

动态条件下同步相量测量装置的数字滤波器及计算优化

常乃超¹, 刘思旭², 余高旺³, 张艳超³, 马小燕³

(1. 国家电力调度控制中心, 北京市 100031; 2. 国网重庆市电力公司, 重庆市 400014;

3. 许继电气股份有限公司, 河南省许昌市 461000)

摘要:随着广域测量系统对同步相量测量装置动态性能越来越严格的要求,数字滤波器在装置中的应用趋于复杂。为了提高精度,往往要采用多个滤波器互相配合完成计算。针对智能变电站的同步相量测量装置给出了详细的滤波器设计方案。有限冲激响应(FIR)滤波器级联离散傅里叶变换(DFT)会带来非常大的运算量,给嵌入式装置带来计算压力,为此推导出了 FIR 滤波器级联 DFT 后的滤波系数公式。利用该公式离线计算出滤波器级联后的滤波系数,能大幅减少计算量,解决滤波器级联带来的运算量大的问题。理论分析和实际测试表明,采用所述方案后,测量精度能够满足相关标准的要求,且大幅减轻了装置的计算负担。

关键词:同步相量; 动态; 数字滤波器; 有限脉冲响应; 离散傅里叶变换

0 引言

以标准时间信号作为采样过程基准的同步相量测量装置(PMU)是电力系统实时动态监测系统的重要组成部分,为大电网的振荡识别、稳定控制等动态安全稳定监控提供数据基础^[1-2],同时也为制订电力系统控制策略和设计、运行、规划方案提供依据。传统上,PMU 的量测精度研究主要集中在采样同步和非工频时的频率泄露上^[3-7],对 PMU 的动态行为研究较少。

随着电力系统的发展,近几年对 PMU 动态行为的研究越来越多^[8-12]。2011 年,美国电气和电子工程师协会(IEEE)发布电力系统同步相量测量新标准:IEEE Std C37.118.1TM—2011。标准对幅值和相角的振荡、阶跃、频率滑差、带外频率等动态性能做了详细规范。同时,国内标准 GB/T 26862—2011 和 Q/GDW 1131—2014 也对 PMU 的动态性能误差指标和测试方法做出了详细规定,且部分技术指标高于国外标准^[13-15]。考虑动态性能后,PMU 的计算方法更加复杂。文献[8]分析了在量测信号动态条件下,快速傅里叶变换(DFT)算法的频谱泄漏以及相量上传时的频率混叠现象及产生的原因,并提出在 PMU 中配置数字滤波器解决上述问题。

常规输入和数字输入的 PMU 的数字滤波器方

案存在差别。常规输入的 PMU 往往采用硬件滤波和数字滤波结合的方式,数字输入的 PMU 只能采用数字滤波器。实际工程应用中,数字滤波器的设计方法众多,不同方法设计出的数字滤波器特性也有差别。同时,设计数字滤波器还要考虑滤波器特性产生的幅值和相位偏移。在增加了数字滤波器后,装置的计算压力会急剧增大,特别是在 PMU 增加了次同步振荡分量监测^[16]、连续录波等新功能后,有必要研究计算优化方案。

本文根据工程实际,提出了实用的工程应用数字滤波器方案,并针对增加滤波器后的幅值相位补偿问题和计算量过大问题给出了解决方案。

国内标准对 PMU 的要求侧重于提高量测精度,信号响应延时的要求较宽松,本文提供的数字滤波器会造成较大延时,不适用于实时控制要求。

1 数字滤波器设计方案

数字滤波器是在模拟滤波器的基础上发展起来的。相比模拟滤波器,数字滤波器具有精度高、稳定性好、设计灵活、不存在阻抗匹配、便于大规模集成和可以实现多维滤波等优点。从实现方法上分,数字滤波器可以分为无限冲激响应(IIR)滤波器和有限冲激响应(FIR)滤波器,其中,IIR 滤波器有反馈回路,FIR 滤波器没有反馈回路。在相同的技术指标下,IIR 滤波器由于存在着输出对输入的反馈,因而可用比 FIR 滤波器较少的阶数来满足指标的要求,所用的存储单元少,运算次数少,较为经济。但

