

电力系统分数谐波的测量方法

谭山,熊元新,刘珠明

(武汉大学电气工程学院,湖北 武汉 430072)

摘要:分析了电力系统传统谐波分析方法不能检测分数谐波的根本原因,提出了一种分析分数谐波且能提高整次谐波检测精度的方法,通过仿真实验,验证了这是一种高精度的整数、分数谐波检测方法。

关键词:分数谐波; 频谱泄漏; 栅栏效应; 频谱纠正

中图分类号: TM930.12

文献标识码: A

文章编号: 1003-4897(2002)02-0019-03

1 引言

电力系统分数谐波是由于负载电流的谐波分量和基波分量受调制(即负载电流的幅值、相位或波形发生变化)而产生的,广泛存在于生产中。分数谐波(fraction-harmonics)是频率非基波频率整数倍的谐波分量,可分为间谐波(interharmonics)和次谐波(subharmonics)。间谐波是介于工频谐波之间的频谱分量,次谐波是频率低于基波频率的频谱分量。静态变频器、换流器、感应电动机、电焊机和电弧炉等,都能产生分数谐波^[1]。在我国,有关分数谐波的理论及检测技术的研究一直是电力系统谐波分析中的一个盲点^[2]。在国际 GB/T14549-93《电能质量公用电网谐波》中无相关规定可循。研究表明^[3],分数谐波必须限制到足够低的水平,IEC61000-3-6 中建议将分数谐波电压限制到0.2%以下。因此,在国内进行关于分数谐波的研究也是非常必要的。

2 传统谐波测量的误差分析

DFT(FFT)变换作为从时域到频域变换的有力工具,在传统谐波检测中获得了最广泛的使用。综合目前实际应用情况,谐波检测分析仪器一般只考虑整数谐波,用于DFT(FFT)计算时截取的时间窗宽取一个工频周期,而次谐波分量会造成工频一个周期的波形上下偏移,也就是前半周和后半周的大小、波形发生变化。同时,间谐波的存在也会影响整数谐波的检测精度。

在电网波形中仅存在整数谐波时,若能精确符合同步采样的条件,传统的基于DFT(FFT)变换的谐波分析仪器是可以用来分析整数谐波且能达到较高精度。然而,实际上理想的同步采样很难实现,在谐波的检测分析中不可避免地会因为不能精确同步采样而产生误差。

在电网波形中存在分数谐波时,由于DFT(FFT)

变换的频率分辨率限制在 $f = \frac{1}{NT_s} = \frac{f_s}{N}$ 。(T_s :采样间隔; f_s :采样频率)。 N 点的时域采样信号只能得出 $k=0, 1 \dots \frac{N}{2}$ 点处整数谐波 $k f$ 的频谱参数,其中 $k=0$ 对应直流分量, $k = \frac{N}{2}$ 对应的是 Nyquist 频率。

计算机可处理的数据长度总是有限的,而信号的长度可以是无限长的,这样在处理时必然就进行了长度上的截断,截断相当于对被处理信号加窗处理。若不做特殊处理,通常截断时就自然加了一个矩形窗。

设单一频率连续信号:

$$x(t) = A \cos\left(\frac{2}{T}t\right)$$

其中 T 为信号周期。其傅立叶变换为:

$$x(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt =$$

$$A \left[\int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} e^{-j\omega t} dt + \int_{\frac{T}{2}}^{\frac{3T}{2}} e^{-j\omega t} dt \right]$$

在频域中为位于 $\pm \frac{2}{T}$ 的两条谱线。对此信号进行采样,相当于在时域中以一个采样函数 $p(t)$ 和一个矩形窗函数 $w_D(t)$ 与连续函数 $x(t)$ 相乘。

其中: $p(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_s)$

$$w_D(t) = \begin{cases} 1; & 0 \leq t < T \\ 0; & \text{其它} \end{cases}$$

则所得采样信号可以用下式表示:

$$\hat{x}(t) = x(t) \cdot p(t) \cdot w_D(t)$$

根据卷积定理, $\hat{x}(t)$ 的傅立叶变换:

$$\hat{x}(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \hat{x}(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{2} \cdot x(\omega) *$$

$$p(\omega) * w_D(\omega) =$$

$$\frac{A}{2T_s} \left[\frac{\sin\left(\frac{-\frac{2}{T}-r_s}{2}T\right)}{\frac{-\frac{2}{T}-r_s}{2}} e^{-j\left(\frac{-\frac{2}{T}-r_s}{2}\right)T} + \frac{\sin\left(\frac{+\frac{2}{T}-r_s}{2}T\right)}{\frac{+\frac{2}{T}-r_s}{2}} e^{-j\left(\frac{+\frac{2}{T}-r_s}{2}\right)T} \right]$$

