

DOI: 10.7667/PSPC150692

# 基于全相位 FFT 改进相位差法的自动准同期并列参数测量

张鸿博<sup>1</sup>, 蔡晓峰<sup>2</sup>, 鲁政凤<sup>1</sup>

(1. 华北水利水电大学电力学院, 河南 郑州 450011; 2. 河南工程学院机械工程学院, 河南 新乡 451191)

**摘要:** 发电机准同期并列的关键在于对并列双方电压参数的快速准确测量。但由于并列双方电压频率不同, 很难同时对双方电压做到同步采样, 传统的基于快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)的准同期并列参数测量结果因频谱泄露产生较大误差。为抑制泄露, 提高参数测量精度, 引入了全相位频谱分析技术, 并分析了全相位 FFT 与常规卷积窗 FFT 的区别与联系。在此基础上提出了基于全相位 FFT 的发电机准同期参数测量方法, 并对全相位 FFT 相位差法进行了改进, 提出了简洁的基波频率及幅值计算方法, 使其更好地满足准同期并列的需要。通过仿真计算验证了所提方法性能优良, 能有效克服频率波动、谐波、噪声及电压非稳态变化等不同情况的影响, 实现并列双方电压参数的快速准确测量。

**关键词:** 准同期; 全相位; 快速傅里叶变换; 窗函数; 频谱校正

## Generator quasi synchronization parameter measurement method based on improved phase difference method of all-phase fast Fourier transform

ZHANG Hongbo<sup>1</sup>, CAI Xiaofeng<sup>2</sup>, LU Gaifeng<sup>1</sup>

(1. School of Electric Power, North China University of Water Resources and Electric Power, Zhengzhou 450011, China;  
2. School of Mechanical Engineering, Henan University of Engineering, Xinzheng 451191, China)

**Abstract:** It is the key task for automatic quasi synchronization parallel operation to estimate the parameters of both generator voltage and power system voltage rapidly and precisely. However, due to the difference between the two voltage frequencies, it is difficult to perform the synchronous sampling of the two voltage signals simultaneously, so when measuring the parameter based on fast Fourier transform (FFT for short), the measurement result will have a great error because of spectrum leakage. To restrain the spectrum leakage and improve the accuracy, the technology of all-phase spectrum analysis is introduced. The difference and connection between all-phase FFT (apFFT for short) and traditional convolution-window FFT is analyzed and the advantage of apFFT is pointed out. Based on it, the generator quasi synchronization parameter measurement method based on double-window apFFT is presented. To meet the needs of quasi synchronization parameter measurement better, the common apFFT phase-difference spectrum correction method is improved and a concise calculation method for fundamental frequency and amplitude is proposed. Simulation verify the excellent performance of the proposed method, which can overcome the impact of frequency fluctuation, harmonic, noise, non-stationary change and realize rapid and accurate parameter measurement of the two voltage signals of quasi synchronization.

**Key words:** quasi synchronization; all-phase; FFT; window functions; spectrum correction

## 0 引言

自动准同期是发电机最常用的并列方式, 同时也适用于电网解列的两部分或微电网与(大)电网之间的并列运行, 其关键在于对并列双方电压信号频率、幅值以及相位的快速准确测量。目前, 自动准

同期参数测量方法主要分为硬件法和软件法<sup>[1]</sup>。硬件法是利用硬件电路实现对待并列两侧电压信号的频率差及相角差的测量, 其运算简单, 但需要专门的频率、相位检测电路, 且存在抗干扰能力弱、易受高次谐波影响等缺点。软件法主要是对并列两侧电压进行交流采样并通过数值方法计算电压参数,

