

# 改进型卡尔曼滤波法的风电场谐波 电流检测及仿真分析

刘华<sup>1†</sup>, 张平<sup>1</sup>, 刘周斌<sup>2</sup>, 孙维真<sup>3</sup>

(1. 国网舟山供电公司, 浙江 舟山 316000; 2. 国网浙江省电力有限公司双创中心, 浙江 杭州 310051;  
3. 国网浙江省电力有限公司电力调度控制中心, 浙江 杭州 310007)

**摘要:**针对风电场谐波检测成本高、速度慢等问题,设计了一种基于改进型卡尔曼滤波的风电场谐波电流检测方法并进行了仿真实验与分析。先对风电场电网产生谐波的原因及谐波存在的特征进行了初步分析,然后利用 $\alpha\beta$ 变换对输入的电流信号进行处理,将离散对称三相电流信号转换为两个垂直的电流分量,最后结合SOGIQ结构和自适应估计对卡尔曼滤波进行改进,提高了系统的检测精度、响应速度和抗干扰能力,实现了对风电场谐波电流的识别与检测,该方案检测成本低,计算难度低,适合广泛应用。经过实验,本研究所设计的方案对风电场谐波电流的检测谐波畸变率低于3%。

**关键词:**卡尔曼滤波;自适应估计; $\alpha\beta$ 变换;谐波电流检测;SOGIQ结构

中图分类号: TP39

文献标识码: A

## Harmonic Current Detection and Simulation Analysis in Wind Farm Based on Improved Kalman Filter Method

LIU Hua<sup>1†</sup>, ZHANG Ping<sup>1</sup>, LIU Zhoubin<sup>2</sup>, SUN Weizhen<sup>3</sup>

(1. State Grid Zhoushan Power Supply Company, Zhoushan, Zhejiang 316000, China;

2. Innovation and Entrepreneurship Center, State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou, Zhejiang 310051, China;

3. Power Dispatching Control Center, State Grid Zhejiang Electric Power Co., Ltd., Hangzhou, Zhejiang 310007, China)

**Abstract:** In response to the high cost and slow speed of harmonic detection in wind farms, this study designed a wind farm harmonic current detection method based on improved Kalman filtering and conducted simulation experiments and analysis. This article first conducts a preliminary analysis of the causes and characteristics of harmonics generated in the wind farm power grid. The input current signal is processed using  $\alpha\beta$  transformation, and the discrete symmetric three-phase current signal is converted into two vertical current components. Finally, combined with SOGIQ structure and adaptive estimation, the Kalman filter is improved to improve the detection accuracy, response speed, and anti-interference ability of the system, the recognition and detection of harmonic currents in wind farms have been achieved. This scheme has low detection cost, low computational difficulty, and is suitable for widespread application. After experiments, the scheme designed by this research institute has a harmonic distortion rate of less than 3% for detecting harmonic currents in wind farms.

**Key words:** Kalman filtering; adaptive estimation;  $\alpha\beta$  transformation; harmonic current detection; SOGIQ structure

随着科技不断发展,能源的重要程度不断凸显,需求量也在逐步增加,风力发电作为发展最迅速的可再生能源,在电力产业中的使用也不断增多,与此同时,风电场的电能质量问题也引起广泛关注<sup>[1]</sup>。

风电场谐波检测是提高电能质量的重要手段,现有研究中,文献[2]建立了海上风电场数学模型,利用 Moore-Penrose 分析了海上风电场电缆运行状态,设计高压无源滤波器调整风电场谐波阻抗,该方案能有效实现对风电场谐波的调整,但抗干扰能力弱,易受到外界干扰;文献[3]采用果蝇算法分析了风电场输入信号,利用 BP 神经网络获得输入输出信号的映射关系,分析得到风电场谐波相关数据,该方法检测精度高,分析速度快,但计算成本较高;文献[4]分析了风电场谐波谐振放大机理,建立风电场电网模型,利用并联滤波器解决了风电场谐波谐振放大问题,该方法有效实现了对风电场谐波的治理,但仅针对部分海上风电场;国外研究中,文献[5]研究了含直驱风电机组的电网谐波谐振分析和谐波补偿问题,采用频率扫描和谐波谐振模式分析方法研究了谐波谐振的影响,采用无源滤波器显著降低了不同谐波阶数下的驱动点阻抗,该方法精度高,研究透彻,但仅针对电网电压前馈补偿的情况;文献[6]利用 PSCAD/EMTDC 仿真软件搭建了风电场系统模型,模拟计算分析了影响谐波特性的多种因素,解释了谐波幅值超限的问题,该方案研究较为深入,但未提出如何实现谐波检测。

