

电力参数采集中移相算法研究

陈冬红¹,王柏林¹,刘 华²

(1.南京市河海大学电气工程学院,江苏 南京 2100982;2.南京市供电局,江苏 南京 210002)

摘要 对电力参数采集中常用的移相算法提出了改进,主要是针对选择窗函数时矩形窗过渡带窄但纹波较大,海明窗平滑但过渡带变宽、泄漏大等问题.在过渡带范围内使用非理想函数代替理想函数来设计 FIR Hilbert 滤波器,并通过仿真比较,证明采用非理想化 Hilbert 变换设计的滤波器大大地改善了 Gibbs 现象,而且还能初步设定过渡带的截止频率.

关键词 电力参数采集 移相算法 Gibbs 现象 滤波器

中图分类号 TM934 **文献标识码** A **文章编号** 1000-1980(2005)03-0331-03

在电力参数采集中,经常会用到移相算法.以前,电网波形畸变率较小,因此对于谐波的影响考虑较少,而且近似认为频率为工频量,又由于技术及成本的限制,以前大都采用将信号采集点移后 $N/4$ (N 为一个周期采样点数)作为移相 90° 的信号量.随着科学技术的不断发展,各种测量技术不断得到完善与发展,特别是数字测量技术.目前数字处理能力迅速提高,而且其增长速度也越来越快,但成本却越来越低.因此,数字处理技术在各行各业得到了广泛的应用,同样也应用到了电力参数采集中来.

1 Gibbs 现象

由理想 Hilbert 滤波器的单位抽样响应可知,此系统是非因果系统且是无限长的,因此这种系统物理上是不可实现的.因此需设计滤波器对其进行逼近.

设计 FIR 滤波器最简单的方法是窗函数法,因此本文采用这种方法来设计 FIR DF.设计一种滤波器来逼近理想滤波器,得到逼近这种系统的因果 FIR 滤波器的最直接的方法是截短理想脉冲响应.但是,窗函数法设计的 FIR DF 存在着著名的 Gibbs^[1,2] 现象.所谓的 Gibbs 现象,是在把周期信号展开为傅里叶级数时,各频率分量的叠加随着频率分量项数取得愈多,愈接近原信号.但在间断点附近,尖峰幅度并未明显减少,而是随着频率分量项数的增加,趋于跃变值的 8.95% (但是信号能量并未改变),这种现象就称为 Gibbs 现象.文献[1]用傅里叶级数的均方误差分析了 Gibbs 现象的存在性.文献[2]采用 MATLAB 语言编程对 Gibbs 现象进行了计算机仿真研究,验证了 Gibbs 现象的存在.

2 改进窗函数法设计的 FIR Hilbert 滤波器

为了减少 Gibbs 现象,文献[3]提出了一种新的方法——数据翻转法,但这种方法只适用于波形长度相对较短的信号.常用的方法是选取旁瓣较小的窗函数.目前常用的窗函数有矩形窗、Bartlett 窗、Hanning 窗、Hamming 窗、Blackman 窗等.它们的效果各有千秋,例如 矩形窗过渡带窄,但纹波较大;Hamming 窗平滑,但过渡带变宽,泄漏大.由于窗的选择与性能指标间并无严格的解析关系,设计时必须反复试凑才能获得较为理想的结果,因此给设计人员带来巨大的设计工作量,也限制了这种简易方法的广泛应用,而且这样并不能从根本上消除 Gibbs 现象.文献[4]提出了一种设计任意型一维 FIR 数字滤波器的新方法.文献[5]主要从降低非同步引起的误差方面设计的低通滤波器.因此,本文采用如下方法:过渡带使用非理想函数代替理想函数.如图 1 所示,实虚线是理想函数,光滑曲线部分是代替理想曲线的过渡带.这样非理想化后的 $H_d(e^{j\omega})$ 就不存在不连续点了,而且能设计出过渡带的初值.

因此,非理想化的 Hilbert 变换器的理想频率响应为

$$H_l(e^{j\omega n}) = \begin{cases} K_1(\omega) e^{j(\frac{\pi}{2}-\alpha\omega)} & \omega_1 < \omega < \pi \\ -e^{j(\frac{\pi}{2}-\alpha\omega)} & \omega_2 < \omega < \omega_1 \\ K_2(\omega) e^{j(\frac{\pi}{2}-\alpha\omega)} & 0 < \omega < \omega_2 \\ -K_2(\omega) e^{j(\frac{\pi}{2}-\alpha\omega)} & -\omega_2 < \omega < 0 \\ e^{j(\frac{\pi}{2}-\alpha\omega)} & -\omega_1 < \omega < -\omega_2 \\ -K_1(\omega) e^{j(\frac{\pi}{2}-\alpha\omega)} & -\pi < \omega < -\omega_1 \end{cases}$$