是,IIR 滤波器又存在着稳定性难以保障和相位偏移非线性等缺点。相对 IIR 滤波器,FIR 滤波器有稳定性好、精确的线性相位偏移等优点。

对于 PMU 而言,相位测量是核心,如果采用 IIR 滤波器,由于相位偏移的非线性,要得到精确的相位测量值比较麻烦,因此本文优先选用 FIR 滤波器。同时,在设计滤波器时,选用相位响应比较平缓的滤波器有利于相位的误差补偿,提高相量的测量精度。IEEE C37.118.1TM—2011 标准对动态条件下的 PMU 测量给出了推荐模型。同步相量计算需要经过前置滤波、同步采样、DFT 计算、相量计算、上送滤波等环节。在实际工程中,受各种外部条件的影响,往往要根据具体情况调整相量计算的滤波器方案。本文以智能变电站中数字输入的 PMU 为例,分析相应的数字滤波器方案。

根据合并单元的相关技术规范要求,采样值(SV)数据要真实反映一次数据,不允许滤除谐波信息。因此,对于数字式输入的 PMU,实际工程应用时需要在 DFT 计算前增加低通滤波器滤除高次谐波。同时,由于频率和相量的动态性能指标存在差异,单一的数字滤波器很难同时满足,上送环节的滤波器往往无法公用。因此,数字输入的 PMU 在工程上的数据计算框图如图 1 所示。

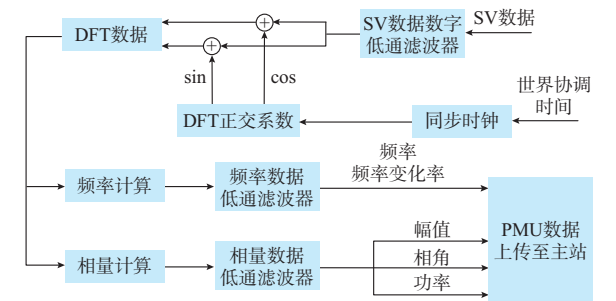


图 1 数字输入的 PMU 计算框图
Fig.1 Calculation block diagram of PMU with digital input

对于低通滤波器,本文利用 MATLAB 工具采用 Equiripple 法设计 FIR 数字低通滤波器。对于 SV 数据低通滤波器,根据其采样率和需要抑制的高次谐波频率,设计 FIR 滤波器的频率响应图如图 2 所示。

对于频率数据低通滤波器和相量数据低通滤波器,要根据上送频率,综合考虑信号抑制比设计,其方法类同 SV 数据低通滤波器。为了减少计算量,本文设置相量的计算频率为 800 Hz。针对相量数据传输速率为 100 帧/s 设计的低通滤波器参数为:阻带截止频率 50 Hz,阻带衰减 30 dB。频率数据的低通滤波器设计方法类同相量数据,这里不再赘述。

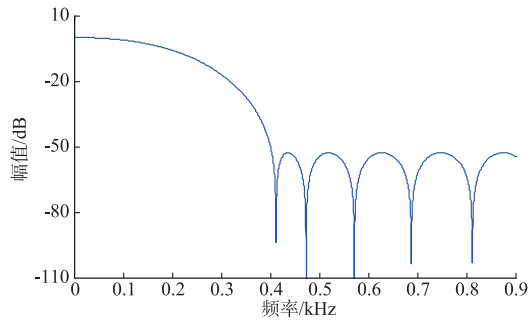


图 2 SV 数据低通滤波器幅频特性
Fig.2 Amplitude-frequency characteristic of SV data low-pass filter

在增加低通滤波器后,由于对应的幅值和相位随频率的不同存在衰减和偏移,因此,必须根据滤波器的特性进行对应的幅值和相位补偿。理论上,可以求解滤波器的传递函数,利用传递函数进行精确的幅值和相位补偿。但是在工程实际中,此方法太复杂。本文利用滤波器的幅频特性曲线和相频特性曲线,通过曲线拟合的方法进行幅值和相位的补偿。在合理选择拟合曲线后,补偿后的误差能小于万分之一,满足工程应用要求。