针对这些问题,提出了一种改进型卡尔曼滤波法的风电场谐波电流检测方法,先分析了风电场中谐波的产生与特性,又利用  $\alpha\beta$  变换对输入信号进行初步处理,最后结合 SOGIQ 结构和自适应估计对卡尔曼滤波进行改进,实现了风电场的谐波电流检测。

## 1 风电场谐波的产生与特征

风电场电力并网模型如图 1 所示。

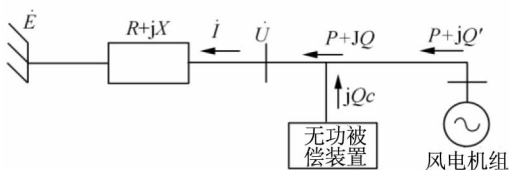


图 1 风电场电力并网模型

图 1 中,  $E$  为平衡点电压,  $U$  为风电场电力并

网点电压,  $R+jX$  为等效阻抗,  $P+JQ$  为并网点输出视在功率,  $P+JQ'$  为风电场视在功率<sup>[7]</sup>。由于流经负载的电流与风电场电压不呈线性关系,风电场电路出现谐波,一点上  $N$  台风电机组产生的  $h$  次谐波如式(1)所示:

$$I_h = \beta \sqrt{\sum_{i=1}^N \left(\frac{I_{hi}}{n_i}\right)^\beta} \quad (1)$$

式中,  $I_h$  为总谐波电流,  $I_{hi}$  为每个风电机的谐波电流,  $\beta$  为谐波指数<sup>[8]</sup>,  $\beta$  取值如表 1 所示:

表 1 谐波指数取值

谐波次数	谐波指数
$h < 5$	1.0
$5 \leq h \leq 10$	1.4
$h > 10$	2.0

## 2 基于 $\alpha\beta$ 变换建立风电场谐波电流状态方程

本研究先利用  $\alpha\beta$  变换对风电场谐波电流进行初步处理,建立风电场谐波电流状态方程,将风电场电网系统离散对称三相信号转换为两个互相垂直的电流分量。风电场系统的离散对称三相信号如式(2)所示:

$$\begin{cases} V_{ak} = I_1 \cos(\omega k \Delta T + \varphi_1) + \sigma_{ak} \\ V_{bk} = I_1 \cos(\omega k \Delta T + \varphi_1 - 2\pi/3) + \sigma_{bk} \\ V_{ck} = I_1 \cos(\omega k \Delta T + \varphi_1 + 2\pi/3) + \sigma_{ck} \end{cases} \quad (2)$$

式(2)中,  $I_1$  表示基波电流有效值,  $\omega$  表示角频率,  $k$  表示采样数量,  $\Delta T$  表示采样间隔,  $\varphi_1$  表示相位,  $\sigma$  表示干扰信号。 $\alpha\beta$  变换如式(3)所示:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha k} \\ V_{\beta k} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 2 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} \quad (3)$$

对式(2)进行式(3)的  $\alpha\beta$  变换可以得到式(4):

$$\begin{cases} V_{\alpha k} = I_1 \cos(\omega k \Delta T + \varphi_1) + \sigma_{\alpha k} \\ V_{\beta k} = I_1 \sin(\omega k \Delta T + \varphi_1) + \sigma_{\beta k} \end{cases} \quad (4)$$

根据式(4)得到复数形式的电流相量如式(5)所示:

$$V_k = V_{\alpha k} + jV_{\beta k} = I_1 e^{j(\omega k \Delta T + \varphi_1)} + \xi_k \quad (5)$$

式(5)中,  $\omega k \Delta T + \varphi_1$  表示基波电流的相角,  $\xi_k$  表示干扰分量。根据式(5)即可得到基波和  $m_1$  次谐波的  $\alpha\beta$  变换结果,如式(6)所示:

$$\begin{cases} I_1 + e^{j(\omega k \Delta T + \varphi_1)} + I_1 - e^{j(-\omega k \Delta T + \varphi_1)} & \text{基波} \\ I_{m_1} + e^{j(\omega k \Delta T + \varphi_{m_1})} + I_{m_1} - e^{j(-\omega k \Delta T + \varphi_{m_1})} & \text{谐波} \end{cases} \quad (6)$$