式中:

$$p(\omega) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} \frac{1}{T} e^{jr_s t} e^{-j\omega t} dt = \frac{2}{T} \sum_{r=-\infty}^{\infty} \delta(\omega - r_s)$$

$$w_D(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} w_D(t) e^{-j\omega t} dt = \frac{\sin\left(\frac{1}{2}\omega T\right)}{\omega/2} e^{-j\omega T/2}$$

对 N 点离散采样信号做 DFT 变换:

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) W_N^{nk}$$

式中: $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$, 相当于在频域中以间隔 $\frac{2\pi}{N}$,

对 $\hat{x}(\omega)$ 采样。 $x(t)$ 为带限信号, 在满足采样定理时, 可只考虑 $r=0$ 的情况^[4], 即

$$X(k) = \hat{x}(\omega)|_{\omega=k\frac{2\pi}{N}}$$

$x(n)$ 为 $x(t)$ 的 N 点采样值。

当采样时间 $T = T_s$, 即同步采样时:

对于基波: $k=1$,

$$X(1) = \hat{x}(\omega)|_{\omega=\frac{2\pi}{N}} = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{2T_s} T = \frac{A}{2} N$$

对于直流分量及高次谐波, $k=0, 2, 3 \dots \frac{N}{2}$:

$$X(k) = \hat{x}(\omega)|_{\omega=k\frac{2\pi}{N}} = 0$$

所以, 当对信号同步采样时, 由离散采样信号做 DFT 变换的结果能真实地反应原信号的信息, 没有产生泄漏、栅栏等不良效应。

当采样时间 $T \neq T_s$, 即非同步采样时, N 点采样数据的 DFT 变换在频域中的采样位置将偏离信号真实谱线 $\omega = \frac{2\pi}{T}$ 的位置, 变换结果中将不能出现信号所具有的 $\omega = \frac{2\pi}{T}$ 的谱线, 即产生了所谓的“栅栏效应”。如图 1 所示。

$$\text{对于基波, } X(1) = \hat{x}(\omega)|_{\omega=\frac{2\pi}{T}} = \frac{2\pi}{T} \frac{A}{2} N,$$

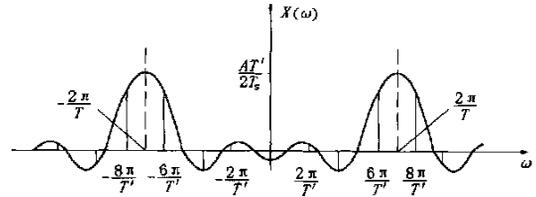


图 1 $T \neq T_s$ DFT 变换在频域中采样的情况

同时, 由于矩形窗在频域中所引起的频谱泄漏, 频域的采样结果将出现信号中并不含有的频率分量。所引入的误差大小为:

$$X(k) = \hat{x}(\omega)|_{\omega=k\frac{2\pi}{N}} = 0; \quad k=0, 2, 3 \dots \frac{N}{2}$$

3 分析分数谐波的频谱纠正算法

为抑制矩形窗函数所引起的泄漏, 可采用加其他窗函数的方法, 如加三角窗、海宁窗等, 这些窗的频谱函数与矩形窗函数相比可有两方面改进: 一是使频域主瓣突出, 二是使旁瓣衰减更快。

我们选用海宁窗来分析分数谐波。海宁窗离散形式为:

$$w_H(n) = 0.5 \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi n}{N}\right) \right], \quad n=0, 1, 2 \dots N-1$$

设一多频率信号, 其离散形式:

$$x(n) = \sum_{r=1}^m A_r e^{j2\pi p_r f n}; \quad n=0, 1, 2 \dots N-1$$

p_r 可为整数或分数, f 为基波频率。

其 DFT 变换:

$$X(k) = \text{DFT}[x(n)] = \sum_{r=1}^m A_r D_N(k - p_r)$$

$$k=0, 1, 2 \dots N-1$$

其中: $D_N(k)$ 为矩形窗 $w_D(n) = 1, \quad n=0, 1, 2 \dots N-1$ 的 DFT 变换:

$$\text{即 } D_N(k) = \text{DFT}[w_D(n)] = \frac{\sin\left(\frac{k}{2}\right)}{N \sin\left(\frac{k}{N}\right)} e^{-jk\frac{(N-1)}{2}}$$

