

DOI: 10.7667/PSPC151774

# 全相位-混合基 FFT 在相量测量装置中的实现

邵璞<sup>1</sup>, 赵庆生<sup>1</sup>, 郭贺宏<sup>2</sup>, 张学军<sup>3</sup>

(1. 太原理工大学电气与动力工程学院, 山西 太原 030024; 2. 国网临汾供电公司, 山西 临汾 041000;  
3. 山西大学, 山西 太原 030006)

**摘要:** 传统的傅里叶变换在测量非整周期的数据时会出现频谱泄露的现象, 而快速傅里叶变换(FFT)只能对长度为 2 的整次幂(基-2)的数据进行处理, 无法对非基-2 的其他数据计算。为了解决以上问题, 提出了一种全相位-混合基 FFT 算法。并详细介绍了全相位 FFT、混合基 FFT 的原理以及全相位-混合基 FFT 在 DSP 中的实现过程。通过测试表明全相位-混合基 FFT 在电压、频率的测量精度较传统 FFT 有一定优势。将该算法应用到以 DSP 为核心的相量测量装置当中, 对电网的状态进行实时监测, 实测结果证明该算法准确可靠, 在电力系统运行当中有一定实用价值。

**关键词:** 全相位 FFT; 混合基 FFT; DSP; 全相位-混合基 FFT; 相量测量

## Realization of all phase-mixed radix FFT on the phase measurement device

SHAO Pu<sup>1</sup>, ZHAO Qingsheng<sup>1</sup>, GUO Hehong<sup>2</sup>, ZHANG Xuejun<sup>3</sup>

(1. College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China;  
2. Linfen Electric Power Company, Linfen 041000, China; 3. Shanxi University, Taiyuan 030006, China)

**Abstract:** The traditional FFT algorithm may cause spectrum leakage while calculating frequency and amplitude. The FFT algorithm is usually radix-2 FFT which can't compute sequences that length is composite accurately. To solve these problems, an all phase-mixed radix FFT algorithm is proposed. All phase FFT, mixed radix FFT principle and the realization process of all phase-mixed FFT are also introduced. Through the actual test it is shown that all phase-mixed radix FFT algorithm outperforms traditional FFT algorithm in voltage and frequency measurement. Moreover, the algorithm is applied in the DSP for monitoring actual power grid as the core of the phase measurement device. The actual application result shows that the algorithm is accurate and reliable, and it has certain practical value upon the phase measurement.

**Key words:** all phase FFT; mixed radix FFT; DSP; all phase-mixed radix FFT; phasor measurement

## 0 引言

电网运行处于一个不断变化的状态, 持续维持在动态的平衡, 因此对其状态的精确监控十分重要。在电网的实际运行当中, 快速傅里叶算法(FFT)在相量测量中占有十分重要的地位。但传统的 FFT 计算在采样时只考虑了一种频率截断情况, 因此在处理非整周期信号时会出现频谱泄露现象<sup>[1-2]</sup>导致测量的精度降低。而且快速傅里叶变换只能针对长度为 2 的整次幂的数据进行处理<sup>[3-4]</sup>, 对于不满足基-2 长度的采样数据则无法通过 FFT 快速分析得到数据的

相位和幅值信息, 不能满足电力系统实际运行当中对复合数处理的要求, 例如 IEC61850 中规定的 80 点/周波采样要求。

为了解决频谱泄露现象, 文献[5]将全相位 FFT 算法应用到 FPGA 中, 设计了高精度时移相位差测频系统, 使频谱分析的频率分辨率达到了 0.2% 的级别。文献[6]则基于全相位 FFT 的初相不变性在 FPGA 平台上实现了一种高精度的频率测量方案, 该方案测量结果不易受采样点数变化影响, 且不需要增加频谱校准算法即可得到准确的相位信息。但是全相位 FFT 算法没有解决不能处理非基-2 的整次幂的复合数这个问题。

对于数据项为非 2 的整次幂数据, 文献[7]通过线性拉格朗日插值方法对信号再次抽取, 抽取后得

基金项目: 国网山西省电力公司科技项目资助(晋电发展[2014]88号)

到数据即可进行传统的 FFT 分析。文献[8]提出一种不需要上述插值的测量方案,通过对数据的稀释采样,用修正均方根算法即可计算出数据的结果。两种方案解决了针对长度为非基-2的复合数的快速计算问题,但是在处理非整周期的采样数据时仍然存在频谱泄露的情况。