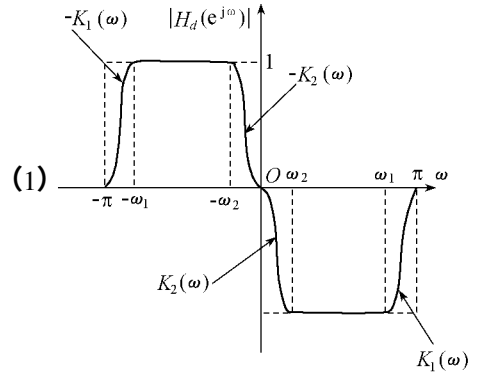


图1 非理想化的 $H_d(e^{j\omega})$ 振幅曲线

Fig.1 Amplitude curve of non-idealized $H_d(e^{j\omega})$ function

非理想化后的冲激响应为

$$\begin{aligned} h_l(n) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} H_l(e^{j\omega n}) e^{j\omega n} d\omega = \\ &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\pi}^{-\omega_1} -K_1(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \int_{\omega_1}^{\pi} K_1(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \right. \\ &\quad \left. \int_{-\omega_2}^{-\omega_1} e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \int_{\omega_2}^{\omega_1} (-1) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \right. \\ &\quad \left. \int_{-\omega_2}^0 (-K_2(\omega)) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \int_0^{\omega_2} K_2(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega \right) = \\ &= h_1(n) + h_2(n) + h_3(n) \end{aligned} \quad (2)$$

式中:

$$h_1(n) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\pi}^{-\omega_1} -K_1(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \int_{\omega_1}^{\pi} K_1(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega \right) \quad (3)$$

$$h_2(n) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\omega_2}^{-\omega_1} e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \int_{\omega_2}^{\omega_1} (-1) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega \right) \quad (4)$$

$$h_3(n) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\omega_2}^0 -K_2(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega + \int_0^{\omega_2} K_2(\omega) e^{j[\frac{\pi}{2}+(n-\alpha)\omega]} e^{j\omega n} d\omega \right) \quad (5)$$

对 $h_1(n)$ 积分可得

$$\begin{aligned} h_1(n) &= \frac{1}{2\pi} \left(\int_{\omega_1}^{\pi_1} \{ -[K_1(\omega) + K_1(-\omega)] \sin((n-\alpha)\omega) + j[K_1(\omega) - \right. \\ &\quad \left. K_1(-\omega)] \cos((n-\alpha)\omega) \} d\omega \right) \end{aligned} \quad (6)$$

如果求得的 $h_1(n)$ 是实序列,可取 $K_1(\omega)$ 为偶对称的实函数.除此之外,还需满足边界条件^[6]:

$$K_1(\omega_1) = -1 \quad K_1(\pi) = 0 \quad K'_1(\omega_1) = 0 \quad K'_1(\pi) = 0 \quad (7)$$

本文中取 $K_1(\omega) = -\frac{1}{2} \left(1 + \cos \left[(|\omega| - \omega_1) \frac{\pi}{\pi - \omega_1} \right] \right) = -\frac{1}{2} (1 + \cos[(|\omega| - \omega_1) \tau_1])$. 因此,由上述条件可以推导出

$$\begin{aligned} h_1(n) &= \frac{1}{2\pi} \left\{ -\frac{1}{n-\alpha} [\cos((n-\alpha)\pi) - \cos((n-\alpha)\omega_1)] - \right. \\ &\quad \frac{1}{2(n-\alpha+\tau_1)} [\cos((n-\alpha+1)\pi) - \cos((n-\alpha)\omega_1)] - \\ &\quad \left. \frac{1}{2(n-\alpha-\tau_1)} [\cos((n-\alpha-1)\pi) - \cos((n-\alpha)\omega_1)] \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

同理可以推导出, $K_2(\omega)$ 为偶对称的实函数. 满足边界条件:

$$K_2(-\omega_2) = -1 \quad K_2(0) = 0 \quad K'_2(-\omega_2) = 0 \quad K'_2(0) = 0 \quad (9)$$

本文中取 $K_2(\omega) = -\frac{1}{2} \left[1 - \cos \left(|\omega| \frac{\pi}{\omega_2} \right) \right] = -\frac{1}{2} [1 - \cos(|\omega| \tau_2)]$, 则可得

$$h_3(n) = \frac{1}{2\pi} \left\{ \frac{1}{n} [1 - \cos(n\omega_2)] + \frac{1}{2} \left[\frac{1}{n-\alpha+\tau_2} (\cos((n-\alpha+\tau_2)\omega_2) - 1) \right] + \right.$$

$$\frac{1}{2}\left[\frac{1}{n-\alpha-\tau_2}(\cos((n-\alpha-\tau_2)\omega_2)-1)\right]$$

