

DOI: 10.7667/PSPC170051

## 基于正交滤波函数的快速窄带滤波算法

王艳, 郝良霞, 刘美岑, 焦彦军

(华北电力大学电气与电子工程学院, 河北 保定 071003)

**摘要:** 在分析窄带滤波算法的基波提取能力和响应时延特性的基础上, 结合正交滤波算法的滤波性能, 提出了一种基于正交滤波函数的提取基波分量的快速窄带滤波算法。采用两个与数据窗长有关的三角函数作为正交滤波函数, 求得其不同数据窗长下相量的实虚部, 推导得到各数据窗长下窄带滤波器初值的计算式, 从而求得窄带滤波器初值, 缩短其响应时延。该滤波算法滤波效果好, 响应速度快, 能够大大提高电网保护和控制系统的快速性。

**关键词:** 窄带滤波; 正交滤波器; 初值; 响应时间

### Fast narrow-band filtering algorithm based on orthogonal filter functions

WANG Yan, HAO Liangxia, LIU Meicen, JAO Yanjun

(School of Electrical and Electronic Engineering, North China Electric Power University, Baoding 071003, China)

**Abstract:** Based on the analysis of the ability to extract fundamental wave and the response time delay characteristics of narrow-band filtering algorithm, and combined with the filtering performance of orthogonal filter algorithm, a fast narrow-band filtering algorithm based on orthogonal filter functions is proposed to extract the fundamental component. Two trigonometric functions related with the length of data window are adopted as orthogonal filter functions, and the real and imaginary parts of phasors in their different data window lengths are obtained. The calculation formula of narrow-band filter initial value in each data window length is derived, thereby seeking the initial value of narrow-band filter to shorten the response time delay. The filtering algorithm has good filtering effect and fast response time, and can greatly improve the rapidity of electrical protection and control systems.

This work is supported by National Natural Science Youth Foundation of China (No. 51307059) and Fundamental Research Funds for the Central Universities (No. 2016MS90).

**Key words:** narrow-band filtering; orthogonal filters; initial value; response time

## 0 引言

电力系统保护与控制中, 信号分析与处理多是基于基波分量的, 而故障暂态信号除了包含基频分量外, 还存在衰减非周期分量和各高次谐波分量, 在特高压输电线路的故障暂态信号中, 除上述分量外还含有低频分量, 故从故障暂态信号中进行基频分量的提取尤为重要<sup>[1-2]</sup>。常见的提取基波分量算法如下: 由幅频特性可知, 全波傅氏算法<sup>[3-5]</sup>可以完全滤除恒定的直流分量和各整次谐波, 被广泛应用于微机保护中, 但因其需等待一个周期数据窗长才能进行相量计算, 不能满足继电保护快速性的要求。

半波傅氏算法<sup>[6-7]</sup>虽然比全波傅氏算法缩短了半个周期, 但其对包含直流分量在内的各偶次谐波均无滤除作用, 导致滤波时其时间响应出现较大波动。最小二乘算法<sup>[8-9]</sup>与卡尔曼滤波算法<sup>[10-13]</sup>都是在最小均方条件下给出信号最佳估计的一类算法。最小二乘算法在应用中的主要问题是如何选择算法低噪声模型, 算法在不同噪声模型下的滤波性能是不一样的, 其估计精度与实际系统的暂态过程特点有关, 而传统最小二乘算法只能使用固定的模型, 无法与之匹配, 误差较大<sup>[14]</sup>。卡尔曼滤波算法适用于线性系统, 其计算精度受到噪声统计特性的影响, 而电力系统发生故障时的系统大部分是非线性的, 故障信号模型复杂, 难以准确计算其统计特性, 导致卡尔曼滤波器的收敛精度降低。另外, 国内外众多研究者不断对超高速的滤波算法进行研究, 还提出了

**基金项目:** 国家自然科学基金青年基金资助项目(51307059); 中共高校基本科研业务费专项资金资助(2016MS90)

小矢量算法等短窗滤波算法<sup>[15]</sup>，由于数据窗太短，其计算精度受衰减非周期分量及高频分量的影响。

本文在分析窄带滤波算法提取基频分量的能力及其响应时间特性的基础上，结合低次谐波和高次谐波对正交滤波算法的影响，提出利用正交滤波算法计算窄带滤波器初值以缩短窄带滤波算法的响应时延，以保证保护与控制对故障的快速响应。

## 1 窄带滤波算法

窄带滤波算法是从基波频率出发，利用零极点设置法设计出来的一种适用于提取电网基波信号的数字滤波算法<sup>[16]</sup>。

### 1.1 窄带滤波器

保留基波频率 50 Hz，即  $\omega_p = 2\pi \times 50$ ，得极点  $Ae^{\pm j\omega_p T_s}$ ；同时令幅频特性分别在低高频  $\omega T_s = 0、\pi$  处截止，得零点  $e^{j0} = 1$  和  $e^{j\pi} = -1$ 。由  $z$  平面零-极点得到该窄带数字滤波器的传递函数为

$$H(z) = \frac{(1-z^{-1})(1+z^{-1})}{(1-Ae^{j\omega_p T_s} z^{-1})(1-Ae^{-j\omega_p T_s} z^{-1})} = \frac{1-z^{-2}}{1-2A\cos(\omega_p T_s)z^{-1}+A^2z^{-2}} = \frac{Y_z}{X_z} \quad (1)$$