针对以上问题,本文提出了全相位-混合基 FFT 算法,该算法结合全相位 FFT 和混合基 FFT 的优点,可以对点数为 2 和 5 的整次幂的复合数进行快速计算,同时在加入一定的数据预处理之后可以很好地抑制频谱泄露现象,提高算法的测量精度。结合数字信号处理器(DSP)强大的数据处理能力和方便的 FFT 库函数,将其应用到以 DSP 为核心的相量测量装置中,可以提高测量精度,扩展测量范围。

## 1 算法介绍

全相位混合基 FFT 算法的基本原理是先用全相位 FFT 的方法对数据进行预处理,使其减少频谱泄露,同时提高相位测量精度,之后调用混合基 FFT 进行计算得到最终的结果。下面将分别介绍全相位 FFT 和混合基 FFT 的计算原理。

### 1.1 全相位 FFT

全相位 FFT 考虑了包含采样点的  $N$  种循环移位相加的情况。对于时间序列中的一点  $x(0)$ , 存在且只存在  $N$  列包含该点的  $N$  维列向量:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_0(n) &= [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T \\ \mathbf{x}_1(n) &= Z^{-1}\mathbf{x}_0(n) = [x(-1), x(0), \dots, x(N-2)]^T \\ &\vdots \\ \mathbf{x}_{N-1}(n) &= Z^{-N+1}\mathbf{x}_0(n) = [x(-N+1), x(-N+2), \dots, x(0)]^T \end{aligned} \quad (1)$$

其中,  $Z^{-j}$  为位移算子,其作用是将每个变量依次进行循环位移,可得到移位之后的以  $x(0)$  为首位的  $N$  个  $N$  维列向量<sup>[9]</sup>:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}'_0 &= [x(0), x(1), \dots, x(N-1)]^T \\ \mathbf{x}'_1 &= [x(0), x(1), \dots, x(-1)]^T \\ &\vdots \\ \mathbf{x}'_{N-1} &= [x(0), x(-N+1), \dots, x(-1)]^T \end{aligned} \quad (2)$$

将以上  $N$  个向量相加之后求取平均值,则可得到经过数据预处理的全相位数据向量:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{ap}(n) &= \frac{1}{N} [Nx(0), (N-1)x(1) + \\ &\quad x(-N+1), \dots, x(N-1) + (N-1)x(-1)]^T \end{aligned} \quad (3)$$

由傅里叶变换特性可知,经过预处理后的数据作 FFT 计算结果和分别将每组数据作 FFT 计算得到的结果相同。虽然全相位 FFT 包含  $N$  种 FFT 计算

的情况,但是在实际计算过程中,经过数据处理之后只需要进行 1 次计算即可完成,大大节省了计算量,缩短了计算时间。根据 FFT 的移位性质,式(2)的  $X'_i(n)$  经过 FFT 计算得到的  $X'_i(k)$  和式(1)的  $X'_i(n)$  经过 FFT 计算得到的  $X'_i(k)$  之间存在如下关系:

$$X'_i(k) = X_i(k) e^{j\frac{2\pi}{N}ik}; \quad i, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4)$$

对式(4)的  $X'_i(k)$  用卷积窗加权求和之后求平均值得到的结果即为全相位 FFT 的计算结果:

$$X_{ap}(k) = \frac{1}{N^2} \sum_{i=0}^{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} x(n-i) e^{j\frac{2\pi}{N}ik} e^{-j\frac{2\pi}{N}nk} \quad (5)$$

因此对于单频复指数信号:

$$x(n) = e^{j(\omega_0 n + \varphi_0)} = e^{j(2n\beta\pi/N + \varphi_0)} \quad (6)$$

其中,  $\omega_0$  表示为  $\beta$  倍频率间隔  $2\pi/N$  的形式,代入式(6)经化简得频谱<sup>[10]</sup>:

$$X_{ap}(k) = \frac{e^{j\varphi_0}}{N^2} \cdot \frac{\sin^2[\pi(\beta-k)]}{\sin^2[\pi(\beta-k)/N]} \quad (7)$$

而直接通过 FFT 变换得到的频谱为

$$X(k) = \frac{e^{j\varphi_0}}{N^2} \cdot \frac{\sin^2[\pi(\beta-k)] e^{[-j(\beta-k)\pi]}}{\sin^2[\pi(\beta-k)/N]} \quad (8)$$

对比式(7)和式(8),式(7)中的平方关系对所有谱线都成立,因此旁谱线衰减得更明显,从而使主谱线突出,达到抑制频谱泄露的效果。由式(7)得知计算得到的初相为  $\varphi_0$ , 不受频率偏移量影响,具有相位不变性,如图 1 所示。

