

# 电能在线计量分析算法设计与实现

杨福刚<sup>1,2</sup>

(1. 山东工商学院信电学院, 山东 烟台 264005; 2. 山东大学控制科学与工程学院, 山东 济南 250061)

**摘要:** 以 TMS320F2812 DSP 为核心处理器, 结合 TI 公司提供的 IQmath 函数库, 提出了一种对电力参数进行在线高精度计量分析的实用算法。采用硬件锁相环技术实现对电网信号的同步采样控制, 设计了 FIR 低通数字抗混叠滤波器滤除高次噪声及谐波等干扰信号, 并采用简化的 FFT 算法分离电网中的电压、电流基波和各高次谐波分量以进行相关电能参数的高精度计量和分析。算法在实现过程中, 利用 Q 格式定标法解决了在定点处理器上进行高速浮点运算问题, 利用实数 DFT 的性质, 大大减少了运算量, 提高了计算速度。试验测试结果表明该算法能够对电能进行高精度在线计量分析。

**关键词:** DSP; Q 格式定标法; 电能在线分析; IQmath 函数库

## Design and implementation of power online analysis and measurement algorithm

YANG Fu-gang<sup>1,2</sup>

(1. School of Information and Electronic, Shandong Institute of Business and Technology, Yantai 264005, China;  
2. School of Control Science and Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

**Abstract:** Adopting TMS320F2812 DSP as core processor and combining with IQmath library provided by TI, this paper presents a practical algorithm to accurately meter and analyze power parameters online. First, hardware phase-locked loop technology is used to achieve synchronous sampling control of the power network signal. Then, the FIR low-pass digital anti-aliasing filter is designed to filter out noise, harmonics and other high-order interference signal. Finally, the modified FFT algorithm is used in the separation of power grid voltage, current fundamental and the high-order harmonic components to carry out high-precision measurement and analysis of the relevant energy parameters. In the process of the algorithm implementation, a Q format calibration method is used to accomplish high-speed floating-point operations in the fixed-point processor, and the use of properties of real DFT can greatly reduce computational complexity and improve computing speed. The testing results show the proposed algorithm can achieve high accuracy in online power analysis and measurement.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 60673153 and No. 60970105).

**Key words:** DSP; Q format calibration method; on-line power analysis; IQmath library

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2011)01-0111-07

## 0 引言

电网中大量非线性负载的使用, 严重地恶化了电能质量, 需要对电能质量进行检测, 对电网扰动情况进行辨识<sup>[1-5]</sup>。在含有谐波等复杂情况下, 对电力参数实时测量分析, 涉及的算法如 FFT、FIR 滤波等浮点运算, 运算量巨大。而且, 电能质量监测装置所要处理的任务种类繁多, 既有周期性任务 (数据采样, 各种计算、分析等), 又有突发性任务 (通信、人机交互等), 同时还要保证系统的实时性, 这就要求系统处理器具有很高的处理速度、丰富的内

部资源以及良好的逻辑控制能力。然而, 由于设计的算法过于复杂往往导致硬件资源不足。

TMS320C28x 系列是目前国际市场上最先进、功能最强大的 32 位定点 DSP 芯片, 它既具有高速数字信号处理能力, 同时又具有强大的事件管理能力和嵌入式控制功能, 特别适用于大批量数据实时处理的场合。而且, TI 公司提供了一个极具代表性的函数库—IQmath 函数库<sup>[6]</sup>, IQmath 函数库是一个在 C/C++ 语言中能够应用的高度优化的和高精度的数学函数库, 它无缝连接了浮点运算与定点 DSP 处理器, 内部包含了大量的三角函数、数学函数和代数函数, 大大提高了浮点运算的速度和效率, 更充分体现了数字信号处理器的优势, 使得用户在编写浮

**基金项目:** 国家自然科学基金资助项目 (60673153, 60970105)

点运算代码时有了强有力的支持，特别适用于实时性要求。因此较其他处理器，TMS320F2812 DSP更适合进行Q格式定标运算。

基于TMS320F2812 DSP的超强性能和其数据处理方面的优势，设计了高精电能在线计量与分析实用算法，并结合该DSP的硬件结构和性能对算法的实现进行了研究。

### 1 电能计量分析算法设计

电网中谐波的存在不仅严重地影响着电能质量，同时也给电力参数计量分析带来较大误差。目前，对于含有高次谐波情况下的电信号的有效值、相位角、功率、电能、谐波含量等电力参数的计量分析，主要有数字滤波算法、傅里叶变换法、小波变换法、Prony算法<sup>[7-8]</sup>等。综合考虑以上各种算法的优缺点，结合选用的DSP处理器的性能，提出了采用“锁相环同步采样+ FIR低通数字抗混叠滤波器滤波+FFT”的方法实现对谐波的分析 and 电网电压、电流信号的高精度计量，即采用硬件锁相环技术实现对电网信号的同步采样控制，设计FIR低通数字抗混叠滤波器滤除高次噪声及谐波等干扰信号，最后采用FFT算法分离电网中的电压、电流基波和各高次谐波分量以进行相关电能参数的计量。上述算法流程如图1所示。



