

基于同步相量数据的间谐波还原算法

刘 灏¹, 许苏迪¹, 毕天姝¹, 谷松林²

(1. 华北电力大学 新能源电力系统国家重点实验室, 北京 102206;

2. 国网经济技术研究院有限公司, 北京 102209)

摘要:随着新能源的快速发展,越来越多的电力电子设备应用在了电网中,导致电力信号中出现了频率为次同步及超同步的间谐波。当这些间谐波严重时会造成次同步振荡,危害电网安全。因此,间谐波的监测预警至关重要。目前,同步相量测量单元(PMU)已在电网中大量装备,这为监测电网中的间谐波提供了可能。基于PMU测量相量,提出了一种间谐波的还原算法。提出了基于复数相量的次/超同步间谐波提取方法。针对频谱分析所得的频率和幅值误差较大的问题,提出了将间谐波的频率和幅值分开求解的思路:基于能量重心法修正间谐波的频率;进一步地,提出了基于最小二乘法的间谐波幅值校正方法。通过仿真验证以及电力系统实际录波数据的测试表明,所提方法能够在电气量中含有多个对称和非对称间谐波、高噪声条件下较为准确地计算得到间谐波的频率和幅值。

关键词:间谐波;相量测量单元;傅里叶变换;能量重心修正法;电力系统

中图分类号:TM 711;TM 76

文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2019.01.023

0 引言

近年来,风能和太阳能等新能源在我国得到飞速发展,大量的电力电子设备在电网中得到了广泛的应用^[1]。然而,大规模新能源的接入为电网注入了大量的间谐波,给系统的稳定性带来了新的问题。自2015年7月起,我国西部某新能源汇集地区(简称E地区)多次发生由间谐波导致的次同步振荡现象,给当地的生产生活带来了严重的影响。因此,研究开发间谐波监测技术成为亟需关注的课题。

目前,我国已安装3 000多台相量测量单元(PMU),其同步性和快速性为实现间谐波的产生、传播、分布规律特性分析以及大面积在线监测提供了条件。基于同步相量数据的间谐波还原算法以测量相量为分析对象,可在广域同步测量系统WAMS(Wide-Area Measurement System)主站以软件的形式实现,工程量较小,可实现对间谐波的大面积实时监测和风险初步筛选。因此,研究基于PMU量测数据的间谐波监测技术具有很高的工程应用价值。

随着PMU在电力系统中的普及,各种基于

PMU量测数据的应用也随之产生^[2-4],例如电网拓扑辨识^[5]、低频振荡检测^[6]和模型验证等,但是却很少有针对次同步振荡的相关应用。文献[7-9]建立了动态相量模型,并基于离散傅里叶变换DFT(Discrete Fourier Transform)提出了动态条件下的谐波测量及抑制方法,但仅针对整数次谐波或者频率为100 Hz以上的间谐波,未考虑当前电网中存在的频率为10~90 Hz的非整数次间谐波。文献[10]分析了系统中间谐波的存在对PMU相量数据的影响,并指出了在此情况下相量数据的频谱特性,为基于PMU相量数据的间谐波相量还原算法提供了基础。然而,基于PMU相量数据还原系统中间谐波信息的研究仍处于空白阶段。

在间谐波测量方面,快速傅里叶变换FFT(Fast Fourier Transform)算法因具有计算快速、方便的优点而得到广泛的应用。但FFT由于时域截断和非周期采样等原因,存在能量泄漏和栅栏效应等不足^[11-13],导致提取得到的间谐波幅值与频率的精度不高,因此需进行频率和幅值校正。能量重心法^[12]、多点卷积幅值校正法^[13]、比值公式法^[14]等是较为通用的校正算法,其中能量重心法和多点卷积幅值校正法的计算简单,但是前者重在校正频率,后者则是校正幅值。对于比值公式法而言,其计算复杂,有的窗函数甚至需要迭代计算,实时性较差。而且,上述算法都是对实数的频谱进行校正,且当间谐波频率分量的间隔较小时,误差较大。因此,需研究针对复数相量的频谱分析方法,及相应的频率和幅值校正算法。

本文提出了一种基于PMU相量数据的间谐波还原算法:分析揭示了间谐波对相量幅值和相角的影响,提出了基于相量复数形式的间谐波提取方法;

收稿日期:2018-05-28; **修回日期:**2018-10-17

基金项目:国家重点研发计划项目(2017YFB0902900);国家自然科学基金资助项目(51725702,51627811,51707064);国网经济技术研究院有限公司资助项目(主动配电网信号特性与作用机理仿真研究及测量装置样机研制)

Project supported by the National Key R&D Program of China (2017YFB0902900), the National Natural Science Foundation of China (51725702, 51627811, 51707064) and State Grid Economic and Technology Research Institute Project (Simulation Research on Signal Characteristics and Action Mechanism of Active Distribution Network and Prototype Development of Measurement Device)

为了提高频率计算的精度,采用能量重心修正法校正频率;进一步地,根据求得的间谐波频率构建方程组,提出了基于最小二乘法的间谐波幅值校正方法;最后,通过仿真和实际数据验证了所提算法的有效性。

1 含间谐波分量的相量特性分析

1.1 含间谐波信号的相量表达形式

电力系统的基波信号如式(1)所示。

$$x(t) = \sqrt{2} X_m \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

其中, X_m 、 f_0 、 φ_0 分别为基波信号的幅值、频率和初相角。根据相量的定义^[15],式(1)的相量形式为:

$$X(t) = X_m e^{j[2\pi(f_0-50)t + \varphi_0]} \quad (2)$$

在基波信号上叠加 n 个间谐波分量,则信号模型为:

$$x(t) = \sqrt{2} X_{m0} \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) + \sum_{i=1}^n [\sqrt{2} X_{mi} \cos(2\pi f_i t + \varphi_i)] \quad (3)$$