从干扰中谐波分离出来,得到电流相量如式(7)所示:

$$V_k = \sum_{i=1}^m [I_i + e^{j(\omega k \Delta T + \varphi_{i+})} + I_i - e^{j(-\omega k \Delta T + \varphi_{i-})}] + \xi_k \quad (7)$$

式(7)中,  $i = 1$  表示基波分量,  $i > 1$  表示谐波分量,  $i +$  表示正序分量,  $i -$  表示负序分量,  $\xi_k$  表示噪声干扰。假设  $D = e^{j\omega \Delta T}$ , 状态分量如式(8)所示:

$$\begin{cases} x_k^1 = I_1 + e^{j(\omega k \Delta T + \varphi_{1+})} \\ x_k^2 = I_1 - e^{j(-\omega k \Delta T + \varphi_{1-})} \\ x_k^3 = I_{m_1} + e^{j(\omega k \Delta T + \varphi_{m_1+})} \\ x_k^4 = I_{m_1} - e^{j(-\omega k \Delta T + \varphi_{m_1-})} \end{cases} \quad (8)$$

式(8)中,  $x_k^1$  表示基波的正序分量,  $x_k^2$  表示基波的负序分量,  $x_k^3$  表示谐波的正序分量,  $x_k^4$  表示谐波的负序分量, 状态方程如式(9)所示:

$$\begin{bmatrix} x_{k+1}^1 \\ x_{k+1}^2 \\ x_{k+1}^3 \\ x_{k+1}^4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D^{-1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D^{m_1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D^{-m_1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k^1 \\ x_k^2 \\ x_k^3 \\ x_k^4 \end{bmatrix} \quad (9)$$

设置不同的  $m_1$  的值,就能够得到谐波电流的正序分量和负序分量,相加即可得到谐波电流如式(10)所示:

$$V_k = x_k^1 + x_k^2 + x_k^3 + x_k^4 + \delta_k \quad (10)$$

式(10)中,  $\delta_k$  表示干扰分量,其中包括噪声信号和其他次谐波分量,根据式(10)可以得到测量模型如式(11)所示:

$$y_k = V_k = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_k^1 \\ x_k^2 \\ x_k^3 \\ x_k^4 \end{bmatrix} + \delta_k \quad (11)$$

式(11)中,  $y_k$  即为测量模型。通过上述方法对风电场三相信号进行  $\alpha\beta$  变换,即可将其转化为两个垂直分量,便于后续进行卡尔曼滤波实现风电场的谐波电流检测。

### 3 基于改进型卡尔曼滤波的风电场谐波电流检测方法

本研究利用卡尔曼滤波对风电场电网进行谐波电流检测,为了提高检测时的响应速度、稳定性和检测精度,在检测系统中加入 SOGIQ 结构和自适应估计算法对卡尔曼滤波进行改进。

在系统中加入 SOGIQ 结构能够提高风电场

电网信号的跟踪效率,输入信号经过 SOGIQ 结构会产生两个输出,分别是和原信号相同的输出信号及大小与原信号相同但相位角后移  $90^\circ$  的输出信号, SOGIQ 传递函数如式(12)所示:

$$\begin{cases} D(s) = \frac{U'(s)}{U(s)} = \frac{K\omega_0 s}{s^2 + K\omega_0 s + \omega_0^2} \\ Q(s) = \frac{\Delta U'(s)}{U(s)} = \frac{K\omega_0^2}{s^2 + K\omega_0 s + \omega_0^2} \end{cases} \quad (12)$$

式(12)中,  $D(s)$  表示带通滤波器,  $Q(s)$  表示低通滤波器,  $U$  表示输入信号,  $U'$  表示与输入相同的输出信号,  $\Delta U'$  表示相位后移  $90^\circ$  的输出信号,  $K$  表示阻尼系数,  $K = 1.414$ ,  $\omega_0$  表示谐振频率。

由于 SOGIQ 易受到直流信号及高频谐波信号的干扰,需对其进行改进,改进后的 SOGIQ 结构如图 2 所示:

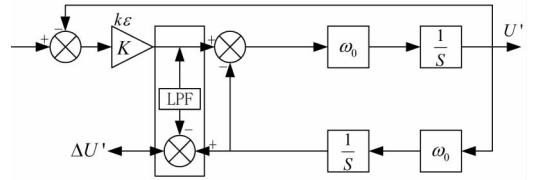


图 2 改进 SOGIQ 结构

图 2 中在原有的 SOGIQ 结构上添加了一个 LPF 滤波器,用来去除直流信号和高次谐波, LPF 滤波传递函数如式(13)所示:

$$G_{LPF}(s) = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (13)$$

式(13)中,  $\tau$  由 LPF 的截止频率决定,截止频率为 50 Hz,根据式(12)和式(13)可以得到改进后的 SOGIQ 结构传递函数如式(14)、(15)所示:

$$D(s) = \frac{U'(s)}{U(s)} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + K\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (14)$$

$$Q(s) = \frac{\Delta U'(s)}{U(s)} = \frac{k(\tau\omega_0^2 s - s^2)}{(s^2 + K\omega_0 s + \omega_0^2)(1 + \tau s)} \quad (15)$$

式(15)中,  $\omega$  为实际基波频率,  $K$  为阻尼系数。经过 SOGIQ 结构处理后,即可对信号进行卡尔曼滤波,实现对风电场的谐波电流检测。

卡尔曼滤波的本质是线性最小方差估计,假设随机线性离散系统的  $n$  维状态向量  $X_k$  如式(16)所示:

$$X_k = \Phi_{k,k-1} X_{k-1} + \Gamma_{k,k-1} W_{k-1} \quad (16)$$

式(16)中,  $\Phi_{k,k-1}$  为状态转移矩阵,  $\Gamma_{k,k-1}$  为噪声输入矩阵,  $W_{k-1}$  为过程噪声序列。  $m$  维观测序列  $Z_k$  如式(17)所示:

$$Z_k = H_k X_k + V_k \quad (17)$$

式(17)中,  $\mathbf{H}_k$  为观测矩阵,  $V_k$  为观测噪声序列。卡尔曼滤波方程如式(18)所示:

$$\begin{cases} \hat{X}_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} \hat{X}_{k-1} \\ \hat{X}_k = \hat{X}_{k,k-1} + K_k (Z_k - \mathbf{H}_k \hat{X}_{k,k-1}) \\ K_k = P_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T [\mathbf{H}_k P_{k,k-1} \mathbf{H}_k^T + R_k]^{-1} \\ P_{k,k-1} = \Phi_{k,k-1} P_{k-1} \Phi_{k,k-1}^T + \Gamma_{k,k-1} Q_{k-1} \Gamma_{k,k-1}^T \\ P_k = [I - K_k \mathbf{H}_k] P_{k,k-1} \\ K_k = P_k \mathbf{H}_k^T R_k^{-1} \end{cases} \quad (18)$$

式(18)中,  $R$  为系统观测噪声,  $Q$  为噪声方差阵。向卡尔曼滤波方程输入  $\hat{X}_0$  和  $P_0$ , 得到  $k$  时的观测值  $Z_k$ , 即可得到  $k$  时的状态估计  $\hat{X}_k$ , 其中  $k = 1, 2, \dots$ 。

为了保障不同电流情况下卡尔曼滤波的参数一致, 对输入电流进行归一化处理。将谐波较大的谐波次数  $a$ 、 $b$  的正序分量定位状态变量, 得到状态转移矩阵  $\Phi$  如式(19)所示:

$$\Phi = \begin{bmatrix} D & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & D^{-1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & D^a & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & D^{-a} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & D^b & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & D^{-b} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式(19)中,  $D = e^{j\omega\Delta T}$ ,  $\omega = 2\pi f$ 。噪声输入矩阵  $\Gamma$  的值为单位矩阵  $\mathbf{I}$ , 系统观测噪声  $R = 0.01$ , 初始值  $P_0 = 100\mathbf{I}$ ,  $\hat{X}_0 = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$ ,  $Q_0 = 0$ 。

为了保证在外界干扰大的情况下, 系统仍旧能够通过  $Q$  反映实际存在的噪声, 本研究采用自适应估计对  $Q$  进行估计, 实现对卡尔曼滤波的改进, 提高系统的整体稳定性、精度和响应速度。 $k$  时的整体误差如式(20)所示:

$$\hat{W}(k) = \hat{X}_k - \hat{X}_{k,k-1} = K_k [Z_k - \mathbf{H}_k \hat{X}_{k,k-1}] \quad (20)$$