将窄带滤波器的传递函数转换为差分方程式。

$$y(n+2) = x(n+2) - x(n) + By(n+1) - Cy(n) \quad (2)$$

式中： $B = 2A\cos(\omega_p T_s)$ ； $C = A^2$ ； $A = 2 - \cos(\Delta\omega T_s) - [\cos^2(\Delta\omega T_s) - 4\cos(\Delta\omega T_s) + 3]^{1/2}$ ； $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$ ； $\Delta f$  为中心频率与  $1/\sqrt{2}$  倍最大幅值点处频率偏离值； $T_s = 0.02/N$  为采样间隔， $N$  为每周波采样点数。

图 1 为采样频率为 4.8 kHz 时窄带滤波器的幅频特性，其中  $K$  是 50 Hz 对应的幅值。由图 1 可见该窄带滤波器能够完全滤除直流分量，对非整数低次谐波和各高次谐波均有较好的抑制作用。

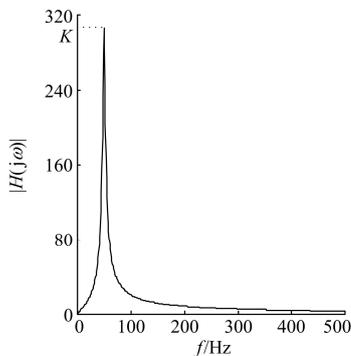


图 1 窄带滤波器的幅频特性

Fig. 1 Amplitude-frequency characteristics of the narrow-band filter

### 1.2 $\Delta f$ 的选取

由图 2 可见，窄带滤波器的滤波效果与  $\Delta f$  密切相关， $\Delta f$  越小，窄带滤波器滤波效果越好。而  $\Delta f$  的大小取决于品质因数  $Q$ ， $Q = \omega_p / (2 \times \Delta\omega)$ 。但在实际应用中，不能选择过高的品质因数，因为品质因数高则对频率选择性强，而实际电网频率也是存在波动的，如果存在频率偏移，则会严重影响滤波输出结果；同时品质因数高往往滤波延时也大(见本文 1.3 节)，所以品质因数实际选择需要适中恰当。在典型的应用中  $Q$  的变化范围从 1 到 10，故本文令  $Q=10$ ，即取  $\Delta f = 2.5$  Hz。

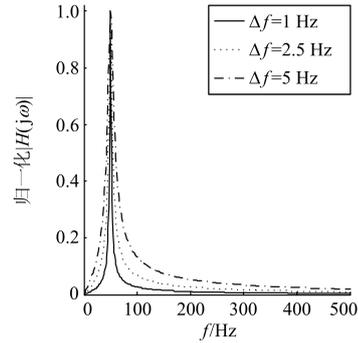


图 2 归一化的幅频特性

Fig. 2 Normalized amplitude-frequency characteristics

### 1.3 窄带滤波器的响应时间

衡量数字滤波器性能的指标主要包括：幅频特性、响应时延和计算量。由图 1 可见窄带滤波器幅频特性良好，计算量也完全可以由现在急速发展的硬件设备来满足，只需考虑窄带滤波器的响应时延。

由式(2)知窄带滤波器的滤波过程是一个递推计算的过程，方程的求解需用初值来启动，该过程是三个采样时刻的反馈过程，其本身的计算时间窗很短。但当不考虑计算初值(即令  $y(1) = y(2) = 0$ )时，由于窄带滤波器通频带较窄，其暂态时延较长，如图 3 所示，且  $\Delta f$  越小，时延越长。然而若使初始状

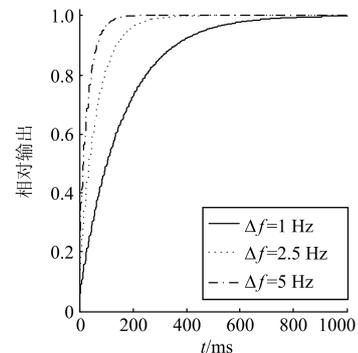


图 3 初值为零时窄带滤波器的响应时间

Fig. 3 Response time of the narrow-band filter when its initial value is zero

态的初值理想地等于基频分量在此刻的输出值, 则窄带滤波器无暂态时延, 直接进入稳定状态。可见, 滤波器初值设置影响窄带滤波器在启动时的响应延时。\$y(1)\$ 和 \$y(2)\$ 的值越接近输出的稳定值, 滤波器的响应时延就越短。由此可知, 要缩短窄带滤波器的响应时间, 对差分方程式(2)求解初值的计算至关重要。