其中, X_{m0} 为基波信号的幅值; X_{mi} 、 f_i 、 φ_i ($i=1, 2, \dots, n$) 分别为第 i 个间谐波的幅值、频率和初相角。式(3)对应的相量形式为:

$$X(t) = X_{m0} e^{j[2\pi(f_0-50)t + \varphi_0]} + \sum_{i=1}^n X_{mi} e^{j[2\pi(f_i-50)t + \varphi_i]} = \sum_{i=0}^n X_{mi} e^{j(2\pi \Delta f_i t + \varphi_i)} \quad (4)$$

其中, $\Delta f_i = f_i - 50$ ($i=0, 1, \dots, n$)。因此,当电力系统中含有次/超同步间谐波分量时,经 PMU 量测后的相量应能按式(4)进行分解。

1.2 含间谐波相量的频谱特性分析

为了初步确定相量中所含的间谐波分量,需对其进行频谱分析。为了简化分析,现假设信号中含 2 个频率分别为 f_1 和 f_2 、初相角为 0° 的频率分量,由式(4)可知,该信号对应的相量形式为:

$$X(t) = X_{m1} e^{j(2\pi \Delta f_1 t)} + X_{m2} e^{j(2\pi \Delta f_2 t)} \quad (5)$$

特殊地,当 f_1 和 f_2 关于 50 Hz 对称,即 $f_1 - 50 = 50 - f_2$ 时, $\Delta f_1 = -\Delta f_2$,这表明:信号中关于 50 Hz 对称的次/超同步间谐波分量,在相量中是关于频率 $f=0$ 对称的。式(5)中相量的幅值为:

$$|X(t)| = |X_{m1} \cos(2\pi \Delta f_1 t) + X_{m2} \cos(2\pi \Delta f_2 t) + j[X_{m1} \sin(2\pi \Delta f_1 t) + X_{m2} \sin(2\pi \Delta f_2 t)]| = \sqrt{X_{m1}^2 + X_{m2}^2 + 2X_{m1}X_{m2} \cos[2\pi(\Delta f_1 - \Delta f_2)t]} \quad (6)$$

可以看出,2 个频率分量合成的相量幅值中除直流分量外只含有 1 个频率分量,且该频率分量所对应的幅值是由 2 个频率分量的幅值共同决定的。由于 $\Delta f_{12} = |\Delta f_1 - \Delta f_2|$ 为二元一次方程,因此,若对含

间谐波的相量幅值进行频谱分析得到频率分量 Δf_{12} ,则有无穷个间谐波分量 ($\Delta f_1, \Delta f_2$) 的组合可得到相同的频谱结果,无法正确还原信号中的间谐波分量。

为了解决该问题,本文提出了对复数相量进行傅里叶变换的方法。相量进行傅里叶变换后的幅频特性为:

$$\begin{aligned} Y(f) &= \int_{-\infty}^{\infty} X(t) e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [X_{m1} e^{j(2\pi \Delta f_1 t)} + X_{m2} e^{j(2\pi \Delta f_2 t)}] e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \int_{-\infty}^{\infty} [X_{m1} \cos(2\pi \Delta f_1 t) + X_{m2} \cos(2\pi \Delta f_2 t)] \times \\ &\quad e^{-j2\pi f t} dt + j \int_{-\infty}^{\infty} [X_{m1} \sin(2\pi \Delta f_1 t) + \\ &\quad X_{m2} \sin(2\pi \Delta f_2 t)] e^{-j2\pi f t} dt = \\ &= \frac{1}{2} \left\{ X_{m1} [\delta(f - \Delta f_1) + \delta(f + \Delta f_1)] + \right. \\ &\quad X_{m2} [\delta(f - \Delta f_2) + \delta(f + \Delta f_2)] + \\ &\quad jX_{m1} \left\{ \frac{1}{j} [\delta(f - \Delta f_1) - \delta(f + \Delta f_1)] \right\} + \\ &\quad \left. jX_{m2} \left\{ \frac{1}{j} [\delta(f - \Delta f_2) - \delta(f + \Delta f_2)] \right\} \right\} = \\ &= X_{m1} \delta(f - \Delta f_1) + X_{m2} \delta(f - \Delta f_2) \end{aligned} \quad (7)$$

其中, $\delta(\cdot)$ 为冲激函数。由式(7)可以看出,对复数相量进行傅里叶变换后,频率分量 Δf_1 和 Δf_2 被分离,其幅值互不影响。因此, WAMS 主站应对 PMU 上传的相量而非幅值进行频谱分析,以避免频率分量之间的耦合作用造成的间谐波分量难以分解的问题。

1.3 基于相量数据的可还原间谐波频带

在我国, PMU 可以以 25 Hz、50 Hz 和 100 Hz 这 3 种频率等间隔地向主站上传量测相量,即相量的采样频率 f_p 只能为 25 Hz、50 Hz 和 100 Hz。为了满足采样定理, Δf_i 应满足:

$$|\Delta f_i| = |f_i - 50| \leq f_p / 2 \quad (8)$$

因此,可还原的间谐波频带为:

$$50 - f_p / 2 \leq f_i \leq 50 + f_p / 2 \quad (9)$$

对于不同的 PMU 上传频率,理论上可观测的间谐波频带如表 1 所示。由表 1 可见, PMU 上传频率越高,则可观测的频带越宽。以上传频率为 100 Hz 为例,间谐波测量频带为 0~100 Hz。文献[16]指出新能源汇集地区发生次同步振荡时间谐波的主要频段为 10~90 Hz,则上传频率为 100 Hz 的 PMU 的可观测频带可基本覆盖。当然,受 PMU 量测相量精度的影响,间谐波越接近频带边界,则还原的精度越受影响。