图1 算法流程示意图

Fig.1 Flow chart of the proposed algorithm

#### 1.1 频率的测量算法

含有谐波情况下对电网频率的测量主要有FFT法、小波变换法、硬件滤波过零检测法以及数字滤波算法等<sup>[9-10]</sup>。文中首先采用二阶模拟低通滤波器滤除电网中含有的高次谐波信号及噪声干扰，得到干净的基波信号。然后采用硬件锁相环技术对电网基波频率同步倍频实现对信号的同步采样，同时考虑到软件开销及测量精度，提出基于DSP捕捉同步倍频信号和算术平均滤波算法实现电网频率的测量。

锁相环倍频后信号周期的测量采用 F2812 DSP片上 EVA 单元的捕捉功能实现。F2812 DSP 片上共有 6 个捕捉单元，设计中采用其捕捉单元 2，捕捉单元 2 采用通用定时器 1 (GP1) 作为定时基准。捕捉单元的输入信号即为锁相环电路将电网基频同步 256 倍频后的信号。F2812 系统频率为 SYSCLK=120 MHz，GP1 的输入信号频率为 HSPCLK 时钟频率 (HSPCLK=SYSCLK/2) 的四分频，

即  $GPCLK = SYSCLK/2/4 = 15 \text{ MHz}$ ，定时器的定时周期常数  $TIPR = 60000$ ，则定时时间为： $T_{GP1} = 60000 / (SYSCLK/2/4) = 4 \text{ ms}$ 。当所测频率在 45~60 Hz 范围内变化时，通用定时器 1 的计数周期个数为：

$$T_n = 1 / (4 \text{ ms} \times (45 \sim 60 \text{ Hz})) = 4.17 \sim 5.56$$

在它的一个上升计数周期内可以捕捉到的完整信号个数  $n$  为：

$$n = 4 \text{ ms} \times (45 \sim 60 \text{ Hz}) \times 256 = 46.08 \sim 61.44。$$

由此可知，在一个信号周期内至少可以保证在定时器的升计数周期内取得  $4 \times 46$  个完整的锁相环倍频信号，故文中取 128 个捕捉信号进行数字平均滤波处理。设相邻两次捕捉  $GPCLK$  个数为  $N_{GPk}$ ，则所测频率值为：

$$Freq = \frac{1}{256 \times [(\sum_{k=1}^{128} N_{GPk} \times \frac{1}{15 \text{ MHz}}) \div 128]} = \frac{15}{2 \sum_{k=1}^{128} N_{GPk}} \times 10^6 \text{ Hz}$$

电网频率、周期测量的流程如图 2 所示。

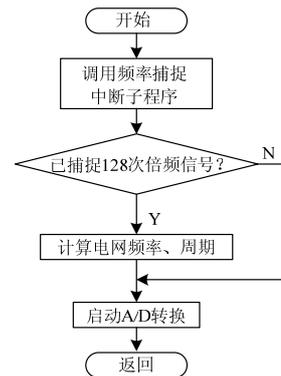


图2 频率计算流程图

Fig.2 Flow chart of frequency calculation

#### 1.2 FIR 数字抗混叠滤波器设计

在对含有谐波分量的电力参数采样时会发生信号混叠。这就需要在抽样过程中设计一个合适的抗混叠滤波器，对被抽样信号的频率成分加以限制。采用具有锐截止频率特性的滤波器能够对奈奎斯特频率以上的分量提供足够的衰减，可以减少转换结果中频谱混叠的影响。在 A/D 采样系统中，要求滤波器能够将奈奎斯特频率以上的频率分量衰减到 ADC 检测不到的电平，这样可以减少转换结果中频谱混叠的影响。对于一个  $n$  位的 A/D 采样系统，滤波器的最小阻带衰减为：

$$A_{min} = 20 \lg(\sqrt{1.5} \times 2^n) \quad (1)$$

对于选用的 16 位 ADC， $A_{min}$  值为 98 dB，这是设计抗混叠滤波器的一个重要参数。

为满足系统相位严格不失真和稳定性的要求，

同时结合 F2812 DSP 的寻址特点,文中采用非递归实现的 FIR 数字滤波器。式 (2) 为 FIR 滤波器的计算公式。

$$y(n) = \sum_{k=0}^N h(k)x(n-k) \quad (2)$$

本文需要设计一个低通 FIR 数字抗混叠滤波器。理想的滤波器系数都是延续到无穷多个,而窗函数法设计滤波器可以截断这个理想系数。在设计过程中,保留的系数越多滤波器的频谱响应就越接近于理想情况。本文对低通 FIR 数字抗混叠滤波器的技术要求如下:

- (1) 抽样频率 6 400 Hz,通带边沿频率 1 600 Hz;
- (2) 通带幅值波动小于 0.02%, 即纹波  $d_p < 20\lg(1.0002) = 0.001\ 737\ \text{dB}$ ;
- (3) 过渡带宽小于 0.5 kHz, 阻带衰减大于 50 dB;
- (4) 要求滤波器对奈奎斯特频率以上的信号的衰减满足式 (1) 要求。

在用窗函数法设计 FIR 低通滤波器时,由于布莱克曼窗函数具有较小的通带纹波、更低的旁瓣幅值和更大的阻带衰减,本文选择布莱克曼窗。基于布莱克曼窗设计时,滤波器的阶数  $order = 5.5/\pi f = 5.5/(0.5/6.4) = 70.4$ ,取  $order = 71$ 。滤波器截止频率  $f_c$  的范围是 0~1,该值是相对于奈奎斯特频率的归一化处理,即  $f_c = f/(f_s/2) = 1600/(6400/2) = 0.5$ ,其中  $f_s$  为采样频率;滤波器类型  $f_{type}$  为低通滤波器;窗函数的长度为  $order + 1$  (即 72)。

图 3 (a) 为在 Matlab 中仿真得到的设计的滤波器的幅度响应特性和转折特性,可以看出该滤波器的转折特性满足要求。图 3 (b) 为相频响应特性,可以看出该滤波器的相频响应完全为线性,满足系统要求。图 3 (c) 为通带纹波特性,可以看出该滤波器的通带最大纹波小于 0.001 737 dB,满足系统对滤波器通带纹波的要求。滤波器的阻带衰减及纹波特性如图 3 (d) 所示,可以看出满足阻带衰减特性要求,在奈奎斯特频率处 (3 200 Hz) 的衰减达到 100 dB,满足式 (1) 的要求。

### 1.3 实数 FFT 的运算简化

对实数序列进行 FFT 运算时,可以将实数序列按照虚部为零的复数进行运算,但这样不仅计算量大,同时也占用了大量的处理器内存,在一定程度上是一种极大的浪费。事实上,实数序列的 DFT 变换具有的一些特殊性质可使得实数序列的 FFT 运算较复数序列的 FFT 运算不仅运算量缩小近一半,同时占用的处理器内存也减小近一半。这样,进一步

保证了系统计算的实时性要求。

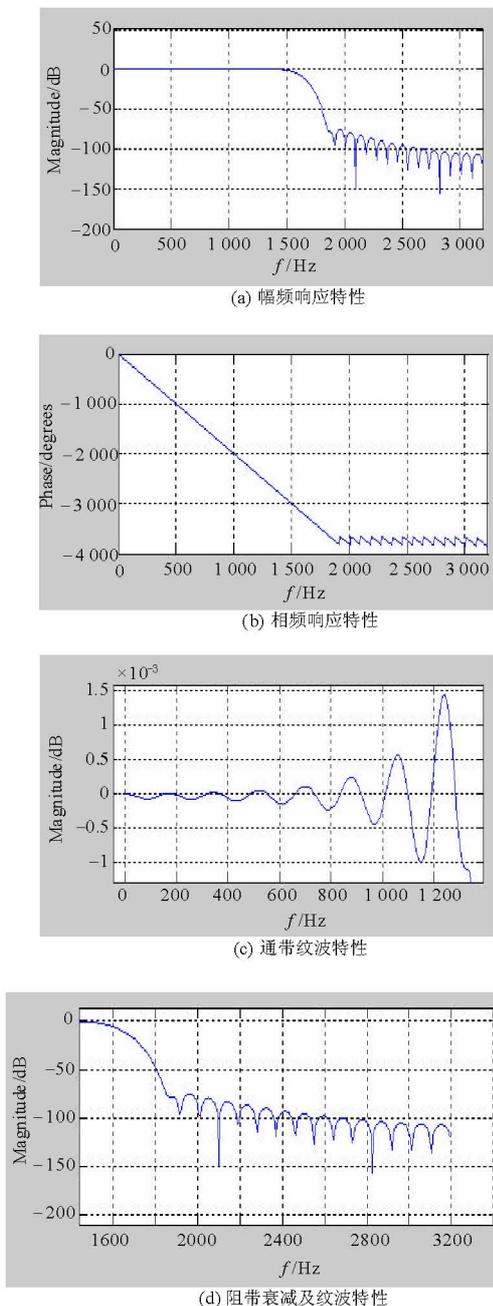


图 3 FIR 低通滤波器特性

Fig.3 Characteristics of FIR low-pass filter

由于 DSP 无法进行复数运算,而 FFT 的相关算法又都是复数运算,因此在本文中,将运算中的复数分为实部和虚部分别存储和计算。

设  $x(n)$  为一个实数列,其中  $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$ , 现分别取  $x(n)$  的奇数列和偶数列组成新的  $N/2$  点复数列  $g(n)$ , 即