## 2 正交滤波函数求取窄带滤波器初值

### 2.1 正交滤波器

文献[17-18]指出, 正交滤波器以与数据窗长度相关的三角函数作正交滤波函数。用 \$x(\tau)\$ 表示输入信号, \$T\_w\$ 表示数据窗长度, 如果不计衰减非周期分量的影响, 在 \$t\$ 时刻, 求取输入信号相量实、虚部的滤波函数的系数分别为

$$F_s(t) = \sin \omega_p \left( \tau - t + \frac{T_w}{2} \right) \quad (3)$$

$$F_c(t) = \cos \omega_p \left( \tau - t + \frac{T_w}{2} \right) \quad (4)$$

式中, \$\tau \in [t - T\_w, t]\$。

如果考虑衰减非周期分量的影响时, 滤波函数的系数分别为

$$\begin{aligned} F_{sDC}(t) &= F_s(t) \\ F_{cDC}(t) &= \cos \omega_p \left( \tau - t + \frac{T_w}{2} \right) - \\ &= \frac{1}{T_w} \int_{t-T_w}^t \cos \omega_p \left( \tau - t + \frac{T_w}{2} \right) d\tau = \\ &= \cos \omega_p \left( \tau - t + \frac{T_w}{2} \right) - 2 \sin \left( \frac{\omega_p T_w}{2} \right) / (\omega_p T_w) \end{aligned} \quad (5)$$

为了获取数据窗内均方差最小的相量计算结果, 在不计衰减非周期分量影响的情况下, 得滤波函数:

$$X_s(t) = \frac{\int_{t-T_w}^t x(\tau) F_s(t) d\tau}{\int_{t-T_w}^t F_s^2(t) d\tau} \quad (6)$$

$$X_c(t) = \frac{\int_{t-T_w}^t x(\tau) F_c(t) d\tau}{\int_{t-T_w}^t F_c^2(t) d\tau} \quad (7)$$

如果考虑衰减非周期分量的影响的情况下, 得滤波函数:

$$\begin{aligned} X_{sDC}(t) &= X_s(t) \\ X_{cDC}(t) &= \frac{\int_{t-T_w}^t x(\tau) F_{cDC}(t) d\tau}{\int_{t-T_w}^t \cos \omega_p \left( \tau - t + \frac{T_w}{2} \right) F_{cDC}(t) d\tau} \end{aligned} \quad (8)$$

在整个频域中的任意数据窗内, 两个滤波函数都正交, 组成了一对正交滤波器。

工频一周波时间为 \$T=20\$ ms, 实际应用中习惯以 \$nT\$ 或 \$T/2^n\$ (\$n \ge 1\$ 的整数) 进行时间划分。考虑滤波过程的响应时延, 其数据窗长度 \$T\_w\$ 不宜过长; 考虑滤波精度, 其数据窗长度 \$T\_w\$ 不能太短。故本文给出数据窗长度 \$T\_w\$ 分别取 \$T/4\$、\$T/2\$、\$3T/4\$ 及 \$T\$ 时, 对应的正交滤波器的幅频特性见图 4(a)~图 4(d)。图中 \$H/H\_1\$ 为各频率对应幅值与基频下相应幅值的比值。

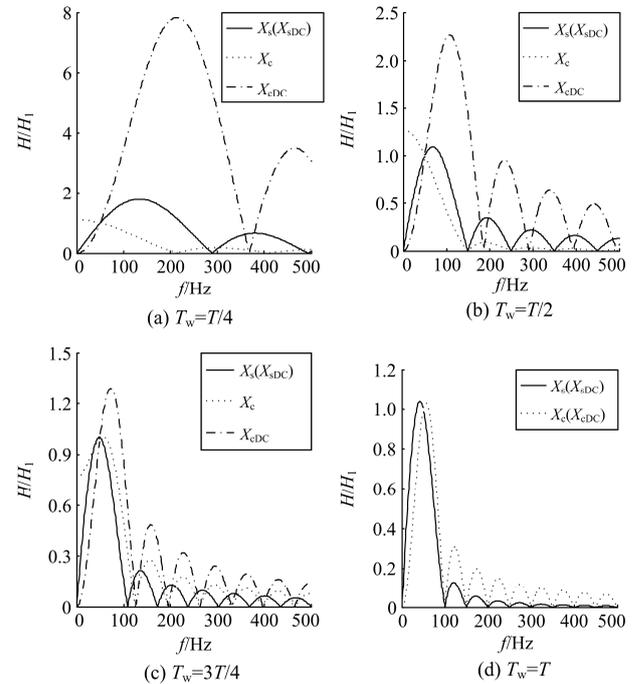


图 4 正交滤波器的幅频特性

Fig. 4 Amplitude-frequency characteristics of the orthogonal filters

由图 4 可见: 当衰减非周期分量的影响不被列入考虑范围时, 滤波器对低于基波频率的较低次谐波的抑制力较弱; 当衰减非周期分量的影响被列入考虑范围时, 滤波器对较低次谐波能起到较强的抑制作用, 但对高次谐波的抑制作用大大减弱。随着数据窗长的增加, 滤波器整体滤波效果变得越来越好。