表 1 间谐波可观测频带

Table 1 Observable frequency band of inter-harmonics

PMU 上传频率/Hz	相量有效频段/Hz	电力信号瞬时值可分析频段/Hz
25	-12.5~12.5	37.5~62.5
50	-25~25	25~75
100	-50~50	0~100

2 间谐波校正方法

2.1 频谱特性误差分析

当利用 FFT 对相量进行频谱分析时,会产生频谱泄漏和栅栏效应,使求得的幅值和频率产生误差。

图 1 是频率为 75.5 Hz 的超同步间谐波(在相量中频率变为 25.5 Hz)经 PMU 量测后所得相量在 1 s 内的幅频特性。

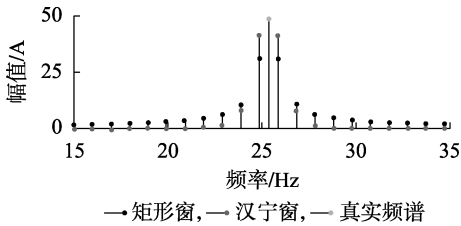


图 1 25.5 Hz 间谐波相量的幅频特性

Fig.1 Amplitude-frequency characteristic of 25.5 Hz inter-harmonic phasor

由图 1 可以看出,真实间谐波分量应为单一谱线,但当对有限长度的相量序列进行 FFT 运算时,需要对其进行时域截断,这种截断将使得本来集中于 25.5 Hz 频率处的部分功率或能量被分散到该频率邻近的频域,导致频谱泄漏。为了抑制频谱泄漏,需使用特定的窗函数代替矩形窗,即进行窗处理,以减小旁瓣干涉。目前常用的窗函数为余弦窗,一般表达式为:

$$w(t) = \begin{cases} \sum_{k=0}^K a_k \cos(2\pi kt/L) & t \leq |L/2| \\ 0 & t > |L/2| \end{cases} \quad (10)$$

其中, K 为余弦窗的阶数; L 为截取窗长度,单位为 s ; a_k 为第 k 项余弦窗的系数, a_k 应满足式(11)。

$$\sum_{k=0}^K a_k = 0, \quad \sum_{k=0}^K (-1)^k a_k = 0 \quad (11)$$

对图 1 中相量加汉宁窗(2 阶余弦窗)后,可以看出旁瓣衰减加快。余弦窗的阶数越大,则旁瓣衰减越快,频谱泄漏的影响就越小,但窗主瓣的宽度(大小为 Kf_p/L , 单位为 Hz)却会增加,导致难以分辨频率相近的间谐波,造成主瓣干涉。因此,应根据实际系统选择适当的窗函数。

图 1 中间谐波频率不是 FFT 频率分辨率(1 Hz)的整数倍,此时间谐波的频率无法正好落在谱线上,只能用邻近的频率分辨率的值来近似代替,即 25 Hz

或 26 Hz,导致出现栅栏效应,使间谐波的频率和幅值产生误差,因此,需要对其进行校正。本文采用已提出的能量重心法^[12]进行频率校正,此处不再赘述。本文的重点是研究幅值校正方法。

2.2 间谐波幅值校正方法

为了提高间谐波的幅值提取精度,本文提出了基于最小二乘法的幅值校正方法,该方法有别于传统的基于频域的校正法,充分利用了复数相量的实部和虚部信息,在时域上构建方程组,并运用最小二乘法求解参数以得到间谐波的幅值。

以基频未发生偏移为例推导校正过程。经相量的 FFT 分析及能量重心修正法校正频率后,得到了 m 个间谐波分量。若这 m 个分量中存在 g 对关于频率 50 Hz 对称的间谐波分量,则非对称分量的个数为 $m-2g$ 。对这 $m-2g$ 个非对称分量虚构相应的关于频率 50 Hz 对称的频率分量,则总的对称分量的对数为 $N=g+(m-2g)=m-g$ 。基于此,构建相量的复合模型为:

$$X(t) = X_{m0} e^{j\varphi_0} + \sum_{i=1}^N A_i e^{j(2\pi\Delta f_i t + \varphi_i)} + \sum_{i=1}^N B_i e^{j(-2\pi\Delta f_i t + \theta_i)} \quad (12)$$

其中, A_i 和 φ_i ($i=1,2,\dots,N$) 分别为超同步间谐波的幅值和初相角; B_i 和 θ_i ($i=1,2,\dots,N$) 分别为次同步间谐波的幅值和初相角; Δf_i 为超同步间谐波频率与额定频率的差值,其关于频率 50 Hz 对称的次同步间谐波与额定频率的差值为 $-\Delta f_i$ 。

分解式(12)所示相量的实部和虚部,得到式(13)和式(14)。

$$R(t) = X_0 \cos \varphi_0 + \sum_{i=1}^N A_i \cos(2\pi\Delta f_i t + \varphi_i) + \sum_{i=1}^N B_i \cos(-2\pi\Delta f_i t + \theta_i) \quad (13)$$

$$I(t) = X_0 \sin \varphi_0 + \sum_{i=1}^N A_i \sin(2\pi\Delta f_i t + \varphi_i) + \sum_{i=1}^N B_i \sin(-2\pi\Delta f_i t + \theta_i) \quad (14)$$

