型谐波检测方法的有效性与正确性,基于图 12 所示的原理结构图对谐波检测测试系统进行搭建,如图 19 所示。将测试系统的主电路和控制算法通过 StarSim HIL 软件分别载入并运行于实时仿真器硬件与 DSP 当中。处理器型号为 ZYNQ-7100 SOC, 实时仿真器型号为 MT2100, 电网输入相电压为 220 V, 负载电阻 10 Ω。在 2.6~3.2 s 时间内加入 0.1 倍电流的谐波干扰,于上位机 AO 口中接入的示波器得到的实时波形如图 20 所示。

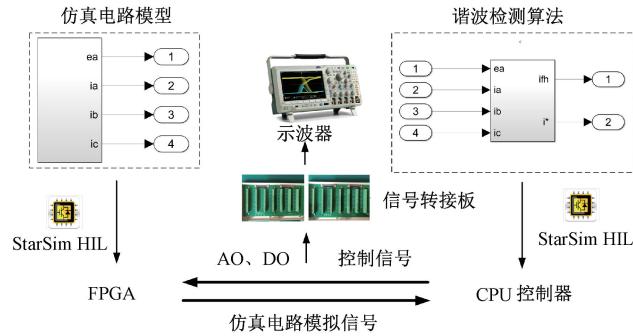
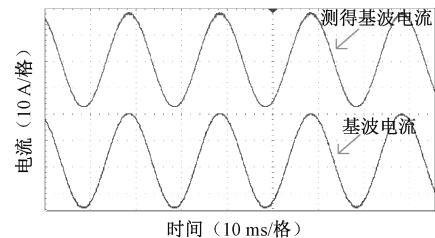
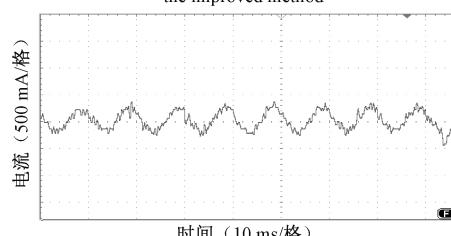


图 19 实验平台

Fig. 19 Experiment platform



(a) 改进方法得到的基波分量与实际基波分量波形图
(a) Waveform diagram of the fundamental wave component and the actual fundamental wave component obtained by the improved method



(b) 测得谐波与实际谐波差值波形图
(b) Waveform graph of the measured harmonic and the actual harmonic difference

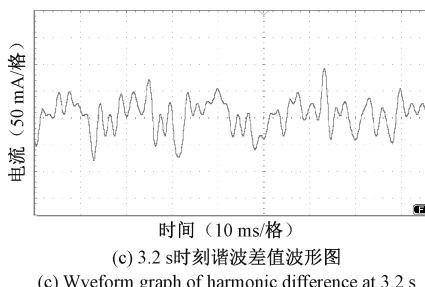


图 20 实验结果波形图

Fig. 20 Waveform plot of the experimental results

从图 20(a)、(b)中可以看出,当系统内出现谐波时,改进后的谐波检测方法能够快速准确的识别出基波电流,并测量出系统内的谐波,使其误差稳定在 $-0.25 \sim +0.25$ A 之间。同时在谐波消失时,从图 20(c)可知系统所受干扰较小,恢复快速,检测波动电流仅为 $-0.07 \sim +0.1$ A 之间。

4 結論

所提出的基于改进 i_p-i_q 理论的谐波检测方法,有效减少了直流分量导致的相位误差,优化了低通滤波环节,谐波检测精度提升显著。当电网状况无异常,改进型 SOGI-PLL 相较于传统 SOGI-PLL 频率锁定时间相近,超调量下降 7.95%,反应更加迅速,有着更好的暂态响应。改进的谐波检测方法其谐波检测精度相较于传统方法直流分量波形更平稳,恢复更加迅速,且测得的基波分量电流畸变率降低了 0.09%;当电网状况异常,改进型 SOGI-PLL 仍能有效的进行锁相,且锁定时间更短,超调量更小,克服了传统 SOGI-PLL 震荡无法锁定频率的问题,在直流分量下测得基波电流畸变率相较于传统方法降低了 8.12%;改进后的谐波检测方法当电网无异常状态,检测精度提升显著。通过仿真与近年相似文献比较,当含有直流分量时,本文提出的基于改进 i_p-i_q 理论的谐波检测方法精度更高。但当系统频率突然变化,谐波检测精度较差,有待继续提高完善。

经理论分析和仿真实验验证,该方法能应对电网复杂异常状况,且有效滤除直流分量带来的影响,相较于传统方法面临扰动时谐波检测精度更高,同时有着更好的反应速度,具有良好的稳态性能与动态性能。

参考文献

- [1] 唐求, 陈张青, 梁林, 等. 基于加窗随机解调架构的电网超谐波信号检测方法 [J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(2):263-271.
TANG Q, CHEN ZH Q, LIANG L, et al. Power grid superharmonic signal detection method based on window random demodulation architecture [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024,

[8] 余刚, 严坤, 王冬阳, 等. 改进的 i_p-i_q 谐波检测方法 [J]. E3S Web of Conferences, 2021, DOI: 10.1051/E3S/202124802045.

- [9] 周军, 厉运强, 类腾辉, 等. 形态滤波器结合 DSOGI-PLL 电压暂降检测法[J]. 电气自动化, 2023, 45(4): 91-93.
- ZHOU J, LI Y Q, LEI T H, et al. The form filter is combined with DSOGI-PLL voltage-drop detection method[J]. Electrical Automation, 2023, 45 (4): 91-93.
- [10] 孟浩, 丁黎明, 朱天顺, 等. 准比例谐振控制在有源电力滤波器中的应用[J]. 空天预警研究学报, 2022, 36(4):286-290.
- MENG H, DING L M, ZHU T SH, et al. Application of quasi-proportional resonant control in active power filters[J]. Journal of Space and Early Warning Research, 2022, 36(4): 286-290.
- [11] ADRIEN C, GREBENKOV D. Effects of target anisotropy on harmonic measure and mean first-passage time[J]. Journal of Physics A: Mathematical and Theoretical, 2023, 56(23), DOI:10.1088/1751-8121/ACD313.
- [12] CHEN C, WU X, BO Y M, et al. SARSA in extended Kalman filter for complex urban environments positioning[J]. International Journal of Systems Science, 2021, 52(14): 3044-3059.
- [13] XIAO H H, ZHENG L F, ZHANG D. Noise reduction of TBM big tunneling data by Butterworth filter[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2023, 2632(1):012029.
- [14] 周军, 李永祥, 任佳鹏. 基于 MEEMD 与 HT 的谐波检测方法[J]. 电力系统及其自动化学报, 2023, 35(6): 73-82.
- ZHOU J, LI Y X, REN J P. Harmonic detection method based on MEEMD and HT[J]. Journal of Electric Power System and Automation, 2023, 35(6): 73-82.
- [15] 王清亮, 应欣峰, 宋曦, 等. 基于 i_p-i_q 法的改进谐波电流检测方法[J]. 电子测量技术, 2022,45(6):72-78.
- WANG Q L, YING X F, SONG X, et al. Improved harmonic current detection method based on the i_p-i_q method [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(6): 72-78.

作者简介

朱朗日(通信作者),硕士研究生,主要研究方向为电力电子与电力传动。

E-mail:1421195600@qq.com

付光杰,博士,教授,主要研究方向为电力系统安全运行及其自动化、电力电子技术及应用和电力传动自动化系统。

赵永星,高级工程师,主要研究方向为电工理论与新技术。