### 2.2 窄带滤波器初值求取

由本文 1.3 节可知: 窄带滤波器初值越接近输出的稳定值, 响应时延就越短。而正交滤波算法的暂态响应较好, 数据窗长较短, 适于快速求取窄带滤波器初值。

基于逆向推导的思想, 在理想情况下, 已知输

入信号的初值,用不同数据窗长下滤波函数的计算结果,去拼凑输入信号的初值,从而推导出各数据窗长下由正交滤波函数求取窄带滤波算法初值的计算式。

以基频信号  $x(\tau) = \sin(\omega_p \tau + \varphi)$  作为输入信号,将其分别代入式(6)、式(7)和式(8),并令  $t = T_w$  得

$$X_s(T_w) = X_{sDC}(T_w) = \frac{\int_0^{T_w} x(\tau) F_s(T_w) d\tau}{\int_0^{T_w} F_s^2(T_w) d\tau} = \frac{\int_0^{T_w} \sin(\omega_p \tau + \varphi) \sin \omega_p (\tau - T_w + \frac{T_w}{2}) d\tau}{\int_0^{T_w} \sin^2 \omega_p (\tau - T_w + \frac{T_w}{2}) d\tau} = \cos(\frac{\omega_p T_w}{2} + \varphi) \quad (9)$$

$$X_c(T_w) = \frac{\int_0^{T_w} x(\tau) F_c(T_w) d\tau}{\int_0^{T_w} F_c^2(T_w) d\tau} = \sin(\frac{\omega_p T_w}{2} + \varphi) \quad (10)$$

$$X_{cDC}(T_w) = \frac{\int_0^{T_w} x(\tau) F_{cDC}(T_w) d\tau}{\int_0^{T_w} \cos \omega_p (\tau - T_w + \frac{T_w}{2}) F_{cDC}(T_w) d\tau} = \sin(\frac{\omega_p T_w}{2} + \varphi) \quad (11)$$

表 1 给出了  $T_w$  分别等于  $T/4$ 、 $T/2$ 、 $3T/4$  和  $T$  时滤波函数的计算结果。

基频输入信号  $x(\tau) = \sin(\omega_p \tau + \varphi)$  的初值为  $x(0) = \sin \varphi$ 。在  $T_w$  分别取  $T/4$ 、 $T/2$ 、 $3T/4$  和  $T$  时,根据表 1 的计算结果,其初值可分别由正交滤波函数做表 2 的相应运算得到。

表 1 不同数据窗长下滤波函数的计算结果

Table 1 Calculation results of the filter functions in different data window lengths

滤波函数	不同数据窗长下滤波函数的计算结果			
	$T_w = T/4$	$T_w = T/2$	$T_w = 3T/4$	$T_w = T$
$X_s(T_w) = X_{sDC}(T_w)$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cos \varphi - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \varphi$	$-\sin \varphi$	$-\frac{\sqrt{2}}{2} \cos \varphi - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \varphi$	$-\cos \varphi$
$X_c(T_w) = X_{cDC}(T_w)$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cos \varphi + \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \varphi$	$\cos \varphi$	$\frac{\sqrt{2}}{2} \cos \varphi - \frac{\sqrt{2}}{2} \sin \varphi$	$-\sin \varphi$

表 2 正交滤波函数求输入信号初值的计算式

Table 2 Calculation formulas of orthogonal filter functions seeking the initial value of the input signal

$T_w$	计算式
$\frac{T}{4}$	$\frac{-X_s(T_w) + X_c(T_w)}{\sqrt{2}}$ 或 $\frac{-X_{sDC}(T_w) + X_{cDC}(T_w)}{\sqrt{2}}$
$\frac{T}{2}$	$-X_s(T_w) = -X_{sDC}(T_w)$
$\frac{3T}{4}$	$\frac{-X_s(T_w) - X_c(T_w)}{\sqrt{2}}$ 或 $\frac{-X_{sDC}(T_w) - X_{cDC}(T_w)}{\sqrt{2}}$
$T$	$-X_c(T_w) = -X_{cDC}(T_w)$

图 5 为  $T_w$  分别取  $T/4$ 、 $T/2$ 、 $3T/4$  和  $T$  时,正交滤波器求初值计算式的幅频特性。

当  $T_w$  为  $T/4$  时,对比图 4(a)与图 5(a)可知,  $[-X_s(t) + X_c(t)]/\sqrt{2}$  能在一定程度上抑制低频分量,减小高次谐波分量的放大倍数;而  $[-X_{sDC}(t) + X_{cDC}(t)]/\sqrt{2}$  对低频分量抑制力较强,对高频分量虽仍具有放大作用,但其增益倍数明显减小。当  $T_w$  达到  $T/2$  时,由图 5(b)可见,  $-X_s(t)(-X_{sDC}(t))$  的幅频特性与半波傅氏算法的实