其中, $R(t)$ 为相量的实部; $I(t)$ 为相量的虚部。

以式(13)所示实部为例,对其进行三角展开,整理得到式(15)。将与时间 t 无关的分量 $X_0 \cos \varphi_0$ 、 $A_i \cos \varphi_i + B_i \cos \theta_i$ 以及 $-A_i \sin \varphi_i + B_i \sin \theta_i$ 分别作为整体当作未知参数。令 $C_i(t) = \cos(2\pi\Delta f_i t)$, $S_i(t) = \sin(2\pi\Delta f_i t)$, 则可得式(16)。

$$R(t) = X_0 \cos \varphi_0 + \sum_{i=1}^N [(A_i \cos \varphi_i + B_i \cos \theta_i) \cos(2\pi\Delta f_i t) + (-A_i \sin \varphi_i + B_i \sin \theta_i) \sin(2\pi\Delta f_i t)] \quad (15)$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R(t_1) \\ R(t_2) \\ \vdots \\ R(t_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{K}(t_1) \\ \mathbf{K}(t_2) \\ \vdots \\ \mathbf{K}(t_M) \end{bmatrix} \mathbf{Y} = \mathbf{KY} \quad (16)$$

$$\mathbf{K}(t_i) = [1, C_1(t_i), \dots, C_N(t_i), S_1(t_i), \dots, S_N(t_i)]$$

$$\mathbf{Y} = \begin{bmatrix} X_0 \cos \varphi_0 \\ A_1 \cos \varphi_1 + B_1 \cos \theta_1 \\ \vdots \\ A_N \cos \varphi_N + B_N \cos \theta_N \\ -A_1 \sin \varphi_1 + B_1 \sin \theta_1 \\ \vdots \\ -A_N \sin \varphi_N + B_N \sin \theta_N \end{bmatrix}^T$$

其中, M 为参与计算的相量幅值个数; $\mathbf{R}$ 为 M 个相量幅值构成的 $M \times 1$ 阶矩阵; $\mathbf{K}(t_i)$ 为 $1 \times (2N+1)$ 阶矩阵, 则矩阵 $\mathbf{K}$ 的阶数为 $M \times (2N+1)$; $\mathbf{Y}$ 为 $(2N+1) \times 1$ 阶待求参数矩阵。

因为 $\Delta f_i (i=1, 2, \dots, N)$ 经频谱校正已知, 所以 $\cos(2\pi\Delta f_i t)$ 和 $\sin(2\pi\Delta f_i t)$ 可经过计算得到, 即 $\mathbf{K}$ 可经过计算得到; $\mathbf{R}$ 是已知的相量实部矩阵。令 $M > 2N+1$ 使式(16)为超定方程, 对其采用最小二乘法即可得到 $\mathbf{Y}$:

$$\mathbf{Y} = (\mathbf{K}^T \mathbf{K})^{-1} \mathbf{K}^T \mathbf{R} \quad (17)$$

对式(14)做同样的处理, 可得 $X_0 \sin \varphi_0$, $A_i \cos \varphi_i - B_i \cos \theta_i$ 和 $A_i \sin \varphi_i + B_i \sin \theta_i$ 。分别令:

$$A_i \cos \varphi_i - B_i \cos \theta_i = b_{i1} \quad (18)$$

$$A_i \sin \varphi_i + B_i \sin \theta_i = b_{i2} \quad (19)$$

$$A_i \cos \varphi_i + B_i \cos \theta_i = b_{i3} \quad (20)$$

$$-A_i \sin \varphi_i + B_i \sin \theta_i = b_{i4} \quad (21)$$

联立式(18)、(20)可得 $A_i \cos \varphi_i$, 联立式(19)、(21)可得 $A_i \sin \varphi_i$, 通过 $A_i \cos \varphi_i$ 和 $A_i \sin \varphi_i$ 即可求得超同步间谐波的幅值 A_i 。同理也可求得次同步间谐波的幅值 B_i 。对于幅值为 0 或接近 0 的频率分量, 即式(12)中虚构的频率分量, 应将其删除。

考虑基频信号发生偏移, 则式(12)变为:

$$\mathbf{X}(t) = X_{m0} e^{j(2\pi\Delta f_0 t + \varphi_0)} + \sum_{i=1}^N A_i e^{j(2\pi\Delta f_i t + \varphi_i)} + \sum_{i=1}^N B_i e^{j(-2\pi\Delta f_i t + \theta_i)} \quad (22)$$

此时未知参数的个数变为 $2N+2$, 求解过程如式(13)~(21)所示, 此处不再赘述。

2.3 间谐波还原算法流程

基于 PMU 相量数据的间谐波还原算法的流程如图 2 所示。当 PMU 相量上送主站的频率为最大的 100 Hz 时, 本文所提方法运算 1 次的时间小于 0.3 ms, 可在 WAMS 主站系统上实时运行。

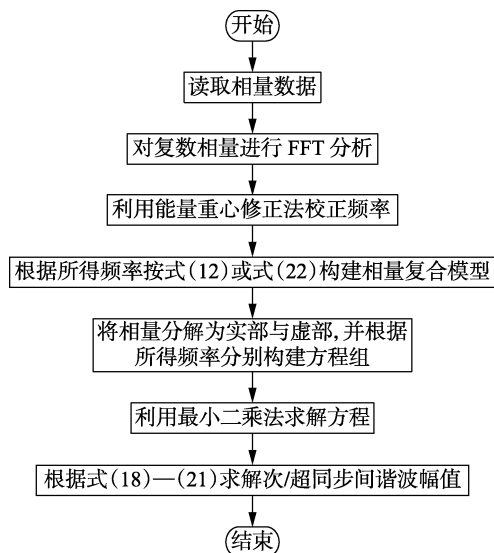


图 2 间谐波还原算法流程图

Fig.2 Flowchart of reduction algorithm for inter-harmonics

3 仿真和实际数据测试

3.1 相量频谱分析仿真测试

在基波信号上叠加频率为 30 Hz 和 80 Hz 的间谐波, 幅值分别为 10 A 和 40 A, 基波幅值为 100 A, 初相角均为 0° , 由式(4)可知该信号对应的相量为:

$$\mathbf{X}(t) = 100 + 10e^{j[2\pi(-20)t]} + 40e^{j(2\pi 30t)} \quad (23)$$

对该相量和相量幅值分别进行频谱分析, 如图 3 所示。图 3(a)中的频谱关于频率 $f=0$ 对称, 因此有效频段为 $0 \sim 50$ Hz, 可以看出基波与 2 个间谐波在相量幅值中相互作用产生了多个频率分量, 其中幅值较大的间谐波分量的频率为 20 Hz 和 30 Hz, 但是无法确定这 2 个频率分量是次同步间谐波产生的还是超同步间谐波产生的, 例如频率为 20 Hz 这一间谐波分量可能是 30 Hz 间谐波产生的, 也可能是 70 Hz 间谐波产生的, 或是 30 Hz 和 70 Hz 间谐波共同作用产生的。同时在这些频率分量的作用下基波幅值变大。但在图 3(b)中 3 个频率分量的频率和幅值均是正确的, 互不影响, 可有效地识别次/超同步间谐波分量。因此, 对于上传至主站的 PMU 量测数据, 应对其幅值和相角组成的相量进行频谱分析, 而非仅对幅值进行分析, 从而可以分解得到各间谐波分量。

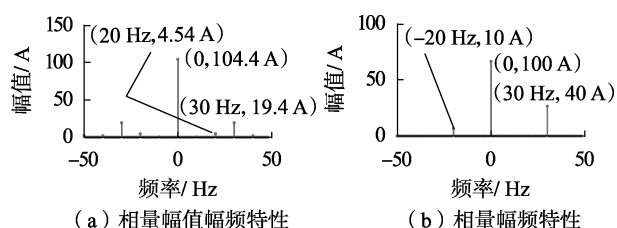


图 3 相量幅值与相量的幅频特性

Fig.3 Amplitude-frequency characteristics of phasor and its amplitude

3.2 相量频谱分析实际数据测试

对 E 地区发生次同步振荡时 PMU 上传至主站的相量数据进行了初步的频谱分析,如图 4、表 2 所示。图 4 为某线路发生次同步振荡时相量的频谱特性,表 2 为发生次同步振荡时各线路中分布的次/超同步间谐波分量。

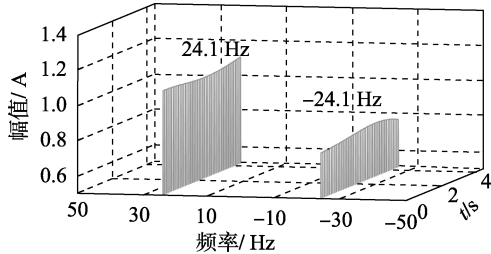


图 4 发生次同步振荡时相量时变频谱特性

Fig.4 Time-varying spectrum characteristic of phasor during subsynchronous oscillation

表 2 各线路的间谐波分布

Table 2 Distribution of inter-harmonics in each lines

线路	次同步频率/Hz	超同步频率/Hz
1	-26.5, -8.2	26.5, 8.2
2	-24	23.9
3	-26, -12.9	26.1, 13
4	-19.5, -29.5, -40	19.5, 29.5, 40

由图 4 和表 2 可以看出,各线路的相量数据中频率分量是关于频率 $f=0$ 对称出现的,这表明:新能源汇集地区发生次同步振荡时线路中一般同时存在关于频率 50 Hz 对称的次/超同步间谐波。

由图 4 可看出,间谐波的幅值随时间发生微小波动,因此为了反映间谐波的动态变化,进行频谱分析时的窗长不宜太长,综合分析现场数据,1 s 的时间窗较为适宜。由表 2 结合其他线路数据分析可知,发生次同步振荡时同一线路中一般存在 2~6 个间谐波分量,且各间谐波分量的间隔在 3 Hz 以上。

3.3 幅值校正方法仿真测试

为了验证所提幅值校正方法的有效性,进行了如下仿真验证,并与经典的多点卷积幅值校正法^[13](后文简称为卷积法)进行了对比。根据 3.2 节的分析结果,仿真时 FFT 分析的窗长设为 1 s,采用汉宁窗,采样率即 PMU 上传频率为 100 Hz,此时窗主瓣宽度为 4 Hz,可分辨频率间隔大于 2 Hz 的间谐波分量,满足实际需求;仿真时基波幅值均为 100 A。

a. 仿真 1:基频未发生偏移并且含 1 对对称的次/超同步间谐波。

由实际系统的录波数据分析可知,大部分线路中均存在 1 对对称的次/超同步间谐波,因此在基波信号中叠加频率为 30.5 Hz、69.5 Hz 的间谐波分量,其幅值分别为基波幅值的 10%、20%。在对应的相量中应为 -19.5 Hz 和 19.5 Hz 的频率分量,其实部与虚部波形如图 5 所示。测试结果如表 3 所示。其

中,幅值相对误差 = |计算值 - 理论值| / 理论值。

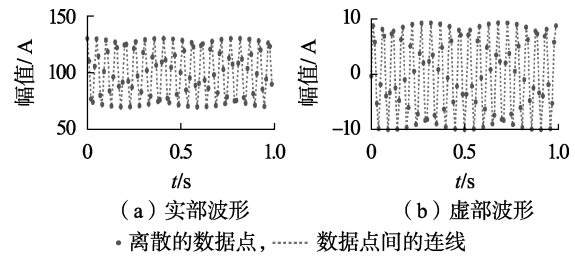


图 5 仿真 1 相量数据实部与虚部波形

Fig.5 Imaginary and real part curves of phasor data in Simulation 1

表 3 仿真 1 的测试结果

Table 3 Test results of Simulation 1

频率/Hz			幅值/A		幅值相对误差/%		
理论值	计算值	绝对误差	理论值	计算值		本文方法	卷积法
				本文方法	卷积法		
30.50	30.47	0.03	10	9.980	9.91	0.20	0.90
69.50	69.53	0.03	20	19.972	19.81	0.14	0.95