$$g_c(n) = x(2n) \quad n = 0, 1, 2, \dots, N/2 - 1 \quad (3)$$

$$g_o(n)=x(2n+1) \quad n=0, 1, 2, \dots, N/2-1 \quad (4)$$

$$g(n) = g_e(n) + jg_o(n) \quad n=0, 1, 2, \dots, N/2-1 \quad (5)$$

对 $g(n)$ 做DFT变换有:

$$G(k) = \sum_{n=0}^{N/2-1} g(n)W_{N/2}^{nk} = \sum_{n=0}^{N/2-1} g_e(n)W_{N/2}^{nk} + j \sum_{n=0}^{N/2-1} g_o(n)W_{N/2}^{nk} = G_e(k) + jG_o(k) \quad (6)$$

由实数序列DFT的性质, 可得如下结果:

$$\begin{cases} G_{eR}(0) = G_R(0) & G_{eI}(0) = 0 \\ G_{oR}(0) = G_I(0) & G_{oI}(0) = 0 \end{cases} \quad (k=0) \quad (7)$$

$$\begin{cases} G_{eR}(N/4) = G_R(N/4) & G_{eI}(N/4) = 0 \\ G_{oR}(N/4) = G_I(N/4) & G_{oI}(N/4) = 0 \end{cases} \quad (k=N/4) \quad (8)$$

$$\begin{cases} G_{eR}(k) = G_{eR}(N/2-k) = \frac{G_R(k) + G_R(N/2-k)}{2} \\ G_{eI}(k) = -G_{eI}(N/2-k) = \frac{G_I(k) - G_I(N/2-k)}{2} \\ G_{oR}(k) = G_{oR}(N/2-k) = \frac{G_I(k) + G_I(N/2-k)}{2} \\ G_{oI}(k) = -G_{oI}(N/2-k) = \frac{G_R(N/2-k) - G_R(k)}{2} \end{cases} \quad (k=1, 2, \dots, N/4-1) \quad (9)$$

对实数列 $x(n)$ 进行DFT有:

$$\begin{cases} X_R(k) = G_{eR}(k) + W_R(k)G_{oR}(k) - W_I(k)G_{oI}(k) \\ X_I(k) = G_{eI}(k) + W_R(k)G_{oI}(k) + W_I(k)G_{oR}(k) \\ X_R(N/2-k) = G_{eR}(k) - W_R(k)G_{oR}(k) + W_I(k)G_{oI}(k) \\ X_I(N/2-k) = -G_{eI}(k) + W_R(k)G_{oI}(k) + W_I(k)G_{oR}(k) \end{cases} \quad (k=0, 1, \dots, N/4) \quad (10)$$

式(7)~(10)中, 下标R、I分别表示实部和虚部; 下标e、o分别表示奇数和偶数。综合以上结论, 就将一个 $N$ 点实数列 $x(n)$ DFT运算转化 $N/2$ 点复数列 $g(n)$ 的DFT运算和一些乘加运算, 得到了 $x(n)$ 的前 $N/2$ 点DFT值。依据实数DFT的共轭对称性, 可以得到后 $N/2$ 点DFT值, 进而最终完成整个 $N$ 点实数列的DFT运算。

根据实数DFT的性质, 实数的FFT运算量较复数的FFT运算量要减少一半左右。在进行 $N$ 点实数FFT运算时, 其核心是先计算 $N/2$ 点的复数FFT, 然后由这个复数FFT的结果计算得到最终的 $N$ 点实数FFT的计算结果。实数FFT变换流程图如图4所示。

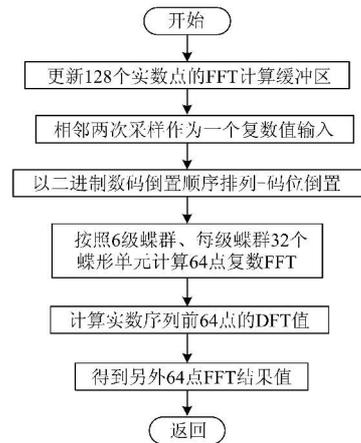


图4 实数FFT流程图

Fig.4 Flow chart of real FFT

## 2 软件算法实现

电能在线计量与分析系统的软件部分负责电网频率的测量、有效值、相角、功率、电能等参数的计量、谐波分析和波形畸变的计算等。根据前面的分析, 对电网电压电流每周波分别采样128点, 对所得的采样序列经FIR低通数字抗混叠滤波器滤波后, 进行FFT计算, 分别得到的电压电流信号谱序列, 据此进行具体的电力参数计算和分析。设计的系统主程序流程图如图5所示。