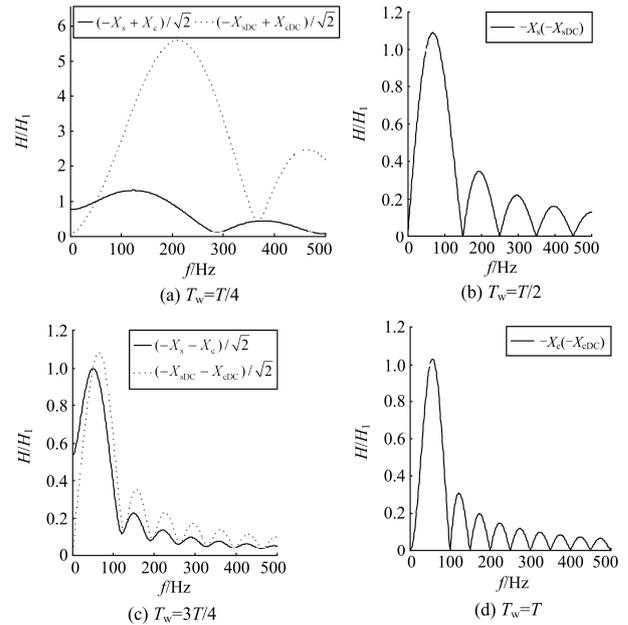


图 5 初值计算式的幅频特性

Fig. 5 Amplitude-frequency characteristics of the calculation formulas for the initial values

部幅频特性一样, 滤除了奇次谐波, 受衰减非周期分量影响小。当  $T_w$  为  $3T/4$  时, 由图 5(c) 可见,  $[-X_s(t) - X_c(t)]/\sqrt{2}$  对高次谐波分量抑制作用较强, 对衰减非周期分量也有一定程度的抑制; 而  $[-X_{sDC}(t) - X_{cDC}(t)]/\sqrt{2}$  对高次谐波分量有较好的抑制力, 衰减非周期分量对其影响小。可见, 随着数据窗长的增加, 初值计算式的幅频特性变得越来越好, 按表 2 中相应计算式能够越来越准确地求出窄带滤波算法初值。

### 2.3 基于正交滤波函数的快速窄带滤波算法

基于正交滤波函数的快速窄带滤波算法的具体滤波过程如图 6 所示。

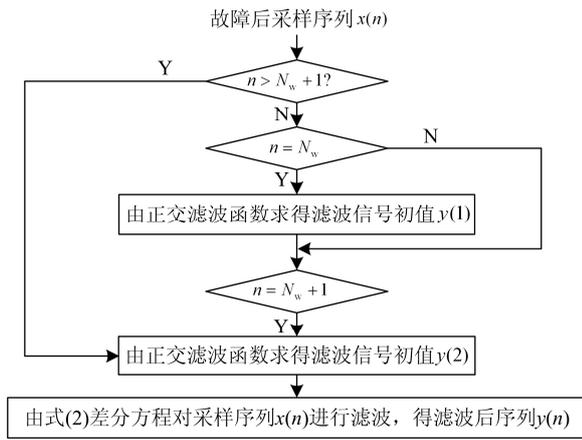


图 6 滤波流程图

Fig. 6 Flow chart of filtering

1) 启动元件动作后, 分别在故障后第  $N_w$  ( $N_w$  为选定的正交滤波器数据窗长度  $T_w$  对应的采样点数) 点和  $N_w + 1$  点根据表 2 中对应的计算式计算输入信号初值  $y'(1)$  和  $y'(2)$ 。将  $y'(1)$  与  $y'(2)$  分别乘上窄带滤波器幅频特性曲线(图 1)中心频率 50 Hz 所对应的幅值  $K$ , 作为窄带滤波算法的初值, 即令  $y(1) = K \cdot y'(1)$ ,  $y(2) = K \cdot y'(2)$ ;

2) 将初值  $y(1)$  和  $y(2)$  代入式(2)计算窄带滤波算法的滤波输出  $y(i)$  ( $i=3, 4, \dots, n$ )。

## 3 仿真实验

采用典型的故障电流模型, 考虑最严重的故障电流全偏移情况, 验证本文所提算法的滤波效果。设输入电流为

$$i(\tau) = I_0 e^{-\tau/T_a} + \sum_{n=1}^5 I_n \sin(n\omega_p \tau + \phi_n) \quad (12)$$

式(12)中:  $[I_0, I_1, \dots, I_5]$  分别取  $[1, -1, 0.2, -0.2, 0.15, -0.1]$ ;  $[\phi_1, \phi_2, \dots, \phi_5]$  分别取  $[\pi/12, \pi/24, \pi/6,$

$\pi/3, 5\pi/12]$ ; 非周期分量的衰减时间常数  $T_a = 40$  ms。

在  $N=96$ ,  $T_w$  分别为  $T/4$ 、 $T/2$ 、 $3T/4$  和  $T$  时, 本文所提算法的输出响应分别见图 6(a)—图 6(d)。由图 7(a)可见:  $T_w$  为  $T/4$  时, 由式  $[-X_s(t) + X_c(t)]/\sqrt{2}$  求取窄带滤波器初值后, 滤得的基波分量可达原始信号基波含量的 90%, 响应时延( $T/4 + T_s$ )非常短, 完全满足继电保护的快速性要求; 但  $[-X_{sDC}(t) + X_{cDC}(t)]/\sqrt{2}$  的幅频特性对高次谐波具有放大作用, 故求取的窄带滤波器初值较大, 滤得的基波分量达原始信号基波含量 10% 误差范围的响应时延较长, 滤波结果不适用于保护。而数据窗长为  $T/2$ 、 $3T/4$  和  $T$  时, 分别只需  $T/2 + T_s$ 、 $3T/4 + T_s$  和  $T + T_s$  的响应时间, 滤波结果就能满足误差要求。由图 7(a)—图 7(d)可以看出, 随着数据窗长的增加, 由正交滤波函数计算所得初值越来越接近于相应时刻的输出稳定值。