式(20)中  $\hat{W}(k)$  为一个向量, 利用其各个分量的均方平均值能够计算噪声方差阵  $Q$ , 均方平均值如式(21)所示:

$$p_k = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\hat{W}_i(k)|^2 \quad (21)$$

式(21)中,  $p_k$  即为均方平均值,  $n$  表示模型的阶数, 根据式(21)得到噪声方差阵  $Q$  如式(22):

$$Q_k = p_k \mathbf{I} \quad (22)$$

式(22)中,  $\mathbf{I}$  表示单位矩阵。当环境状况等较为平稳时, 对噪声方差阵  $Q$  的估计值有可能偏小, 对其设置最小值  $b$ , 当  $p_k < b$  时,  $Q_k = b\mathbf{I}$ ,  $b =$

0.002, 这样, 就能有效防止卡尔曼滤波发散<sup>[8]</sup>。

最后, 对卡尔曼滤波结果进行  $\alpha\beta$  反变换, 如式(23)所示:

$$\begin{bmatrix} V_{ak} \\ V_{bk} \\ V_{ck} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha k} \\ V_{\beta k} \end{bmatrix} \quad (23)$$

通过式(23)的  $\alpha\beta$  反变换即可得到风电场谐波电流分量, 实现对风电场的谐波电流检测。

## 4 实验结果与分析

为了验证本研究所设计的改进型卡尔曼滤波法的风电场谐波电流检测方法是否有效, 利用 MATLAB 进行仿真实验, 实验架构如图 3 所示。

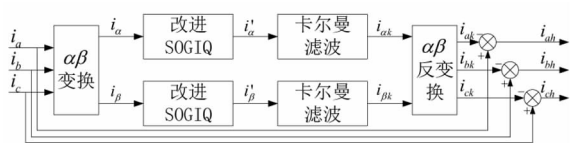


图 3 风电场谐波电流检测实验架构

向图 3 的实验架构中输入信号, 其中包括基波电流信号的正序分量和负序分量、5 次谐波电流信号的正序分量和负序分量、7 次谐波电流正序分量和负序分量以及 30 dB 噪声, 各个输入信号的幅值如表 4 所示。

表 2 输入信号幅值

输入信号	$i_{1+}$	$i_{1-}$	$i_{5+}$	$i_{5-}$	$i_{7+}$	$i_{7-}$
幅值/A	100	40	30	20	15	10

归一化后的风电场三相电流波形如图 4 所示。

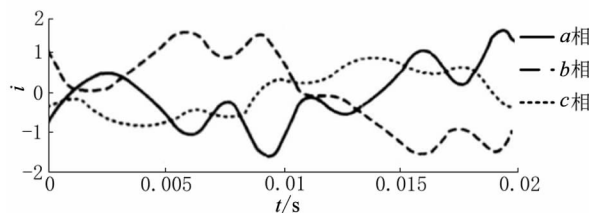


图 4 风电场三相电流波形

根据图 4 可以看出, 归一化后的电流数据变化幅度较小, 电流信号稳定在较小的区间内, 更方便后续处理。对图 4 的电流数据使用本研究所改进的卡尔曼滤波进行检测, 得到  $a$  相谐波电流的检测值, 与理论值对比绘制成图像如图 5 所示:

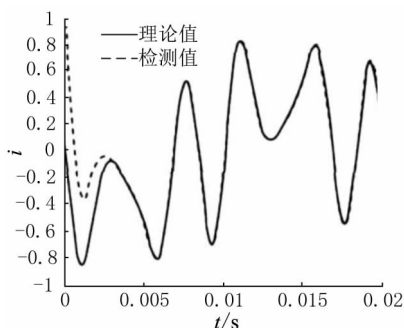


图5 a相谐波电流检测结果

根据图5可以看出,4 ms前由于预测具有延迟,谐波电流检测结果有部分偏差,4 ms后能够得到较为准确的检测值。

为了进一步验证本研究所设计的改进方案能否有效提高卡尔曼滤波对风电场谐波电流检测的使用性能,在输入电流信号中加入阻感负载,采用未改进的卡尔曼滤波法及加入SOGIQ结构和自适应估计的卡尔曼滤波法对其进行谐波电流检测,原始卡尔曼滤波谐波电流检测结果如图6所示。