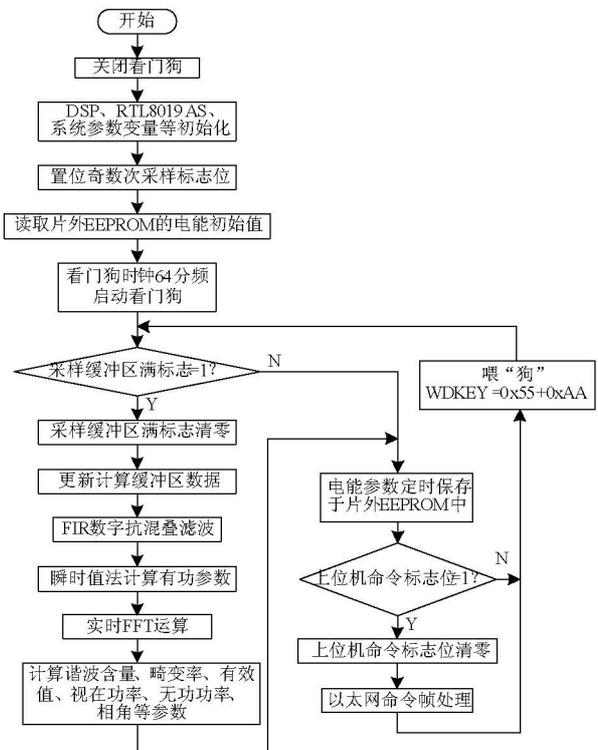


图5 系统主程序流程图

Fig.5 Flow chart of software system

## 2.1 Q 格式定标运算

在实际数据运算和处理过程中,不可避免地存在浮点运算。F2812DSP 是 32 位定点处理器,不能直接处理浮点型数据。用汇编语言编写浮点运算的程序虽然代码执行效率高,但编程难度大,因此对浮点运算程序更倾向于用 C/C++语言编写。在定点处理器中用 C/C++语言编写浮点运算程序主要有三种方法。

(1) 浮点变量定义为 float 类型。基于 C 语言的微处理器的程序开发抹平了定点与浮点的差别,能够实现基于定点硬件的浮点运算。然而浮点型语句反汇编生成的代码量依然很大,并且执行效率较低,在对计算实时性要求较高的场合难以适用。

(2) 变量定义为整型变量,采用放大若干倍的方式来表示小数。这种方法的缺点在于编程的灵活性不够。

(3) 变量仍定义为整型变量,采用 Q 格式定标法来确定小数。这种方法可以将浮点运算转换为定点运算,一方面兼顾了运算精度和执行效率,另一方面由于 Q 格式的灵活性也带来了编程的方便,特别适用于需要进行大量的实时性数据运算的场合。所谓 Q 格式定标是将浮点数据扩大  $2^Q$  倍转化为定点数据,设  $X_F$  为浮点型数据,  $X_Q$  为其 Q 格式定标后的整型数据,则有:

$$X_Q = X_F \times 2^Q \quad (11)$$

## 2.2 IQmath 函数的应用

TI 公司提供的 IQmath 函数库中定义的 Q 格式数据均为 32 位长度,最高位代表符号位。本文中对数据的整体定义为  $Q=24$ ,部分变量涉及到溢出的时候定义为  $Q=15$ 。文中所有的数学计算,包括 FIR 数字抗混叠滤波、FFT 算法、电能计量等全是基于 IQmath 函数的 Q 格式进行的,在使用 IQmath 函数库提供的三角函数、数学函数时,不仅仅提高了代码的执行速率,保证了结果的精度,更显著体现了这种方式的反汇编代码量的优势。下面的一段代码为本文在运用 FFT 算法分离出各次谐波之后,求解各次谐波的相角,其中用到了  $\_IQdiv$ (除法)、 $\_IQsqrt$ (开方)和  $\_IQatan2PU$ (反正切)函数以及灵活的 Q 格式转换  $Q24\_Format$ ,这相对于 C 语言编程中的浮点运算代码的执行效率要高得多。如果使用 C 语言编程中的 float 类型进行计算,很难保证电能计量与分析的实时性。

求解各次谐波的相角程序如下:

```
A_Harmonic_DeltAng[h]=_IQatan2PU ( ( _IQdiv
(Ia_Harmonic[h+1],_IQsqrt (Ia_Mag[h]) <<4) ) ,
( _IQdiv (Ia_Harmonic[h+2],_IQsqrt (Ia_Mag[h])
```

```
<<4) ) ) ;
```

```
A_Harmonic_DeltAng[h]=_IQatan2PU ( ( _IQdiv
(Ua_Harmonic[h+1],_IQsqrt (Ua_Mag[h]) <<4) ) ,
( _IQdiv (Ua_Harmonic [h+2],_IQsqrt (Ua_Mag[h])
<<4) ) ) ;
```

```
A_Harmonic_DeltAng[h]=A_Phase_Compat;
```

```
if (A_Harmonic_DeltAng[h]<0)
```

```
    A_Harmonic_DeltAng[h]+=Q24_Format;
```

```
else if (A_Harmonic_DeltAng[h]>Q24_Format)
```

```
    A_Harmonic_DeltAng[h]-=Q24_Format;
```

```
Cos_temp=_IQcosPU (A_Harmonic_DeltAng[h]) ;
```

```
Sin_temp=_IQsinPU (A_Harmonic_DeltAng[h]) ;
```