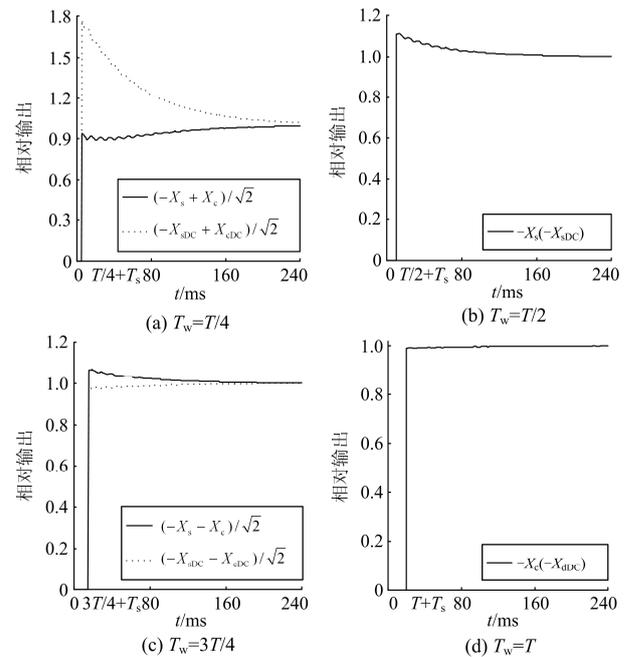


图 7 滤波器响应时间

Fig. 7 Filter response time

为了检验本文滤波算法对低频分量的滤波能力, 故在典型故障电流模型式(12)的基础上加上  $-0.2\sin(2\pi \times 20\tau) + 0.2\sin(2\pi \times 30\tau)$  的低频分量。

图 8 为总故障电流滤波前后的幅值对比, 由图 8 可见, 当故障信号中含有低频分量时, 应用本文算法对其进行滤波, 只需  $T_w + T_s$  的响应时间即能达到滤波效果, 且随着数据窗的延长滤波效果变得更好。

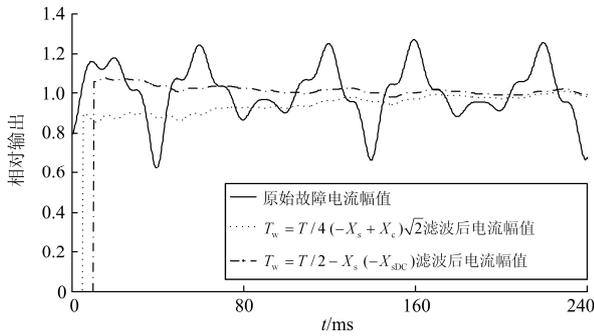


图 8 滤波前后电流幅值

Fig. 8 Amplitudes of the currents before and after filtering

表 3 给出了在时间窗长度均为 10 ms 时, 分别经最小二乘法、卡尔曼滤波法及本文算法滤波后得到的基波幅值的最大量化误差。由表 3 可知, 最小二乘算法及卡尔曼滤波算法的相对误差明显大于本文算法。为提高最小二乘算法及卡尔曼滤波算法的滤波精确度, 需对两者进行改进处理, 但势必增加其模型的复杂度及运算量。而本文所提滤波算法只需求取两个启动初值, 即为一个二阶差分方程的递推计算, 其原理简单, 计算量小, 响应速度快, 滤波效果好。

表 3 滤波算法误差对比

Table 3 Comparison error of filtering algorithm

	最小二乘法	卡尔曼滤波法	本文方法
最大量化误差/%	36.72	23.07	8.94

图 9(a)为仿真得到的一组 1100 kV 特高压同塔双回线路故障电流波形, 图 9(b)为利用本文算法对其进行滤波的结果。图 10(a)为 220 kV 输电线路现场故障录波数据, 图 10(b)为应用本文算法对其进行滤波的结果。两者  $T_w$  均取  $T/4$ , 输出响应时延为  $T/4 + T_s$ 。