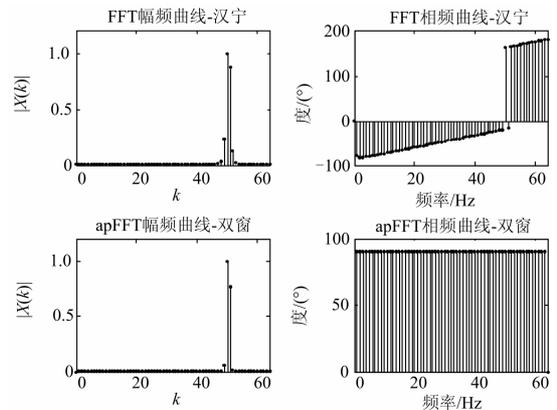


图 1 传统加窗 FFT 与全相位 FFT 振幅和相位对比

Fig. 1 Phase and amplitude contrast of traditional windowed FFT and ap-FFT

图 1 显示了在进行非整数倍频率采样时,全相位 FFT 可以更出色地抑制频谱泄露,使旁谱线的数量和幅值都大幅减少。在进行相位测量时,传统的 FFT 需要通过频谱校正算法才能获得较为准确的相位值,而全相位 FFT 算法相频特性自始至终均为一

条平整的直线, 在任意频点都可以得到精准的相位信息。为了在非基-2 采样点下实现全相位 FFT 算法, 需要加入混合基 FFT 的计算。

## 1.2 混合基 FFT

快速傅里叶变换(FFT)以离散傅里叶变换(DFT)为基础, FFT 计算考虑到旋转因子的特性, 通过其周期性和对称性使 DFT 算法的计算次数大幅减小。因此在进行混合基 FFT 分析时, 同样可以用 DFT 算法进行推导。 $N$  点 DFT 计算公式为

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N}nk}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

对于长度为  $N$  的采样序列, 当  $N$  为 2 的整次幂时, 可根据旋转因子的周期性和对称性直接调用 FFT 进行计算; 当  $N$  不为 2 的整数次幂时, 可以把  $N$  分解为  $N_1$  和  $N_2$  两个因子的乘积, 定义  $n$  和  $k$  为

$$\begin{aligned} n &= N_2 \cdot n_1 + n_2, \begin{cases} 0 \leq n_1 \leq N_1 - 1 \\ 0 \leq n_2 \leq N_2 - 1 \end{cases} \\ k &= k_1 + N_1 \cdot k_2, \begin{cases} 0 \leq k_1 \leq N_1 - 1 \\ 0 \leq k_2 \leq N_2 - 1 \end{cases} \end{aligned} \quad (10)$$

将其代入式(9)得

$$X(k) = X(k_1 + N_1 \cdot k_2) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(N_2 \cdot n_1 + n_2) f_1 f_2 f_3 f_4 \quad (11)$$

其中:  $f_1 = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot N_2 n_1 k_1}$ ;  $f_2 = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot n_2 k_1}$ ;  $f_3 = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot N_1 n_2 k_2}$ ;  $f_4 = e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot N_1 N_2 n_2 k_2}$ 。考虑到 DFT 算法的特性, 式(11)可以化简为

$$X(k) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \left[ \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(N_2 \cdot n_1 + n_2) e^{-j\frac{2\pi}{N_1} \cdot n_1 k_1} \right] \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot n_2 k_1} e^{-j\frac{2\pi}{N_2} \cdot n_2 k_2} \quad (12)$$

其中式(11)中括号部分可以写为

$$G(n_2, k_1) = \sum_{n_1=0}^{N_1-1} x(N_2 \cdot n_1 + n_2) e^{-j\frac{2\pi}{N_1} \cdot n_1 k_1} \quad (13)$$

式(12)为计算第  $n_2$  行的  $N_1$  点的 DFT 表达式。考虑到最终需要得到  $X(k)$ , 需要将  $G(n_2, k_1)$  乘以旋转因子  $e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot n_2 k_1}$ , 即

$$\tilde{G}(n_2, k_1) = G(n_2, k_1) \cdot e^{-j\frac{2\pi}{N} \cdot n_2 k_1} \quad (14)$$

将式(13)代入式(11)得

$$X(k) = \sum_{n_2=0}^{N_2-1} \tilde{G}(n_2, k_1) e^{-j\frac{2\pi}{N_2} \cdot n_2 k_2} \quad (15)$$