该方法不需专门的频率和相角测量电路, 其测量精度及同期性能主要取决于频率、相位及幅值的微机算法。常用的同期并列参数测量算法是傅立叶变换算法<sup>[2-4]</sup>, 但在非同步采样时受频谱泄露的影响会出现较大的误差<sup>[5]</sup>, 而并列装置测量的2个电压信号(电网电压与发电机端电压)频率不等, 且发电机电压的频率会在一个较大范围内变化, 同时实现2个信号的整周期采样十分困难。加窗和频谱校正有利于抑制频谱泄露, 提高参数测量精度<sup>[5]</sup>, 基于此, 文献[2-3]提出了基于Bartlett窗FFT相位差校正的准同期参量测量方法, 实现了对准同期参量的较准确测量, 但Bartlett窗旁瓣峰值较高(-30 dB), 且旁瓣衰减速度不够快(-6 dB), 不同步采样较为严重时负频分量和高次谐波产生的频谱泄露对基波测量影响较大。文献[4]提出了基于4阶Rife-Vincent自卷积窗插值FFT的准同期参数测量方法, 该方法虽然测量精度高, 但4阶Rife-Vincent自卷积窗主瓣太宽, 为避免奇次谐波及负频分量频谱泄露对基波参数测量的影响, 需要采样8个周期以上, 实时性较差。

为抑制频谱泄露, 提高参数测量精度, 并保证良好的实时性, 本文引入了全相位频谱分析技术<sup>[6-7]</sup>, 分析了全相位FFT与常规卷积窗FFT的区别与联系, 指出了全相位FFT的优势, 在此基础上, 提出了基于全相位FFT(all-phase FFT, apFFT)的准同期并列参数测量算法, 并对全相位FFT相位差法进行了改进, 推导了简洁的基波频率及幅值计算公式, 更好地满足准同期并列的需要。仿真验证了算法在恒定的采样频率下, 可同时对并列双方电压参数进行测量, 当频率在较大范围内变化时仍然能够达到较高精度, 且数据窗口短, 计算量小, 实时性好。

## 1 全相位频谱分析原理

全相位频谱分析大致过程如图1所示<sup>[6-7]</sup>。

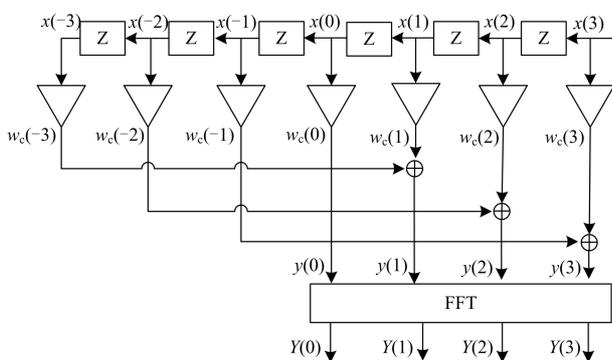


图1  $M$ 阶全相位FFT谱分析基本框图( $M=4$ )

Fig. 1 Block diagrams of  $M$ -order all-phase FFT spectrum analysis

从图1可看出, 首先用长为 $(2M-1)$ 的卷积窗 $w_c$ 对中心样点 $x(0)$ 前后 $(2M-1)$ 个数据进行加窗处理, 然后对两两间隔为 $M$ 的加窗后数据进行重叠相加形成 $M$ 个数据, 最后作点数为 $M$ 的FFT即得全相位谱分析结果。其中图1中的卷积窗由前窗 $f$ 与翻转的后窗 $b$ 卷积而成, 即

$$w_c(n) = f(n) * b(-n), \quad n = [-M+1, M-1] \quad (1)$$

若 $f=b=R_M$  ( $R_M$ 为矩形窗), 则称为无窗全相位频谱分析, 若 $f=b \neq R_M$ , 则称为双窗全相位频谱分析。

图1中若输入信号为单一频率信号

$$x(n) = e^{j(\omega n + \theta_0)}, \quad n \in [-M+1, M-1] \quad (2)$$

由文献[8]可知, 双窗apFFT输出的频谱与传统FFT输出频谱间关系为

$$Y(k) = |X(k)|^2 e^{j\theta_0} = |W(k\Delta\omega - \omega^*)|^2 e^{j\theta_0} \quad (3)$$

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

其中:  $W(\omega)$ 为双窗apFFT频谱分析中所采用的窗函数的频谱;  $X(k)$ 为信号 $x(n)$ 加窗FFT的频谱。

从式(3)可以看出, 双窗apFFT输出的幅度谱为传统加窗FFT幅度谱的平方, 这种关系使旁瓣谱线相对于主谱线的比值也按照平方衰减, 使主谱线显得更为突出, 因此其频谱泄露抑制能力相对于原窗函数的传统FFT更强; 而且apFFT的相位谱为中心样点 $x(0)$ 的理论相位值, 该相位值不受频偏影响, 不用校正, 在一定程度上方便了相位的测量。