(10)

对 $h_2(n)$ 积分可得

$$h_2(n)=\frac{1}{(n-\alpha)\pi}[\cos((n-\alpha)\omega_2)-\cos((n-\alpha)\omega_1)]$$

(11)

取 $M=21$, 则 $\alpha=(M-1)/2$ 取 $\omega_1=0.95\pi, \omega_2=0.05\pi$. 采用矩形窗. 因此可以得到如下公式

$$H(e^{j\omega})=\left[\sum_{n=1}^{(M-1)/2}c(n)\sin(\omega n)\right]e^{j\left(\frac{\pi}{2}-\frac{M-1}{2}\omega\right)}$$

(12)

式中 $c(n)=2h_l\left(\frac{M-1}{2}-n\right), n=1,2,\cdots,\frac{M-1}{2}$.

3 计算机仿真

图 2 是 MATLAB 仿真结果, 曲线 1 为根据理想 Hilbert 变换设计的滤波器振幅响应, 曲线 2 为根据非理想化 Hilbert 变换设计的滤波器的振幅响应(频率已经归一化), 其中 H_r 为归一化后的振幅.

由图 2 MATLAB 仿真结果可以得知, 采用非理想化 Hilbert 变换设计的滤波器大大地减弱了 Gibbs 现象, 而且还能初步设定过渡带的截止频率.

4 结 论

采用 Hilbert 滤波器测量无功时, 电压信号经过 Hilbert 滤波器的同时, 电流信号需经过一个全通滤波器, 以补偿电压信号经过 Hilbert 滤波器后产生的相位偏移, 再将电压和电流信号相乘, 便可得到无功功率. 该方法曾应用于单(三)相电能表、电力监测装置的无功测量中, 实践证明效果较好.

参考文献:

[1] 熊元新, 刘涤尘. 傅里叶级数的收敛性与吉布斯现象[J]. 武汉大学学报(工学版), 2001, 34(1): 69—85.
[2] 李彦, 王国红, 卢虎, 等. 基于 MATLAB 的“Gibbs 现象”的仿真研究[J]. 西安石油学院学报(自然科学版), 2000, 15(3): 54—55.
[3] 王琼, 王秀芳, 潘淑琴, 等. 消除 Gibbs 现象的仿真研究[J]. 自动化技术与应用, 2004, 23(8): 21—24.
[4] 董德存, 吴文麒, 张树京, 等. 任意型一维 FIR 数字滤波器设计新方法[J]. 信号处理, 1994, 10(1): 11—18.
[5] 杨鹏, 凌代俭, 史旺旺, 等. 非同步交流采样误差分析及滤波器设计[J]. 河海大学学报(自然科学版), 2000, 28(1): 106—108.
[6] 奥本海姆 A V, 谢弗 R W, 巴克 J R, 等. 离散时间信号处理[M]. 西安: 西安交通大学出版社, 2001. 230—250.

Study of phase-shift algorithm in electric parameter acquisition

CHEN Dong-hong¹, WANG Bo-lin¹, LIU Hua²

(1. College of Electrical Engineering, Hohai Univ., Nanjing 210098, China;
2. Nanjing Power Supply Co. Nanjing 210002, China)

Abstract In consideration of the fact in selection of window functions that the intermediate zone of rectangular windows is narrow, but its ripple is large, and the fact that the Hamming window is smooth, but its intermediate zone gets broad, and the leakage error is large, some improvements were made of the phase-shift algorithm in electric parameter acquisition. The non-ideal function, replacing the ideal function, was adopted to design the FIR Hilbert filter in the region of the intermediate zone. The comparison of simulated results proves that the adoption of the non-idealized Hilbert transformation to design the filter obviously reduces the Gibbs phenomenon, and can also set the cut-off frequency of the intermediate zone primitively.

Key words electric parameter acquisition; phase-shift algorithm; Gibbs phenomenon; wave filter

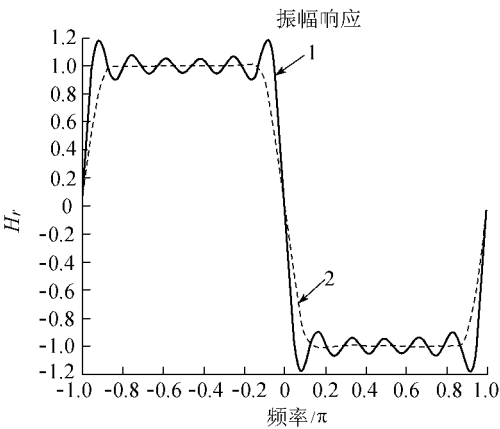


图 2 滤波器改进前后的振幅曲线
Fig.2 Amplitude curve before and after the improvement of wave filter