式(15)为计算第  $n_1$  列的  $N_2$  点 DFT 表达式。

由此可以得到, 在计算  $N$  点的 DFT 时, 可以将其分解为  $N_1$  和  $N_2$  两个因子的 DFT 分别计算, 而  $N_1$ 、 $N_2$  中存在 2 的整次幂的数据时, 可以调用 FFT 进行快速计算, 由此可以得到混合基 FFT 的计算方法, 将 DFT 序列分解为  $N_1$  和  $N_2$  两个因子的乘积, 先计  $N_1$  点 DFT, 乘以旋转因子之后再计算  $N_2$  DFT, 最终可以得到计算结果。

## 2 全相位-混合基 FFT 算法的实现

为了将全相位-混合基 FFT 算法移植到 DSP 平台上, 需要在 Code Composer Studio3.3(CCS)平台上用 C 语言编程来实现, CCS 是适用于德州仪器(TI)嵌入式处理器的集成开发环境<sup>[1]</sup>。

根据 IEC61850 提出的采样点数为 80 点/周波的要求, 本文对 80 点全相位 FFT 计算流程的实现做详细的介绍。全相位混合基 FFT 算法以传统 FFT 为基础, 主要的处理分为两部分: 全相位的数据预处理以及混合基 FFT 的计算, 下面将从这两部分详细叙述 80 点全相位 FFT 的实现。

为了进行全相位 FFT 计算, 需要对数据进行预处理。对于同样  $N$  次的计算, FFT 需要  $N$  点数据可得到的结果, 而全相位 FFT 需要处理的数据增加  $N-1$  点。这  $2N-1$  点数据并不是一个周期内的采样点, 而是在原来一个周期采样的基础上向前延拓  $N-1$  点, 得到最终需要处理的数据。增加的数据使信号变得连续平滑, 周期延拓后不会出现跳变, 可以很好地抑制频谱泄露, 使测量的数值更接近真实值。

由此可以确定, 在进行 80 点全相位-混合基 FFT 计算时, 需要处理的数据为  $80 \times 2 - 1 = 159$  点。在得到全相位 FFT 的预处理数据之后就可以进行混合基 FFT 计算以求得采样数据的幅值和相位信息。80 采样点的数据可以分解为:  $80 = 16 \times 5 = 2^4 \times 5^1$ , 即可以变换为 5 行 16 列的数据矩阵, 16 点的数据可以调用 TI 的 FFT 库进行快速算, 而 5 点的数据可以根据 DFT 的定义进行复数的加法和乘法的运算。

TI 公司在 2002 年推出了针对 DSP 计算的 FFT 库文件 C28x\_FixedPoint\_Lib.lib。该库文件中定义了不同点数不同数据类型的 FFT 计算, 以适应各种类型的原始数据<sup>[12]</sup>。根据要求, 本文选择 16 点的 FFT 计算。在计算完成之后乘以旋转因子, 随即可以进行 5 点的 DFT 计算, 如式(14), 最终得到采样数据的相位和幅值信息。具体计算流程如下所述。

1) 构造两个 80 点的汉宁窗, 两个窗函数之间求卷积, 得到 159 点的卷积窗并将输入信号的 159 点数据项和归一化卷积窗相乘, 使数据加窗;

2) 根据式(3), 将加窗数据第 80 项作为处理后

数据的第 1 项,第 1 项和第 81 项相加作为处理后数据的第 2 项,第 2 项和第 82 项相加作为处理后数据的第 3 项, ..., 第 79 项和最后一项相加作为处理后数据的最后一项,由此得到最终的数据预处理序列;

3) 将 80 点数据序列通过 Q 格式转换变为 DSP 可以运算的整型数据格式;

4) 将处理的 80 点数据分解为 5 行 16 列的阵列;

5) 调用 FFT 算法对每一行 16 点数据进行计算;

6) 由式(14)对阵列中的每个值乘以旋转因子;

7) 对每一列 5 点数据进行 DFT 运算;

8) 计算完成得到采样信号的幅值相位信息;

9) 通过相邻采样数据的相角变化求得输入信号的频率。

### 3 算法应用

为了验证全相位-混合基 FFT 算法的准确度,针对式(6)的单频复指数信号设置不同幅值不同频率的电压信号进行测试,并在同样条件下比较传统 64 点 FFT 算法,结果如表 1 和表 2 所示。