可以看出,能量重心修正法的频率校正绝对误差为 0.03 Hz,在此频率校正精度下,本文所提幅值校正法的幅值相对误差小于等于 0.2%,卷积法的幅值相对误差接近 1%,可见本文所提幅值校正法的校正精度优于卷积法。

b. 仿真 2:基频发生偏移且含 1 对对称的次/超同步间谐波。

实际系统中的基波频率会偏离 50 Hz,令仿真 1 信号中的基波频率为 50.2 Hz,其余信号参数不变。该仿真信号的相量实部与虚部波形如图 6 所示,测试结果如表 4 所示。

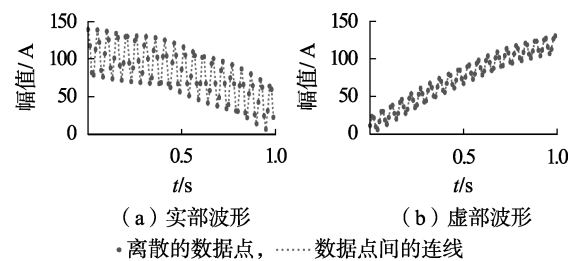


图 6 仿真 2 相量数据实部与虚部波形

Fig.6 Imaginary and real part curves of phasor data in Simulation 2

表 4 仿真 2 的测试结果

Table 4 Test results of Simulation 2

频率/Hz			幅值/A		幅值相对误差/%		
理论值	计算值	绝对误差	理论值	计算值		本文方法	卷积法
				本文方法	卷积法		
30.50	30.47	0.03	10	9.98	9.91	0.20	0.90
69.50	69.53	0.03	20	19.97	19.81	0.15	0.95

对比图 5、6 可以看出,基频发生偏移后,会使相

量的实部与虚部产生线性变化的趋势。对比表 3、4 可以看出,当基波信号发生偏移时,频率校正精度与卷积法幅值校正精度未发生变化,本文所提幅值校正法对 30.5 Hz 间谐波分量的校正精度无影响,但对 60.5 Hz 间谐波分量而言,校正误差由 0.14% 提高到 0.15%,但增量很小,这表明基频发生偏移会对间谐波的幅值校正精度产生微小的影响,这是由基频发生偏移后,方程组的未知数较基频未发生偏移时多了 1 个造成的。不过,本文所提校正方法的精度仍高于卷积法,不会对间谐波的监测造成影响。

c. 仿真 3:基频发生偏移且同时含多个对称与非对称间谐波分量。

由 3.2 节的分析可知,在 0~100 Hz 频段内,部分线路的间谐波个数多于 1 对。因此,在基波信号中叠加多个间谐波,且基频偏移至 50.2 Hz,其中,25.30 Hz 与 74.70 Hz 的分量、30.74 Hz 与 69.26 Hz 的分量关于 50 Hz 对称,其余为单独出现的间谐波分量,即非对称间谐波分量,且用频率间隔为 3 Hz 的 66.26 Hz 和 69.26 Hz 分量模拟系统中间谐波分量相近的工况。该仿真相量数据的实部与虚部波形如图 7 所示,测试结果如表 5 所示。

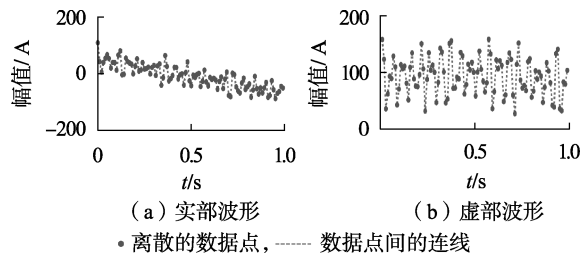


图 7 仿真 3 相量数据实部与虚部波形

Fig.7 Imaginary and real part curves of phasor data in Simulation 3

表 5 仿真 3 的测试结果

Table 5 Test results of Simulation 3

频率/Hz			幅值/A			幅值相对误差/%	
理论值	计算值	绝对误差	理论值	计算值		本文方法	卷积法
				本文方法	卷积法		
14.35	14.34	0.01	10	10.00	9.97	0	0.30
25.30	25.32	0.02	10	9.99	9.97	0.10	0.30
30.74	30.74	0	20	20.00	19.97	0	0.15
66.26	66.29	0.03	10	10.01	10.14	0.10	1.40
69.26	69.27	0.01	20	20.11	19.91	0.55	0.45
74.70	74.70	0	10	10.00	9.98	0	0.20
85.27	85.27	0	20	20.00	19.97	0	0.15

可以看出,本文所提幅值校正方法整体上优于卷积法,本文所提算法的最大校正误差为 0.52%,大部分误差均小于 0.1%,而卷积法的最大校正误差达 1.40%,且误差均高于 0.1%。当间谐波频率分量相

近时,如表 5 中的 66.26 Hz 和 69.26 Hz 间谐波频率分量,卷积法得到的 66.26 Hz 间谐波分量的误差较大,达到 1.40%,这是因为卷积法为频域算法,当频率分量相近时易受主瓣干涉的影响。但本文所提方法在时域构建方程,从根本上摆脱了卷积法频域分析的限制,可有效地计算间谐波的幅值,相应的误差只有 0.10%。

d. 仿真 4:基频发生偏移且同时含多个对称与非对称间谐波分量以及高斯白噪声。

在仿真 3 的信号中施加信噪比为 10 dB 的高斯白噪声,以模拟系统中随机出现的微小频率分量,验证本文所提方法在噪声环境下的校正精度。信噪比的计算公式为:

$$\text{SNR} = 10 \lg \frac{P_S}{P_N} \quad (24)$$

其中, P_S 和 P_N 分别为信号和噪声的有功功率。SNR 的数值越小,表示噪声含量越大,主网中的信噪比一般大于 40 dB^[17],所以 10 dB 已可满足仿真需求。在进行含噪声测试时,考虑到噪声的随机性,进行了 1 000 次测试,选取其中的误差最大值作为最终的结果,测试结果如表 6 所示。