离散信号 $x(n)$ 在时域中加海宁窗后, 其 DFT 变换在频域中具有简单的表述形式:

$$X_H(k) = \text{DFT}[x(n) \cdot w_H(n)] = 0.5 \{ X(k) + 0.5 [X(k+1) + X(k-1)] \} \quad (1)$$

设信号中某一分量, 由于“栅栏效应”, 在对采样数据做 DFT 变换后无法得到其真实参数, 但会在离此频率分量最近的 DFT 变换所对应的谱线中出现一极大值^[5], 此分量频率:

$$f_r = p_r f = (1 + x_m) l f \quad (0 < x_m < 1) \quad (2)$$

式中: l 为 DFT 变换在频域中对应的第 l 条谱线,

$f = \frac{1}{T}$ 为离散信号 $x(n)$ DFT 变换的频率分辨率, T 为采样时间。则当 $x_m < 0.5$ 时, $X(l)$ 出现极大值, 当 $x_m > 0.5$, $X(l+1)$ 出现极大值。将(2)式代入(1)

$$\text{式}, e^{\frac{j(N-1)}{N}} - 1 + \frac{j}{N};$$

可解出 $X(l), X(l+1)$ [6]:

$$X(l) = 0.5 \cdot A_r e^{j x_m} \frac{\sin(-x_m)}{x_m(1-x_m^2)} + 0 \left[\frac{2}{N^2} \right] \quad (3)$$

$$X(l+1) = 0.5 A_r e^{j x_m} \frac{\sin(x_m)}{x_m(1-x_m)(x_m-2)} + 0 \left[\frac{2}{N^2} \right] \quad (4)$$

设 $\frac{X(l+1)}{X(l)}$, 由(3), (4)式可得:

$$x_m = \frac{2}{-1} - 1$$

这样, 由(2)式可得出信号中分量的频率 f_r , 再由(3)或(4)式求出:

因为 $N \gg 1$, 可利用如下近似等式:

$$\sin \frac{x_m}{N} \approx \frac{x_m}{N};$$

表1 传统方法分析结果

谐波次数	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
幅值	1.291081	10.208481	5.675297	1.134542	1.005092	0.847722	0.426253	0.001095	0.100165	0.199866
相位	1.570796	0.179281	0.225201	0.065369	3.130600	0.004229	3.137959	2.341075	0.593526	0.602094

表2 频谱纠正方法分析结果

频率(Hz)	24.749965	49.500001	74.249942	148.499996	247.499999	445.499999
幅值	0.600151	10.050000	0.400066	1.150000	0.850000	0.200000
相位	0.600721	0.200000	0.101258	0.000012	0.000004	0.600002

5 结论

从表1、2可以看出, 由于信号中包含分数谐波, 当直接使用FFT算法时, 由于对分数谐波做了非整周期截断, 其分析结果不仅不能准确分析出信号的真实参数, 反而由于频谱泄漏, 出现了实际上并不存在的虚假信息。同时, 栅栏效应使FFT算法无法分析出分数谐波。而用频谱纠正算法, 能得到整数和分数次谐波的准确参数。

本文中的频谱纠正算法, 较之传统方法, 不仅精度高, 而且由于采用定时间间隔采样, 在测量电路中不需要测频、锁相、分频等电路, 简化了测量电路, 减低了测量成本。在实际使用中, 取得了很好的效果。

参考文献:

[1] 吴竟昌. 供电系统谐波[M]. 北京: 中国电力出版社,

$$A_r = \frac{2 x_m (1 - x_m)}{\sin(x_m)} e^{-j x_m} (1 + x_m) X(l)$$

4 仿真计算

设一含分数谐波信号,

$$x(t) = 0.6 \sin(0.5 * 2 \pi f t + 0.6) + 10.05 \sin(2 \pi f t + 0.2) + 0.4 \sin(1.5 * 2 \pi f t + 0.1) + 1.15 \sin(3 * 2 \pi f t) + 0.85 \sin(5 * 2 \pi f t + 0.2) + 0.2 \sin(9 * 2 \pi f t + 0.6)$$

其中 $f = 49.5 \text{ Hz}$

下面分别用传统测量方法和频谱纠正方法进行

分析:

1) 传统方法

假设在理想同步采样条件下, 采样一整工频周波, 采样点数为128点。用基-2频率抽选FFT分析, 结果见表1。

2) 频谱纠正算法

采样频率为4kHz, 采样点数为1024点, 分析结果见表2。

1998, 5.