在滤波器的幅频特性曲线上等间隔提取出 K 个点,采用 MATLAB 的 polyfit 函数对这 K 个点进行多项式拟合。仿真发现,三阶拟合的误差能小于 0.005%,基本可以忽略不计,满足工程应用要求。FIR 滤波器的相频特性为直线,拟合简单,本文不再赘述。根据多项式拟合系数即可对幅值和相位进行精确补偿。PMU 实时数据的传输速率为 25 帧/s,50 帧/s 或 100 帧/s 时,需要抑制的带外干扰范围、相量阶跃响应时间等均不同^[14-15],故对于不同的传输速率,很难共用一种滤波器,工程上一般要根据传输速率来选择滤波器。对于相量数据,最终的计算流程如图 3 所示。

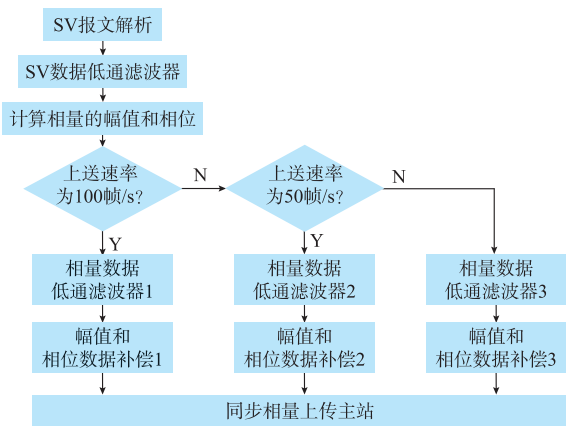


图 3 计算流程
Fig.3 Calculation flow

2 计算优化

从图 1 的方案框图和图 3 的计算流程可知, DFT 计算前有 FIR 滤波器, 实际工程计算是 DFT 中嵌套 FIR 滤波器, 软件计算量非常大。

假设 FIR 滤波器的阶数为 40 阶, 由于 SV 信号的采样率为 4 000 Hz(一个周期采样 80 点), 故计算一路模拟量的实部大约需要进行 40×80 次浮点乘法, 计算一路同步相量大约需要进行 $40 \times 80 \times 4 = 12\,800$ 次的浮点乘法和加法运算。计算 96 路模拟量的同步相量需要进行 $96 \times 12\,800 = 1\,228\,800$ 次运算。在目前嵌入式装置上实现如此大量的乘法和加法运算, 会给 CPU 运行带来很大的压力。

快速傅里叶变换(FFT)理论上能减少计算量, 但是同步向量计算中只需要基频信息, 做 FFT 运算得到全部的采样点频域信息只会造成计算的浪费, 利用 FFT 算法达不到减少计算量的效果。

显然, 上述计算实际上是 FIR 滤波器级联 DFT 算法。本文分析了 FIR 滤波器级联 DFT 后的特点, 给出了实用的计算优化方案。

假设两个滤波器的传递函数分别为 $H_1(Z)$ 和 $H_2(Z)$, 滤波器级联之后的传递函数为 $H(Z) = H_1(Z)H_2(Z)$, 由传递函数能够得到对应的滤波系数。FIR 滤波器级联 DFT 理论上也能求解出对应的传递函数。但是, 当 FIR 滤波器的滤波阶数较大时, 计算级联后的传递函数难度非常大, 且容易出错。本文直接求解滤波器级联后的滤波系数, 避免了复杂的求解传递函数过程。

假设离散后的原始信号序列中第 n 个数为 $x(n)$, n 为大于 0 的整数, M 阶 FIR 滤波器滤波系数为 $h(M)$, 则滤波后的信号为:

$$y(n) = \sum_{i=0}^M h(i)x(n-i) \tag{1}$$

由 DFT 计算信号的实部和虚部分别为:

$$X_r(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(n-k) \cos \frac{2k\pi}{N} = \sum_{k=0}^{N-1} a(k)y(n-k) \tag{2}$$

$$X_i(n) = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} y(n-k) \sin \frac{2k\pi}{N} = \sum_{k=0}^{N-1} b(k)y(n-k) \tag{3}$$