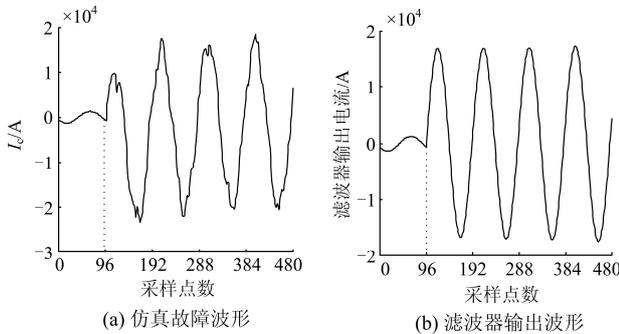


图 9 仿真故障波形及滤波器输出波形

Fig. 9 Simulated fault waveform and filter output waveform

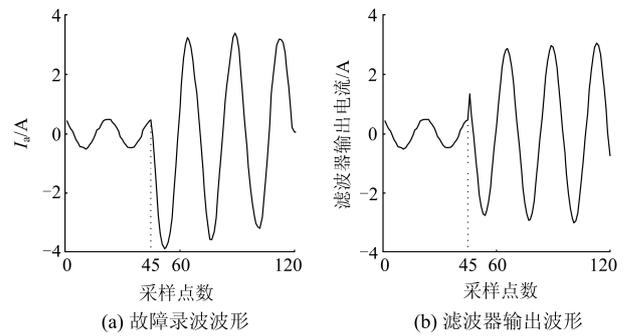


图 10 故障录波波形及滤波器输出波形

Fig. 10 Fault recorded waveform and filter output waveform

由图 5 可知, 当故障信号中含有非整次低频分量时, 正交滤波器对其只起到一定的抑制作用, 不能完全滤除, 故对于含有非整次低频分量的特高压/超高压系统故障信号, 可以使用两次本文的快速滤波算法, 可有效减小其影响。图 11 是  $T_w$  为  $3T/4$  时分别使用一次和两次本文滤波算法得到的输出响应曲线, 其中, 实线是一次滤波曲线, 虚线是两次滤波曲线。其中, 图 11(a)是两次滤波都用计算式  $[-X_s(t) - X_c(t)]/\sqrt{2}$  求初值的情况; 图 11(b)是两次滤波都用计算式  $[-X_s(t) - X_{cDC}(t)]/\sqrt{2}$  求初值的情况; 图 11(c)是第一次用计算式  $[-X_s(t) - X_c(t)]/\sqrt{2}$ 、第二次用计算式  $[-X_s(t) - X_{cDC}(t)]/\sqrt{2}$  求初值的情

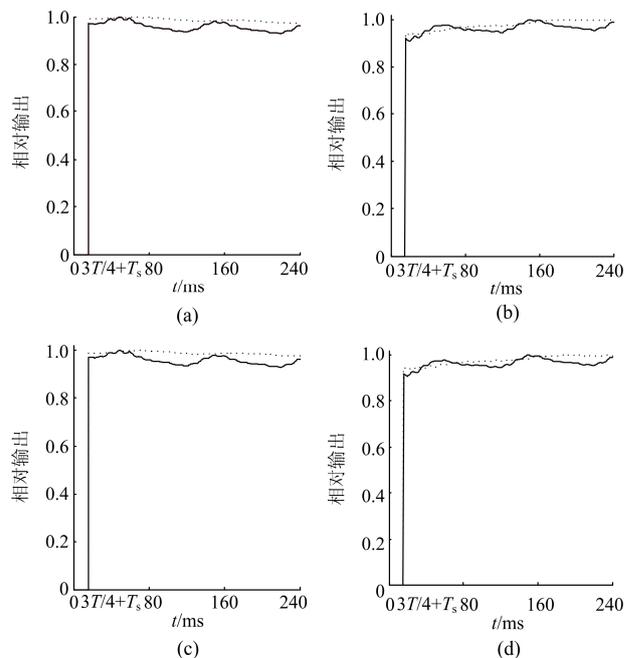


图 11 滤波响应曲线

Fig. 11 Filter response curve

况,图 11(d)是第一次用计算式 $[-X_s(t)-X_{cc}(t)]/\sqrt{2}$ ,第二次用计算式 $[-X_s(t)-X_c(t)]/\sqrt{2}$ 求初值的情况。由图 2 可见,当故障信号中含有低于基波的非整次谐波时,对故障信号使用两次本文算法比使用一次幅值波动变小了,滤波效果更好。

#### 4 结语

本文针对电力系统保护与控制中常用基波分量的特点,在分析窄带滤波算法的基波提取能力和响应时延特性的基础上,结合正交滤波算法的滤波性能,提出了一种基于正交滤波函数的快速窄带滤波算法。利用正交滤波函数求取对应数据窗下的窄带滤波器启动初值,后递推计算得到滤波后数据。该滤波算法原理简单,计算量小,响应速度快,能够大大提高电网保护和控制系统的快速性。在超高压及特高压系统故障时,要求保护能够有选择性地快速切除故障,而故障波形中多含高频谐波及非整次低频分量,对滤波算法的响应时间及滤波精度均有要求,故在超高压及特高压系统电气量滤波过程中更能体现本文所提算法的优越性。