## 3 实验及其结果分析

以 TI 的 TMS320F2812 DSP 作为系统和软件算法实现的核心,设计了高精度电能计量与分析装置。该装置在某电力研究院计量中心实验室进行了运行和测试。实验采用的主要仪器是深圳科陆有限公司的 0.05 级精度检验装置—CL301V2-R RTU。

### 3.1 谐波分析和电压电流有效值的数据

设置 CL301V2-R RTU 的电流输出含有高次谐波,被测三相标准源参数为:电流 5 A,电压 100 V,频率 50 Hz。电流各相谐波含量情况如表 1 所示。

表 1 高次谐波实验数据

谐波	2 次	4 次	5 次	7 次	8 次	11 次	12 次	13 次	19 次
A 相	0.5%	0.5%	4.0%	2.0%	0	1.0%	0.25%	1.0%	2.0%
B 相	0.5%	0.5%	4.5%	2.5%	0.2%	2.25%	0	1.0%	0
C 相	1.0%	0	5.0%	2.5%	1.0%	2.0%	0	0	0

注:各次初相角均设置为 0,其他阶次谐波含量为 0。

CL301V2-R RTU 的三相电流畸变波形如图 6 所示。

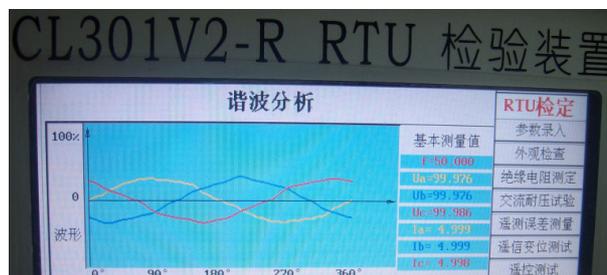


图 6 三相电流谐波含量情况

Fig.6 Status of three-phase current harmonic

在 F2812 DSP 上运行设计的 71 阶 FIR 低通数字抗混叠滤波算法和 128 点实数 FFT 运算对其谐波含量进行分析。图 7 所示的分别是三相电流有效值

和谐波含量数值，其中 Ia\_Eff、Ib\_Eff、Ic\_Eff 分别代表 A、B、C 三相的谐波数据数组；Ia\_E、Ib\_E、Ic\_E 分别代表含有谐波情况下的 A、B、C 三相电流的有效值；Ua\_E、Ub\_E、Uc\_E 分别代表含有谐波情况下的 A、B、C 三相电压的有效值；THDIa、THDIb、THDIc 分别代表 A、B、C 三相电流的波形畸变率。

Ia_Eff		Ib_Eff		Ic_Eff	
[0]	0.0	[0]	0.0	[0]	0.0
[1]	4.99262	[1]	4.992127	[1]	4.989045
[2]	0.02538949	[2]	0.02528685	[2]	0.05076141
[3]	0.0	[3]	0.0	[3]	0.0
[4]	0.02486457	[4]	0.02501355	[4]	0.0
[5]	0.2004905	[5]	0.2246486	[5]	0.2507311
[6]	0.0	[6]	0.0	[6]	0.0
[7]	0.09951242	[7]	0.1249384	[7]	0.1247855
[8]	0.0	[8]	0.01046924	[8]	0.04987906
[9]	0.0	[9]	0.0	[9]	0.0
[10]	0.0	[10]	0.0	[10]	0.0
[11]	0.04993417	[11]	0.1123479	[11]	0.1005187
[12]	0.01312995	[12]	0.0	[12]	0.0
[13]	0.05392646	[13]	0.05248089	[13]	0.0
[14]	0.0	[14]	0.0	[14]	0.0
[15]	0.0	[15]	0.0	[15]	0.0
[16]	0.0	[16]	0.0	[16]	0.0
[17]	0.0	[17]	0.0	[17]	0.0
[18]	0.0	[18]	0.0	[18]	0.0
[19]	0.1029135	[19]	0.0	[19]	0.0
[20]	0.0	[20]	0.0	[20]	0.0
[21]	0.0	[21]	0.0	[21]	0.0
Ia_E	4.999211	Ib_E	5.000241	Ic_E	4.999115
THDIa	0.05204097	THDIb	0.05764178	THDIc	0.061316
Ua_E	99.99625	Ub_E	99.99908	Uc_E	100.0002