式中: $a(k) = 2\cos(2k\pi/N)/N$; $b(k) = 2\sin(2k\pi/N)/N$; N 为信号的每周期采样点数。

将式(2)展开, 有

$$X_r(n) = a(0)y(n) + a(1)y(n-1) + \dots + a(N-1)y(n-(N-1)) \tag{4}$$

将式(1)代入式(4)有:

$$X_r(n) = a(0) \sum_{i=0}^M h(i)x(n-i) + \dots + a(N-1) \sum_{i=0}^M h(i)x(n-(N-1)-i) \tag{5}$$

将式(5)展开, 并令:

$$X_r(n) = \sum_{i=0}^{M+N-1} R(i)x(n-i) \tag{6}$$

则有:

$$R(i) = \begin{cases} \sum_{k=0}^i a(k)h(i-k) & 0 \leq i \leq M-1 \\ \sum_{k=0}^M a(i-k)h(k) & M \leq i \leq N-1 \\ \sum_{k=i-M}^{N-1} a(k)h(i-k) & N \leq i \leq M+N-1 \end{cases} \tag{7}$$

同理, 计算信号的虚部为:

$$X_i(n) = \sum_{i=0}^{M+N-1} I(i)x(n-i) \tag{8}$$

$$I(i) = \begin{cases} \sum_{k=0}^i b(k)h(i-k) & 0 \leq i \leq M-1 \\ \sum_{k=0}^M b(i-k)h(k) & M \leq i \leq N-1 \\ \sum_{k=i-M}^{N-1} b(k)h(i-k) & N \leq i \leq M+N-1 \end{cases} \tag{9}$$

利用工具离线计算出系数 $R(i)$ 及 $I(i)$ 后, 就能将前文所述的 DFT 嵌套 FIR 滤波器计算转化为 $M+N-1$ 阶滤波器计算, 大幅提升效率, 减少 CPU 运行负担。

以 40 点的 FIR 滤波器级联 80 点 DFT 算法为例子, 经过离线计算滤波器系数后, 计算信号实部 $X_r(n)$ 的运算量由传统的 40×80 次浮点乘法运算缩短为 119 次浮点乘法运算, 计算量缩短为传统方法的 4%, 计算效率提高了 25 倍。实际上, 该方法的计算效率提升幅度和滤波器的阶数密切相关, 滤波器的阶数越高, 效率提升的幅度也越大。

3 测试及验证

本文搭建了如图 4 所示的测试系统验证方案的实际效果。该测试系统模拟实际的智能变电站运行

场景,测试系统由全球定位系统(GPS)时钟源提供统一的时间同步信号,采用北京长城金点光迅公司的 WT1312A 测试仪作为测试模拟信号源,合并单元将模拟信号转换为 SV 信号输入 PMU 中。WT1312A 测试仪器可在整秒时刻发出高精度信号,并具有信号调制功能,比较适合 PMU 动态性能的测试。通过电脑获取 PMU 的动态数据存储文件,并按照标准中规定的数据格式进行分析解读,解析出所需相量幅值、相位、频率、频率变化率等信息。最后,通过软件将 PMU 实测相量与理论值进行比较,得到幅值、相位、频率、频率变化率等信息的误差。

PMU 动态数据的记录速率为 100 帧/s。选取 1 s 的数据,即 100 帧计算各个数据的误差,列出这些数据误差的最大值和最小值见表 1。其中带外频率影响选取 100 帧/s 的传输速率,幅值调制、相位调制的调制频率选取 5 Hz。