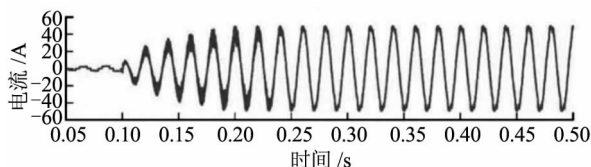


图6 原始卡尔曼滤波谐波电流检测

根据图6可以看出,未经改进的卡尔曼滤波谐波电流检测方法在加入阻感负载时的调节时间为0.25 s。改进后的卡尔曼滤波检测结果如图7所示。

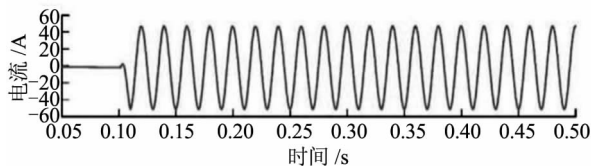


图7 改进卡尔曼滤波谐波电流检测

根据图7可以看出,加入SOGIQ结构和自适应估计改进后的卡尔曼滤波谐波电流检测在加入阻感负载时的调节时间为0.11 s。改进后的卡尔曼滤波进行谐波电流检测时调节时间明显更短,响应速度更快,检测效率高。

引入谐波畸变率(Total Harmonics Distortion, THD)对谐波电流检测算法进行评定,THD计算如式(24)所示:

$$\text{THD} = \frac{I_H}{I_1} \times 100\% \quad (24)$$

式(24)中, $I_H$ 表示谐波电流, $I_1$ 表示基波电流。根据式(24)求出改进前后卡尔曼滤波谐波电流检测的THD如表3所示。

表3 谐波畸变率对比

负载	THD/%	
	卡尔曼滤波	改进卡尔曼滤波
阻性负载	12.16	2.67
阻感负载	14.82	2.77
阻容负载	11.89	2.61

根据表3可以看出,改进后的卡尔曼滤波谐波电流检测的谐波畸变率远低于未经改进的卡尔曼滤波法,具有更好的稳定性,检测精度高。

综上所述,所设计的改进型卡尔曼滤波法的风电场谐波电流检测方案能有效实现风电场的谐波电流检测,响应速度快,检测准确度高,抗干扰能力强。

## 5 结论

设计了一种基于改进型卡尔曼滤波的风电场谐波电流检测方法,先分析了风电场中谐波出现的原因及其特征;再利用 $\alpha\beta$ 变换将风电场输出的三相电流信号转变成为两个相互垂直的电流分量,建立了风电场谐波电流状态方程;最后结合自适应估计和SOGIQ结构对卡尔曼滤波进行改进,提高滤波的稳定性,再对滤波结果进行 $\alpha\beta$ 反变换,输出风电场谐波电流分量,实现对风电场谐波电流的检测。该方法抗干扰能力强,精度高,但检测过程中有部分延时的情况出现,后续需进行深入研究,减少延时,进一步提高系统检测的准确度。

## 参考文献

- [1] 熊敏,杨洪耕.基于改进协方差特性的永磁直驱风电场谐波发射水平评估[J].电工技术学报,2020,35(3):603-611.
- [2] 马智泉,李培,徐群伟,等.海上风电场谐波异常的调查与试验分析[J].电网技术,2022,46(8):2928-2941.
- [3] 雷蕾,张新燕,孙珂.基于改进KMC-BP神经网络的风电场谐波特性研究[J].水电能源科学,2021,39(12):210-213.
- [4] 徐政,金观秋,李斯迅,等.海上风电场交流并网谐波谐振放大机理分析与治理[J].电力系统自动化,2021,45(21):85-91.
- [5] ASHKAN B, MOHSEN R. Mathematical representation of harmonic resonance phenomenon and harmonic compensation in PMSG based wind farms under feedforward compensation of the grid voltages[J]. Sustainable Energy Technologies and Assessments, 2023, 57: 103162.
- [6] LI J Y, YANG J J, SHI Z H, et al. The harmonic characteristics analysis of offshore wind farms transmitted by the submarine cable based on time domain simulation[J]. Journal of Physics: Conference Series, 2021, 1871(1): 012009.
- [7] 崔永林,席燕辉,张小东.基于自适应卡尔曼滤波残差分析的谐波检测[J].电力系统保护与控制,2019,47(24):92-100.
- [8] 张泽峰,刘君,李岩松,等.基于卡尔曼滤波结合锁相环的OCT谐波测量方法[J].电测与仪表,2017,54(16):83-88+116.