图 7 谐波分析和有效值计量结果

Fig.7 Results of harmonic analysis and RMS measurement

由以上实验结果可以看出该算法在含有谐波情况下对谐波的分析较为精确；在含有谐波情况下对电压、电流有效值的测量精度也较为精确，达到了 0.05 级以上。

### 3.2 相角差的测量数据

设置 CL301V2-R RTU 的基波输出功率因数分别为 1.0 (0°)、0.8L (36.87°)、0.5L (60.0°)、0.5C (300.0°)、0.8C (323.13°)。含有谐波情况下由设计的 71 阶 FIR 低通数字抗混叠滤波和 FFT 算法测量基波相角差，测量实验数据结果如图 8 所示。

Aphase_ang	0.020281	Aphase_ang	359.9831
Bphase_ang	0.009992	Bphase_ang	0.030091
Cphase_ang	0.016981	Cphase_ang	0.025992
Aphase_ang	36.88013	Aphase_ang	36.87258
Bphase_ang	36.8589	Bphase_ang	36.91035
Cphase_ang	36.8703	Cphase_ang	36.87187
Aphase_ang	60.03413	Aphase_ang	60.05202
Bphase_ang	59.9817	Bphase_ang	60.01
Cphase_ang	60.04833	Cphase_ang	60.03684
Aphase_ang	300.06	Aphase_ang	299.99
Bphase_ang	299.982	Bphase_ang	300.022
Cphase_ang	300.0255	Cphase_ang	300.0125
Aphase_ang	323.1383	Aphase_ang	323.1501
Bphase_ang	323.1469	Bphase_ang	323.099
Cphase_ang	323.12	Cphase_ang	323.1222

图 8 电压电流基波相角差

Fig.8 Fundamental phase difference of voltage & current

### 3.3 有功功率和无功功率的测量数据

设置 CL301V2-R RTU 的三相电压谐波含量情况与表 1 中电流相谐波的含量情况相同，基波及各次谐波的相角差分别设置为：基波 36.87°，2 次谐波 25°，4 次谐波-30°，5 次谐波 15°，7 次谐波 45°，8 次谐波-36.87°，11 次谐波 40°，12 次谐波-15°，13 次谐波 30°，19 次谐波 60°，实际输出的有功功率为 1 200.23 W，无功功率 898.908 var。由本装置测得其有功功率和无功功率的数值如图 9 所示。图中 Act\_Power 和 React\_Power 分别代表有功功率 (W) 和无功功率 (var)。

Act_Power	1200.023	Act_Power	1200.14	Act_Power	1200.38
React_Power	895.5231	React_Power	890.1268	React_Power	897.9625
Act_Power	1200.615	Act_Power	1200.035	Act_Power	1199.969
React_Power	893.5941	React_Power	894.2583	React_Power	889.8691

图 9 谐波情况下有功功率和无功功率的计量

Fig.9 Active and reactive power measurement under harmonic cases

### 3.4 频率的测量数据

分别设置 CL3012V2-R RTU 的频率输出为 45.0 Hz、48.5 Hz、49 Hz、49.5 Hz、50.0 Hz、50.5 Hz、51.5 Hz、55.0 Hz、60.0 Hz，由上述方法测量的系统频率值分别对应图 10 中的 (1)~(9)。可见测量结果与被测频率（被测基准频率波动小于 0.2%）的绝对误差  $\delta$  小于 0.015，在 50 Hz 附近的绝对误差小于 0.01。

Frequency_Val	45.0077	Frequency_Val	48.50453	Frequency_Val	49.00296
Frequency_Val	44.99215	Frequency_Val	48.50284	Frequency_Val	49.002
Frequency_Val	45.00521	Frequency_Val	48.50346	Frequency_Val	48.99827
(1)		(2)		(3)	
Frequency_Val	49.50098	Frequency_Val	50.00149	Frequency_Val	50.50114
Frequency_Val	49.49902	Frequency_Val	50.00098	Frequency_Val	50.50208
Frequency_Val	49.50129	Frequency_Val	49.99876	Frequency_Val	50.49876
(4)		(5)		(6)	
Frequency_Val	51.49837	Frequency_Val	55.00128	Frequency_Val	60.00897
Frequency_Val	51.50271	Frequency_Val	54.99189	Frequency_Val	59.98277
Frequency_Val	51.50143	Frequency_Val	55.00245	Frequency_Val	60.00248
(7)		(8)		(9)	

图 10 频率的测量结果

Fig.10 Results of frequency measurements

## 4 总结

设计的电能在线计量与分析算法，能够实现对电压电流有效值、有功功率和有功电能等在线的高精度计量，其计量精度达到了 0.05 级。在输入信号频率范围为 45~60 Hz 时，提出的基于 DSP 捕捉锁相环倍频信号和算术平均滤波算法能够在硬件开销和软件开销均很小的情况下实现对频率的精确测量，绝对误差小于 0.015 Hz。采用的硬件锁相环技术、FIR 低通数字抗混叠滤波算法和 FFT 算法能够实现对电压相、电流相进行较为精确的谐波含量分