#### 参考文献

- [1] 徐群伟,徐鹏,陈冬冬,等.基于多目标四维可视化算法的有源电力滤波器滤波电感优化设计[J].电工技术学报,2016,31(2):50-57.  
XU Qunwei, XU Peng, CHEN Dongdong, et al. Optimized design for the inductor of shunt active power filter based on multi-objective 4-D visualization algorithm[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(2): 50-57.
- [2] 潘海鸿,吕治强,李君子,等.基于灰色扩展卡尔曼滤波的锂离子电池荷状态估计[J].电工技术学报,2017,32(21):1-8.  
PAN Haihong, LÜ Zhiqiang, LI Junzi, et al. Estimation of lithium-ion battery state of charge based on grey prediction model-extended kalman filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(21): 1-8.
- [3] 齐先军,丁明,温阳东.一种完全滤除衰减直流分量的短数据窗改进全波傅氏算法[J].继电器,2005,33(17):14-16.  
QI Xianjun, DING Ming, WEN Yangdong. An improved short data window full-wave Fourier algorithm for completely filtering decaying DC component[J]. Relay, 2005, 33(17): 14-16.
- [4] 马磊,王增平,徐岩.微机继电保护中滤除衰减直流分量的算法研究[J].继电器,2005,33(17):11-13.  
MA Lei, WANG Zengping, XU Yan. Study of filtering decaying DC component algorithm for microprocessor-based protection[J]. Relay, 2005, 33(17): 11-13.
- [5] 张小鸣,费雨胜.一种滤除衰减直流分量的电流估计新算法[J].电力系统保护与控制,2010,38(20):90-95.  
ZHANG Xiaoming, FEI Yusheng. A new current estimation algorithm to filter decaying DC component[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(20): 90-95.
- [6] 李永丽,陈超英,贺家李.一种基于半波傅里叶算法的继电保护快速算法[J].电网技术,1996,20(1):52-55.  
LI Yongli, CHEN Chaoying, HE Jiali. A fast algorithm based on half-cycle Fourier algorithm for protective relaying[J]. Power System Technology, 1996, 20(1): 52-55.
- [7] 邹智慧,李啸骢,罗晓芬,等.有效滤除偶次谐波的改进半波傅立叶算法[J].电力系统保护与控制,2009,37(20):65-68.  
ZOU Zhihui, LI Xiaocong, LUO Xiaofen, et al. Improved half-wave Fourier algorithm that can filtrate even wave components availably[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(20): 65-68.
- [8] 黄瀛,何奔腾.继电保护中最小二乘算法的最佳噪声模型[J].电力系统自动化,2004,28(9):31-35.  
HUANG Ying, HE Benteng. Study on the optimal noise model of least error square algorithm for relay protection[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(9): 31-35.
- [9] ALFUHAID A S, EL-SAYED M A. A recursive least-squares digital distance relaying algorithm[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(4): 1257-1262.
- [10] 李江,王义伟,魏超,等.卡尔曼滤波理论在电力系统中的应用综述[J].电力系统保护与控制,2014,42(6):135-144.  
LI Jiang, WANG Yiwei, WEI Zhao, et al. A survey on the application of Kalman filtering method in power system[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(6): 135-144.
- [11] 吕思颖,黎丹,要航,等.基于无迹 Kalman 滤波的基波分量提取[J].电力系统保护与控制,2016,44(13):79-84.  
LÜ Siying, LI Dan, YAO Hang, et al. Fundamental component extraction based on unscented Kalman filter[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(13): 79-84.
- [12] 吕思颖,裴品,秦昕,等.基于小波多尺度分析和 Kalman

- 滤波的微机保护算法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(21): 54-59.
- LÜ Siying, PEI Pin, QIN Xin, et al. Microprocessor-based protection algorithm based on wavelet multi-scale analysis and Kalman filter[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(21): 54-59.
- [13] 卫志农, 孙国强, 庞博. 无迹卡尔曼滤波及其平方根形式在电力系统动态状态估计中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(16): 74-78.
- WEI Zhinong, SUN Guoqiang, PANG Bo. Application of UKF and SRUKF to power system dynamic state estimation[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(16): 74-78.
- [14] 殷实, 谭国俊. 一种基于扩展卡尔曼滤波算法的 MMC 系统故障诊断策略[J]. 电工技术学报, 2016, 31(19): 74-84.
- YIN Shi, TAN Guojun. A novel fault diagnosis strategy of MMC system based on EKFA[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(19): 74-84.
- [15] 哈恒旭, 张保会. 基于小矢量的快速距离保护新算法[J]. 电力系统自动化, 2005, 29(18): 39-44.
- HA Hengxu, ZHANG Baohui. New phaselet-based algorithm of fast distance relay[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(18): 39-44.
- [16] 王艳, 张艳霞, 唐俊刺, 等. 电力系统广域测量中多采样率转换的研究[J]. 中国电力, 2010, 43(1): 34-38.
- WANG Yan, ZHANG Yanxia, TANG Junci, et al. Study of multi-sample-rate signal conversion in wide area measurement for power system[J]. Electric Power, 2010, 43(1): 34-38.
- [17] WISZNIEWSKI A. Digital high-speed calculation of the distorted signal fundamental component[J]. IEE Proceedings-C, 1990, 137(1): 19-24.
- [18] 段玉倩, 常宝波, 贺家李, 等. 一种用于微机继电保护的实用滤波算法[J]. 电力系统自动化, 2004, 28(23): 71-75.
- DUAN Yuqian, CHANG Baobo, HE Jiali, et al. A novel applied filtering algorithm for digital protective relays[J]. Automation of Electric Power Systems, 2004, 28(23): 71-75.

---

收稿日期: 2017-01-10; 修回日期: 2017-11-24

作者简介:

王艳(1981—), 女, 博士, 讲师, 主要研究方向为电力系统继电保护; E-mail: 18288061@qq.com

郝良霞(1990—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统继电保护;

刘美岑(1992—), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电力系统继电保护。

(编辑 葛艳娜)