- [2] 林海雪. 从 IEC 电磁兼容标准看电网谐波国家标准[J]. 电网技术, 1999, 23(5): 64~68.
- [3] IEC 61000-3-6. Electromagnetic compatibility (EMC)-part3: limits section 6: assessment of emission limits for distorting loads in MV and Powersystems basic EMC publication. 1996-10.
- [4] 吴正毅. 测试技术与测试信号处理[M]. 北京: 清华大学出版社, 1991, 4.
- [5] Andir G, Savino M, Trotta A. Windows and interpolation algorithms to improve electrical measurement accuracy. IEEE Trans IM, 1989, 38: 856~863.
- [6] Grandke T. Interpolation algorithms for discrete Fourier transforms of weighted signals. IEEE Trans Instrum Meas, 1983, IM 32: 350-355.

(下转第28页)

题之一是,在加工相发生接地故障时,如何保证数据通道的畅通有两种方法解决这个问题:a、采用相—相耦合的方式,这样在故障发生时将相—相耦合转为相—地耦合,保证通道畅通。不足的是,在通信节点多,网络规模大时,通信成本会有所提高。b、采用令牌环的方式解决,如果发生通道故障,可通过环路的另半边路径传递信息。Siemens - DCS3000 配电网载波通信单元就采用这种方式。除此之外它还具有多种组网功能,如图 5~8 所示,图中 BU 为 DCS - 3000 配电网载波通信单元。

4 结束语

以上我们分析了配电网载波通道及配电网载波通信机的特殊性,从中可以看出采用新的调制原理,结合网络技术,是解决配电网载波通信的有效途径之一。Internet 技术的快速发展,对“最后一公里接入”

提出了越来越迫切的要求,配电网、低压供电网络是“最后一公里接入”的天然网络,配电网载波技术的发展,不仅为配电网自动化带来了便利,最终将为“最后一公里接入”作出贡献。

参考文献:

- [1] 杨奇逊. 配电网自动化及其实现[J]. 电力自动化设备,2001,(1).
- [2] 姚轶,邵军力. 利用 OFDM 技术在低压电力线上实现高速数据传输[J]. 电力系统自动化,2001,(15).
- [3] GB/T 14430 - 93. 单边带电力线载波系统设计导则[S].

收稿日期: 2001-09-19

作者简介: 陈麟书(1960-),男,高级工程师,从事配电网自动化通信研究; 曹海燕(1973-),女,助理工程师,从事电气设计工作; 张宏敏(1972-),男,工程师,硕士,从事配电网自动化及计算机技术的应用研究。

Carrier communication technology for power distribution system automation

CHEN Lin-shu¹, CAO Hai-yan², ZHANG Hong-min³

- (1. Xi Changnan Communication Equipment Co., Ltd., Xuchang 461000, China;
2. Zhuhai Mingyuan Electro - mechanical Engineering Co., Ltd., Zhuhai 519000, China;
3. Xinxiang Power Supply Bureau, Xinxiang 453002, China)

Abstract: It is expected that the power distribution system can be used to transmit the data of power distribution automation. The carrier communication by power distribution system is much different from the traditional ones. Based on the analysis of the specialties of carrier channels and communication machine in the power distribution system, the application of OFDM modulation technology and token ring technology in power distribution system communication is presented. The combination of the new communication technology and network technology is regarded as an effective way for data transmission in power distribution system.

Keywords: automation in power distribution system; OFDM; token ring bus

(上接第 21 页)

收稿日期: 2001-06-14

作者简介: 谭山(1973-),男,硕士,从事智能仪器及信号

处理方面的研究; 熊元新(1962-),男,副教授,长期从事电网络理论与系统群论研究、信号分析与处理教学与科研工作; 刘珠明(1976-),男,硕士,从事电力电子及电力系统继电保护方面的研究。

A measurement method for fraction-harmonic in power system

TAN Shan, XIONG Yuan-xin, LIU Zhu-ming
(Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: This paper analyze the essential reason why the conventional method can not measure the fraction harmonics in power system. A accurate method is presented to measure the fraction harmonics, at the same time it can improve measurement precision for harmonics. The simulating result shows that it is a high accurate measurement method to harmonics and fraction harmonics

Keywords: fraction harmonics; spectral leak; barrier effect; spectral amend