表 1 相同幅值时不同频率下 FFT 和全相位-混合基 FFT 对比

Table 1 Different frequency amplitude contrast about all phase-mixed radix FFT and FFT when amplitude is same

频率/Hz	传统 FFT	全相位-混合基 FFT
50.5	50.830	50.758
50.05	50.044	50.045
50	50	50.001
49.95	49.901	49.931
49.75	49.664	49.655
49.5	49.329	49.358

表 2 相同频率时不同幅值下 FFT 和全相位-混合基 FFT 对比

Table 2 Different amplitude contrast about all phase-mixed radix FFT and FFT when frequency is same

频率/Hz	传统 FFT	全相位-混合基 FFT
340	339.399	340.238
330	329.326	329.918
320	319.326	319.953
311	310.336	310.953
300	300.403	300.108
290	289.544	290.103

从测量结果可以看出,在使用全相位-混合基 FFT 算法进行相量测量的时候,无论是幅值还是频率的测量精度,其测量结果都比传统 FFT 算法计算出的结果更加接近真实值。

整个计算过程是在微处理器 TSM320F2812 中实现的,它是 TI 公司推出的定点型 DSP 处理器,在 Q 格式转换的过程中需要将数据取整,所以必然

会带来一定舍入误差。而在全相位-混合基 FFT 计算的过程中,采用数据加窗、求和以及 Q 格式转换整体造成的误差低于在 FFT 计算中仅仅进行 Q 格式转换带来的误差。通过得到的结果分析,全相位-混合基 FFT 计算的精度高于传统 FFT 计算。

在进行全相位-混合基 FFT 算法和传统 FFT 算法的测量精度对比之后,本文将全相位-混合基 FFT 算法应用到相量测量装置中进行实际运行,以检测其测量效果。相量测量单元的硬件构成如图 2 所示。

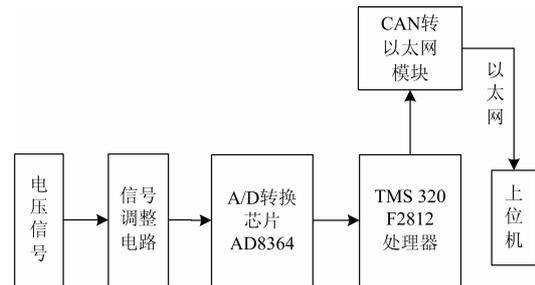


图 2 相量测量单元原理框图

Fig. 2 Block diagram of the phase measurement unit

采集到的市电电压通过信号调理模块进入模数转换芯片,经过模数转换后将采集到的数据送到 DSP 进行处理,在调用全相位-混合基 FFT 算法计算后,将得到的电压幅值以及频率信息通过 CAN 转以太网模块发送到上位机进行显示。将相量测量装置接入到大同市第二发电厂的用户侧,进行了数据采集和处理之后,其电压和频率结果如图 3 所示。

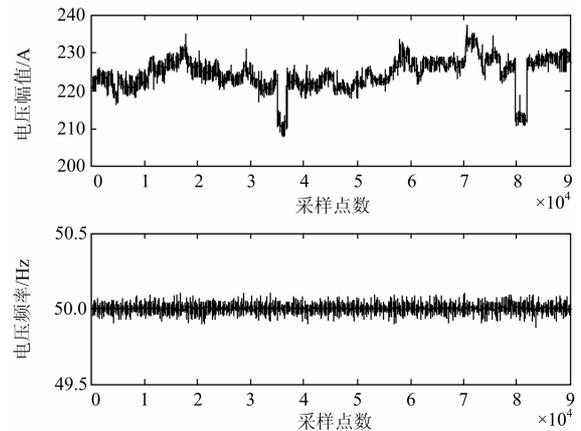


图 3 全相位-混合基 FFT 计算得到的电压和频率值

Fig. 3 Voltage and frequency values calculated by all phase mixed radix FFT

测量时的电压有效值在 220~235 V 之间波动,期间有两次较大的电压变化,电压下降到 210 V 左右,而频率较为稳定,一直维持在 50 Hz 左右。从图形可以看出,全相位 FFT 算法准确的捕捉到了两

次电压暂降, 在实际应用中可以达到较好的测量效果。

#### 4 结论

本文提出了全相位-混合基 FFT 算法, 该算法可以针对以 2 和 5 为基的复合数进行处理, 使 FFT 算法在相量测量中的应用范围得到扩展, 在应用全相位数据预处理之后可以有效地减少频谱泄露, 提高测量精度。将该算法应用到以 DSP 为核心的相量测量装置中, 用于监测电网的电压和频率实际测量说明在相量测量中该算法有一定实用价值。