析, 能够保证含有谐波情况下的电压电流有效值、有功功率等电能参数的 0.05 级计量精度。在定点 DSP 中进行浮点运算时, 运算能够很好地提高定点型 DSP 浮点运算的速度和精度, 能够更充分地保证系统分析与计量的实时性要求。

### 参考文献

- [1] 林广明, 黄义锋, 欧阳森, 等. 基于DSP和CPLD电能质量监测装置的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(18): 97-101.  
LIN Guang-ming, HUANG Yi-feng, OUYANG Sen, et al. Design of a power quality monitoring device based on DSP and CPLD[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(18): 97-101.
- [2] Davis E J, Emanuel A E, Pileggi D J. Evaluation of single-point measurements method for harmonic pollution cost allocation[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2000, 15(1): 14-18.
- [3] 张言权, 张胜宝. 基于嵌入式Linux的电能质量在线监测系统研究[J]. 电力系统保护与控制, 2009, 37(7): 71-75.  
ZHANG Yan-quan, ZHANG Sheng-bao. Research on power quality online monitor system based on embedded Linux technology[J]. Power System Protection and Control, 2009, 37(7): 71-75.
- [4] 侯文清, 张波, 丘东元. 基于DSP的电能质量检测与无功补偿综合测控装置[J]. 仪器仪表学报, 2007, 28(1): 120-127.  
HOU Wen-qing, ZHANG Bo, QIU Dong-yuan. DSP based measurement control device for power quality

- detection and reactive power compensation[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2007, 28(1): 120-127.
- [5] 张明, 李开成. 电能质量扰动在线辨识装置[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(9): 124-129.  
ZHANG Ming, LI Kai-cheng. Device for on-line power quality disturbance recognition[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(9): 124-129.
- [6] Texas Instruments. TMS320F2810, TMS320F2812 digital signal processors[EB/OL]. <http://www.ti.com>, 2003.
- [7] Heydt G T, Fjeld P S, Liu C C, et al. Applications of the windowed FFT to electric power quality assessment[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1999, 14(4): 1411-1416.
- [8] ZHANG Fu-sheng, GENG Zhong-xing, YUAN Wei. The algorithm of interpolating windowed FFT for harmonic analysis of electric power system[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2001, 16(2): 160-164.
- [9] Hidalgo R M, Fernandez J G, Rivera R R, et al. A simple adjustable window algorithm to improve FFT measurements[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 2002, 51(1): 31-36.
- [10] 袁绍军. 基于DSP的电能在线计量与分析[D]. 济南: 山东大学, 2008.  
YUAN Shao-jun. Online power metering and analysing based on DSP [D]. Jinan: Shandong University, 2008.

收稿日期: 2010-04-08

作者简介:

杨福刚(1975-), 男, 副教授, 博士, 主要研究领域为电力系统及其自动化。E-mail: yangfug@163.com

(上接第 91 页 continued from page 91)

- [10] 胡斌, 顾洁, 王衍东. 基于蚁群最优的配电网网架规划方法[J]. 继电器, 2005, 33(21): 54-57.  
HU Bin, GU Jie, WANG Yan-dong. An ant colony optimization based method for power distribution network planning[J]. Relay, 2005, 33(21): 54-57.
- [11] 张二飞, 冯林桥, 刘金玲, 等. 配电网规划的计算机辅助决策系统[J]. 电力系统保护与控制, 2008, 36(12): 56-59.  
ZHANG Er-fei, FENG Lin-qiao, LIU Jin-ling, et al. Computer aided decision-making system of distribution network planning[J]. Power System Protection and Control, 2008, 36(12): 56-59.
- [12] 和敬涵, 朱光磊, 薄志谦. 基于多Agent技术的电力系统集成保护[J]. 电工技术学报, 2007, 22(6): 141-147.  
HE Jin-ghan, ZHU Guang-lei, BO Zhi-qian. Integrated protection for power systems based on the multi-agent technology[J]. Transactions of China Electrotechnical

Society, 2007, 22(6): 141-147.

- [13] 钟伟才, 刘静, 刘芳, 等. 组合优化多智能体进化算法[J]. 计算机学报, 2004, 27(10): 1341-1353.  
ZHONG Wei-cai, LIU Jing, LIU Fang, et al. Combinatorial optimization using multi-agent evolutionary algorithm[J]. Chinese Journal of Computers, 2004, 27(10): 1341-1353.
- [14] 陈章潮, 唐德光. 城市电网规划与改造[M]. 北京: 中国电力出版社, 1998.

收稿日期: 2010-01-17; 修回日期: 2010-06-29

作者简介:

徐玉琴(1964-), 女, 教授, 主要研究方向为电力系统分析、运行与控制, 分布式发电与配电网, 电力系统继电保护等; E-mail: xuyuqin\_ncepu@126.com

李雪冬(1984-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为含DG的配电网供电恢复。E-mail: snowwinterli@126.com