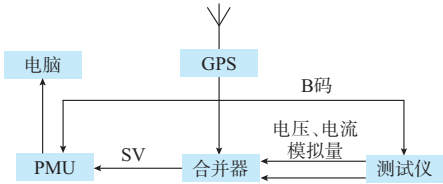


图 4 测试系统图
Fig.4 Test system diagram

表 1 误差测试结果
Table 1 Test results of errors

项目	幅值/%	相位/(°)	频率/Hz	频率变化率/(Hz·s ⁻¹)
带外影响	-0.17~0.17	-0.15~0.15	-0.005~0.005	-0.01~0.01
幅值调制	-0.13~0.13	-0.10~0.10	-0.012~0.012	-0.04~0.04
相位调制	-0.09~0.09	-0.20~0.20	-0.090~0.090	-0.40~0.40
幅值相位调制	-0.15~0.15	-0.25~0.25	-0.100~0.100	-0.45~0.45
频率斜坡	-0.05~0.05	-0.15~0.15	-0.005~0.005	-0.05~0.05

由于信号源为周期性信号,因此装置的测量误差也呈交变状态,但均在相关标准规范规定的误差范围之内。为了比较计算效率,编制三个版本软件,分别采用普通相量算法、考虑动态性能的相量算法和本文效率优化算法,当实时数据上送主站的传输速率选为 100 帧/s 时,读取得到三种算法的 CPU 计算时间分别为 4.6,9.2,5.1 ms。显然,采用本文优化算法时计算效率得到提高,计算时间仅有微小增加,在装置可接受的范围内。

2017 年 4 月,采用本文算法的 PMU 通过了中国电力科学研究院的正式试验,并后续应用于重庆 500 kV 五马站。

4 结语

考虑严格的动态性能要求后,数字滤波器在 PMU 中的应用趋于复杂,并且需要根据工程实际情况调整设计方案。本文针对智能变电站中数字输入的 PMU 给出了详细的滤波器设计方案和滤波器的幅值相位误差补偿方法,满足国内相关标准对 PMU 的动态性能要求。为了解决 FIR 滤波器级联 DFT 带来的运算量大问题,本文推导出了 FIR 滤波器级联 DFT 后的滤波系数公式。工程上可利用该公式离线计算出滤波器级联后的滤波系数,大幅减少计算量,解决滤波器级联带来的运算量大的问题。最后,搭建了测试环境验证了方案的可行性。对于三个及以上滤波器级联的计算优化方法,尚待进一

步研究。

参考文献

[1] 段刚,严亚勤,谢晓冬,等.广域相量测量技术发展现状与展望[J].电力系统自动化,2015,39(1):73-80. DOI: 10.7500/AEPS20141008016.
DUAN Gang, YAN Yaqin, XIE Xiaodong, et al. Development status quo and tendency of wide area phasor measuring technology[J]. Automation of Electric Power Systems, 2015, 39(1): 73-80. DOI: 10.7500/AEPS20141008016.

[2] 董清,孙金竹,尹宏杰,等.PMU 数据用于 SCADA 时滤除低频干扰的方法[J].电力系统自动化,2016,40(2):90-94. DOI: 10.7500/AEPS20150916004.
DONG Qing, SUN Jinzhu, YIN Hongjie, et al. Method for filtering noise of low frequency oscillation when using PMU data in SCADA[J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(2): 90-94. DOI: 10.7500/AEPS20150916004.

[3] 李建,谢小荣,韩英铎.同步相量测量的若干关键问题[J].电力系统自动化,2005,29(1):45-48.
LI Jian, XIE Xiaorong, HAN Yingduo. Some key issues of synchrophasor measurement[J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(1): 45-48.

[4] 吴智利,赵庆生,陈惠英,等.低频采样下基于卡尔曼滤波的同步相量测量算法的研究[J].电力系统保护与控制,2014,42(15):94-99.
WU Zhili, ZHAO Qingsheng, CHEN Huiying, et al. A Kalman-filter based phasor measurement algorithm under low sampling frequency[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(15): 94-99.

[5] 叶芳,焦彦军,周丹,等.一种基于傅立叶算法的高精度测频方法[J].电力系统保护与控制,2012,40(8):44-48.

YE Fang, JIAO Yanjun, ZHOU Dan, et al. A high-accuracy algorithm of frequency measurement based on Fourier algorithm [J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(8): 44-48.