#### 参考文献

- [1] 王刘旺, 黄建才. 基于加汉宁窗 FFT 高精度谐波检测改进算法[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(24): 28-33.  
WANG Liuwang, HUANG Jiancai. An improved precise algorithm for harmonic analysis based on Hanning-windowed FFT[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 28-33.
- [2] 王泽, 杨洪耕. IEC 框架下非同步采样时的谐波和间谐波测量方法[J]. 电力系统自动化, 2015, 39(3): 69-75.  
WANG Ze, YANG Honggeng. Measuring method of harmonics and inter-harmonics with non synchronous sampling in IEC framework[J]. Automation of Electric Power System, 2015, 39(3): 69-75.
- [3] 王玲, 徐柏榆, 盛超, 等. 高采样率数字化变电站电能质量监测系统研究与应用[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(4): 110-116.  
WANG Ling, XU Baiyu, SHENG Chao, et al. Research and application of digital substation power quality monitoring system with high sampling rate[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(4): 110-116.
- [4] 翟瑞淼. 基于 Nuttall 窗的三峰插值谐波算法分析[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(10): 38-43.  
ZHAI Ruimiao. An approach for harmonic analysis based on Nuttall window and triple-spectral-line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(10): 38-43.
- [5] 贺同, 陈星. 基于FPGA的全相位FFT高精度频率测量[J]. 电子测量技术, 2013, 36(8): 80-83.  
HE Tong, CHEN Xing. High-precision frequency detection with APFFT based on FPGA[J]. Electronic Measurement Technology, 2013, 36(8): 80-83.
- [6] 程遥. 基于FPGA的全相位FFT和相位推算频率测量[J]. 电子科技, 2015, 28(1): 143-146.  
CHENG Yao. Frequency detection with APFFT and phase deduction based on FPGA[J]. Electronic Science and Technology, 2015, 28(1): 143-146.
- [7] 周斌, 鲁国刚, 黄国方. 基于线性 Lagrange 插值法的变电站 IED 采样值接口方法[J]. 电力系统自动化, 2007, 31(3): 86-90.  
ZHOU Bin, LU Guogang, HUANG Guofang. A sampled values interface method for substation IED based on the linear Lagrange interpolation algorithm[J]. Automation of Electric Power Systems, 2007, 31(3): 86-90.
- [8] 王若醒, 贺要锋, 唐云龙, 等. 数字化变电站智能测控设备的一种测量方案研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(10): 66-69.  
WANG Ruoxing, HE Yaofeng, TANG Yunlong, et al. Research on a measurement scheme of IED of digital substation[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(10): 66-69.
- [9] 滕志军, 张晓旭. 基于 ZigBee 的电气化铁路谐波检测系统研究[J]. 电工电能新技术, 2014, 33(12): 65-70.  
TENG Zhijun, ZHANG Xiaoxu. Study on monitoring system of electrification railway harmonic based on ZigBee[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy, 2014, 33(12): 65-70.
- [10] 黄翔东, 王兆华. 全相位 FFT 谱与传统 FFT 谱对比与实验研究[J]. 计算机工程与应用, 2010, 46(9): 334-336.  
HUANG Xiangdong, WANG Zhaohua. Comparative experimental study between all-phase FFT and conventional FFT spectral analysis[J]. Computer Engineering and Applications, 2010, 46(9): 334-336.
- [11] 陈群伟, 赵庆生. 单相 220 V 电网频率在线监测装置的设计与实现[J]. 水电能源科学, 2014, 32(6): 161-164.  
CHEN Qunwei, ZHAO Qingsheng. Design and realization of frequency online monitoring device in single phase 220 V power grid[J]. Water Resources and Power, 2014, 32(6): 161-164.
- [12] 沈建, 周斌, 汪昀, 等. 提升 PMU 动态测量性能的若干方法[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(19): 89-94.  
SHEN Jian, ZHOU Bin, WANG Yun, et al. Methods for improvement of dynamic performance of PMU[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(19): 89-94.

收稿日期: 2015-10-09; 修回日期: 2016-02-28

作者简介:

邵璞(1990-), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力系统监测装置的设计和频率测量技术的研究; E-mail: shaopu1004@163.com

赵庆生(1969-), 男, 通信作者, 副教授, 研究方向为电力系统运行与控制及电力系统建模与仿真的研究。E-mail: zhaoqs1996@163.com

(编辑 葛艳娜)