表 6 仿真 4 的测试结果(含噪声)

Table 6 Test results of Simulation 4(with noise)

频率/Hz			幅值/A			幅值相对误差/%	
理论值	计算值	绝对误差	理论值	计算值		本文方法	卷积法
				本文方法	卷积法		
14.35	14.34	0.01	10	9.91	9.87	0.90	1.30
25.30	25.31	0.01	10	9.92	9.89	0.80	1.10
30.74	30.74	0	20	19.93	19.86	0.35	0.70
66.26	66.29	0.03	10	10.10	10.23	0.10	2.30
69.26	69.27	0.01	20	20.19	19.81	0.95	0.95
74.70	74.70	0	10	9.93	9.89	0.70	1.10
85.27	85.27	0	20	20.08	19.86	0.40	0.70

可以看出,加噪声前、后频率误差几乎不变,这表明能量重心法能够有效地抑制噪声。对比表 5、6 可以看出,当信号中含有噪声时,本文所提方法的幅值校正精度有所下降,但精度仍小于 1%,在工程应用可接收的范围内,且此时本文所提方法的幅值校正精度整体上仍优于卷积法。因此,当信号中含有多个对称和非对称间谐波时,本文所提方法充分利用了相量数据的实部和虚部信息,能够较为准确地校正对称和非对称间谐波分量的幅值。

3.4 幅值校正方法实际数据测试

为了进一步验证本文所提方法在实际电力系统中的应用效果,本文采用 E 地区某新能源汇集地区发生次同步振荡时的 PMU 实测相量数据,对所提方法进行测试验证,测试结果如表 7 所示。

表 7 实际相量数据测试结果
Table 7 Test results of actual phasor data

频率参考值/Hz	频率计算值/Hz	频率绝对误差/Hz	幅值参考值/A	幅值计算值/A	幅值相对误差/%
25.64	25.64	0	3.39	3.62	6.78
74.33	74.33	0	6.52	6.12	6.13

由于实际系统中无法获取间谐波频率和幅值的真实值,因此,表 7 中将 PMU 现场的电流录波数据的分析结果作为参考值,其中,频率参考值为用能量重心法校正后的频率;由文献[13]可知,当频率分量间隔较远时,卷积法的幅值校正精度较高,这可从表 5、6 看出,因此将利用卷积法校正后的幅值作为幅值参考值。将利用本文所提间谐波还原方法对同时时间段的 PMU 量测数据进行分析所得的结果作为计算值。

由表 7 可以看出,频率计算误差很小可以忽略不计,这表明 PMU 中的相量测量算法对频率的影响很小。但是幅值的计算误差相比于 3.3 节的仿真计算结果有所增大。这主要是因为存在的 2 个间谐波导致相量以 25 Hz 左右的频率振荡,远高于 PMU 标准中规定的最高振荡频率(5 Hz);而振荡频率越高,PMU 的测量误差越大^[15],进一步影响了间谐波的幅值还原精度。但是该误差并不影响间谐波的监测与预警。

结合以上仿真和实际数据验证结果可以发现,所提间谐波还原算法在电气量中含有多个对称和非对称间谐波、高噪声的条件下,都能够较好地计算得到间谐波的幅值和频率,算法的整体性能较好。

4 结论

本文基于 PMU 的相量数据,提出了一种间谐波的还原算法,揭示了针对复数相量序列进行频谱分析的必要性,同时分析了 FFT 在间谐波的频率和幅值提取时的不足,采用能量重心修正法校正间谐波的频率,进一步地,通过理论推导提出了基于最小二乘法的间谐波幅值校正方法。仿真和电力系统实际相量数据分析结果表明,所提算法能够较为精确地计算得到系统中对称和非对称间谐波的频率和幅值,实现电力系统大面积间谐波的监测与预警。然而,由于实际系统中 PMU 测量结果存在一定的误差,会对间谐波还原算法造成影响,降低幅值的还原精度。因此,如何在较高的振荡频率下提高相量测量精度是下一步的研究工作。

参考文献:

[1] 于慎航,孙莹,牛晓娜,等. 基于分布式可再生能源发电的能源互联网系统[J]. 电力自动化设备,2010,30(5):104-108.
YU Shenhong, SUN Ying, NIU Xiaona, et al. Energy internet system

based on distributed renewable energy generation[J]. Electric Power Automation Equipment, 2010, 30(5): 104-108.

[2] TERZIJA V, VALVERDE G, CAI D, et al. Wide-area monitoring, protection, and control of future electric power networks[J]. Proceedings of the IEEE, 2011, 99(1): 80-93.

[3] REE J D L, CENTENO V, THORP J S, et al. Synchronized phasor measurement applications in power systems[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2010, 1(1): 20-27.

[4] PHADKE A G, DE MORAES R M. The wide world of wide-area measurement[J]. Power & Energy Magazine IEEE, 2008, 6(5): 52-65.

[5] 王增平,张晋芳,钱诚. 基于同步测量信息的电网拓扑错误辨识方法[J]. 电力自动化设备, 2012, 32(1): 1-8.
WANG Zengping, ZHANG Jinfang, QIAN Cheng. Topology error identification based on synchronized measurements for power network[J]. Electric Power Automation Equipment, 2012, 32(1): 1-8.

[6] WU H, WANG Q, LI X. PMU-based wide area damping control of power systems[C]//Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference. New Delhi, India: IEEE, 2008: 1-4.

[7] 冯珂,麦瑞坤. 基于频域动态模型的间谐波相量测量方法[J]. 电网技术, 2014, 38(7): 1989-1994.
FENG Ding, MAI Ruikun. Interharmonic phasor estimator based on frequency-domain model[J]. Power System Technology, 2014, 38(7): 1989-1994.