[6] 闫常友,张涛,杨奇逊.基于DFT的非同步采样情况下相量测量误差研究综述[J].继电器,2004,32(10):80-84.

YAN Changyou, ZHANG Tao, YANG Qixun. Survey of phasor measurement errors on DFT-based non-synchronous sampling[J]. Relay, 2004, 32(10): 80-84.

[7] 王茂海,孙元章.基于DFT的电力系统相量及功率测量新算法[J].电力系统自动化,2005,29(2):20-24.

WANG Maohai, SUN Yuanzhang. A DFT-based method for phasor and power measurement in power systems [J]. Automation of Electric Power Systems, 2005, 29(2): 20-24.

[8] 刘灏,毕天姝,杨奇逊.数字滤波器对PMU动态行为的影响[J].中国电机工程学报,2012,32(19):49-57.

LIU Hao, BI Tianshu, YANG Qixun. The impact of digital filter on the PMU dynamic performance[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(19): 49-57.

[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.DOI: 10.7500/AEPS20160125015.

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. DOI: 10.7500/AEPS20160125015.

[10] 沈健,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.

[11] 刘林,林涛,徐遐龄.用于动态条件下同步相量测量的复带通滤波算法[J].中国电机工程学报,2012,32(10):142-149.

LIU Lin, LIN Tao, XU Xialing. A complex bandpass filtering algorithm for synchronized phasor measurement under dynamic

conditions [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(10): 142-149.

[12] 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. DOI: 10.7500/AEPS20130410001.

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. DOI: 10.7500/AEPS20130410001.

[13] IEEE standard for synchrophasors for power systems: IEEE standard C37.118.1™—2011[S]. 2011.

[14] 电力系统同步相量测量装置检测规范:GB/T 26862—2011[S]. 2011.

[15] 国家电网公司.电力系统实时动态监测系统技术规范:Q/GDW 1131—2014[S].2014.

[16] 谢小荣,王银,刘华坤,等.电力系统次同步和超同步谐波相量的检测方法[J].电力系统自动化,2016,40(21):189-194.DOI: 10.7500/AEPS20160104002.

XIE Xiaorong, WANG Yin, LIU Huakun, et al. Detection method for sub-synchronous and super-synchronous harmonic phasors in power system [J]. Automation of Electric Power Systems, 2016, 40(21): 189-194. DOI: 10.7500/AEPS20160104002.

常乃超(1977—),男,博士,高级工程师,主要研究方向:电力系统自动化、智能电网。

刘思旭(1972—),男,硕士,高级工程师,主要研究方向:电力系统自动化、智能电网。

余高旺(1976—),男,通信作者,硕士,高级工程师,主要研究方向:电力系统自动化。E-mail: yugaowang21@sohu.com

(编辑 万志超)

Digital Filter and Computational Optimization of Synchronized Phasor Measurement Unit Under Dynamic Conditions

CHANG Naichao¹, LIU Sixu², YU Gaowang³, ZHANG Yanchao³, MA Xiaoyan³
(1. National Electric Power Dispatching and Control Center, Beijing 100031, China;
2. State Grid Chongqing Electric Power Company, Chongqing 400014, China;
3. XJ Electric Co. Ltd., Xuchang 461000, China)

Abstract: With the increasingly stringent requirement of wide area measurement system for the dynamic performance of synchronous phasor measuring unit, the application of digital filter in the device tends to become complicated. In order to improve the accuracy, multiple filters often have to cooperate with each other to complete the calculation. This paper gives a detailed filter design of synchronous phasor measuring unit for intelligent substation. Finite impulse response (FIR) filter cascade discrete Fourier transform (DFT) will bring about a very large amount of computation pressure on the embedded device. This paper deduces the formula of filter coefficients after FIR cascade DFT. These coefficients calculated by offline formula can significantly reduce the calculation workload and solve the computation problem caused by the filter cascade. Theoretical analysis and practical test show that measuring accuracy is up to requirement of the relevant standards after adopting the above scheme.

Key words: synchronized phasor; dynamic state; digital filter; finite impulse response (FIR); discrete Fourier transform (DFT)