[8] 张佳怡,符玲,熊思宇,等. 计及频率偏移的动态谐波相量测量算法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(8): 2270-2278.
ZHAGN Jiayi, FU Ling, XIONG Siyu, et al. Dynamic harmonic phasor measurement algorithm considering frequency deviation[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(8): 2270-2278.

[9] 徐全,陆超,刘映尚,等. 基于泰勒级数和离散傅里叶变换的综合自适应相量算法[J]. 电力系统自动化, 2016, 40(19): 37-43.
XU Quan, LU Chao, LIU Yingshang, et al. Comprehensive adaptive phasor algorithm based on Taylor series and discrete Fourier transform[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(19): 37-43.

[10] LIU Hao, BI Tianshu, CHANG Xiqiang, et al. Impacts of subsynchronous and supersynchronous frequency components on synchrophasor measurements[J]. Journal of Modern Power Systems & Clean Energy, 2016, 4(3): 362-369.

[11] 李宁,左培丽,王新刚,等. 基于改进 DFT 和时域准同步的间谐波检测算法[J]. 电力自动化设备, 2017, 37(4): 170-178.
LI Ning, ZUO Peili, WANG Xingang, et al. Inter-harmonic detection based on improved DFT and time-domain quasi-synchronization[J]. Electric Power Automation Equipment, 2017, 37(4): 170-178.

[12] 曾金芳,滕召胜,唐求. 自卷积检测方法及其在离散频谱校正中的应用[J]. 中国电机工程学报, 2014, 34(28): 4976-4982.
ZENG Jinfang, TENG Zhaosheng, TANG Qiu. Self-convolution detection method and its application in discrete spectrum correction[J]. Proceedings of the CSEE, 2014, 34(28): 4976-4982.

[13] 朱利民,钟秉林,黄仁. 离散频谱多点卷积幅值修正法的理论分析[J]. 振动工程学报, 1999, 12(1): 122-127.
ZHU Limin, ZHONG Binglin, HUANG Ren. Theoretic analysis of amplitude correction approach using convolution of several points in discrete spectrum[J]. Journal of Vibration Engineering, 1999, 12(1): 122-127.

[14] 徐传燕,丁康,林慧斌,等. 离散频谱分析比值校正法幅值和相

- 位的抗噪性分析[J]. 振动工程学报, 2011, 24(6): 633-638.
- XU Chuanyan, DING Kang, LIN Huibin, et al. Noise influence on amplitude and phase estimation accuracy by interpolation method for discrete spectrum[J]. Journal of Vibration Engineering, 2011, 24(6): 633-638.
- [15] 毕天姝, 刘灏, 杨奇逊. PMU 算法动态性能及其测试系统[J]. 电力系统自动化, 2014, 38(1): 62-67.
- BI Tianshu, LIU Hao, YANG Qixun. Dynamic performance of PMU algorithm and its testing system[J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(1): 62-67.
- [16] 李景一, 毕天姝, 于钊, 等. 直驱风机变流控制系统对次同步频率分量的响应机理研究[J]. 电网技术, 2017, 41(6): 1734-1740.
- LI Jingyi, BI Tianshu, YU Zhao, et al. Study on response characteristics of grid converter control system of Permanent Magnet Synchronous Generators(PMSG) to subsynchronous frequency component[J]. Power System Technology, 2017, 41(6): 1734-1740.
- [17] ZHAN L W, LIU Y, CULLISS J, et al. Dynamic single-phase synchronized phase and frequency estimation at the distribution level[J]. IEEE Transactions on Smart Grid, 2015, 6(4): 2013-2022.

作者简介:



刘 灏

刘 灏(1985—),男,山东莱芜人,讲师,博士,主要研究方向为同步相量测量技术及应用(**E-mail**: hliu@ncepu.edu.cn);

许苏迪(1993—),男,江苏南京人,硕士研究生,主要研究方向为PMU测试技术(**E-mail**: 18515422011@163.com);

毕天姝(1973—),女,河南济源人,教授,博士,通信作者,主要研究方向为电力系统保护与控制、WAMS应用研究、人工智能在电力系统中应用与故障诊断等(**E-mail**: tsbi@ncepu.edu.cn)。

Inter-harmonic reduction algorithm based on synchrophasor measurements

LIU Hao¹, XU Sudi¹, BI Tianshu¹, GU Songlin²

(1. State Key Laboratory of Alternate Electric Power System with Renewable Energy Sources, North China Electric Power University, Beijing 102206, China; 2. State Grid Economic and Technological Research Institute, Beijing 102209, China)

Abstract: With the rapid development of renewable energies, more and more power electronic equipments are applied in power grids, resulting in subsynchronous and super-synchronous inter-harmonics in electrical signals. When these inter-harmonics are serious, subsynchronous oscillation will occur. Therefore, the monitoring and warning of inter-harmonics in real time is very important. Nowadays, there are many PMUs (Phasor Measurement Units) having been deployed in the power system, which provides possibility for monitoring the inter-harmonics. An inter-harmonic reduction algorithm based on phasor measurements of PMUs is proposed. The extraction method of subsynchronous and super-synchronous inter-harmonics based on the complex phasor is proposed to decompose the subsynchronous and super-synchronous harmonics. Aiming at the larger magnitude and frequency errors obtained by the spectrum analysis, the idea to solve the frequency and amplitude of inter-harmonic separately is presented. The calculative frequency of inter-harmonic is corrected by the energy centrobaric correcting method. Then, a correction method for inter-harmonic magnitude based on the least squares method is proposed. The simulation and the test based on the actual recording data of power system show that the frequency and amplitude of inter-harmonics can be calculated accurately by the proposed method under the condition of multiple symmetrical and asymmetrical inter-harmonics and strong noises.

Key words: inter-harmonics; phasor measurement unit; Fourier transform; energy centrobaric correcting method; electric power systems