## 2 双窗 apFFT 与常规卷积窗 FFT 的联系

由式(3)可知, 对于幅值为1的单一频率信号, 双窗apFFT输出的幅度谱等于传统加窗FFT幅度谱的平方, 也等于窗函数的幅度谱的平方, 设长度为 $M$ 的组合余弦窗表达式为

$$w(n) = \sum_{i=0}^{H-1} (-1)^i b_i \cos(2\pi n \cdot i / M) \quad n = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4)$$

式中:  $H$ 为窗函数项数;  $b_i$ 为窗函数余弦项系数。其频谱为<sup>[9]</sup>

$$W(\omega) = \sum_{i=0}^{H-1} (-1)^i \frac{b_i}{2} \left[ W_R\left(\omega - \frac{2\pi i}{M}\right) + W_R\left(\omega + \frac{2\pi i}{M}\right) \right] \quad (5)$$

式中,  $W_R(\omega)$ 为矩形窗的频谱函数, 即 $W_R(\omega) = e^{-j(M-1)\omega/2} \left( \frac{\sin(M\omega/2)}{\sin(\omega/2)} \right)$ 。

当窗函数为Hanning窗时, 由式(5)得其频谱为 $W_{\text{Han}}(\omega) = 0.5W_R(\omega) -$

$$0.25 \left[ W_R\left(\omega - \frac{2\pi}{M}\right) + W_R\left(\omega + \frac{2\pi}{M}\right) \right] \quad (6)$$

于是Hanning窗幅度谱的平方表达式为

$$|W_{\text{Han}}(\omega)|^2 = \left| 0.5W_{\text{R}}(\omega) - 0.25 \left[ W_{\text{R}}\left(\omega - \frac{2\pi}{M}\right) + W_{\text{R}}\left(\omega + \frac{2\pi}{M}\right) \right] \right|^2 \quad (7)$$

令  $\omega = 2k\pi/M$  ( $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ) 对其进行离散化可得

$$|W_{\text{Han}}(k)|^2 = \left| 0.5W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{M}\right) - 0.25 \left[ W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{M} - \frac{2\pi}{M}\right) + W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{M} + \frac{2\pi}{M}\right) \right] \right|^2 \quad (8)$$

对比文献[10]中关于Hanning自卷积窗的研究可以发现,由于自卷积窗的频谱等于原母窗频谱的 $p$ 次方( $p$ 为阶数),卷积窗的幅度谱也就等于原母窗幅度谱的 $p$ 次方,即

$$|W_{\text{pHan}}(k)| = \left| 0.5W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{N_{\text{c}}}\right) - 0.25 \left[ W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{N_{\text{c}}} - \frac{2\pi}{M}\right) + W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{N_{\text{c}}} + \frac{2\pi}{M}\right) \right] \right|^p \quad (9)$$

式中,  $N_{\text{c}} = pM$  为卷积窗长度。因此二阶卷积窗的幅度谱为

$$|W_{2\text{Han}}(k)| = \left| 0.5W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{N_{\text{c}}}\right) - 0.25 \left[ W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{N_{\text{c}}} - \frac{2\pi}{M}\right) + W_{\text{R}}\left(\frac{2\pi k}{N_{\text{c}}} + \frac{2\pi}{M}\right) \right] \right|^2 \quad (10)$$

对比式(8)、式(10)可以发现,二者都是对式(7)离散化所得,但离散化的频率间隔不同,式(8)的离散间隔为  $2\pi/M$ , 而式(10)的离散间隔为  $2\pi/N_{\text{c}} = \pi/M$ 。由此也可以断定, apFFT 中第  $k=j$  ( $j = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ) 条谱线的幅值与基于二阶卷积窗常规FFT中的第  $k=2j$  条谱线具有相同的幅值。为验证这个结论,在Matlab中对式(2)中的信号分别进行了基于Hanning窗的apFFT分析和基于二阶Hanning卷积窗的常规FFT分析,式中  $\omega = \pi/10, \theta_0 = \pi/6, M = 128$  二者的幅度谱如图2所示。

图2中的谱线关系验证了上述分析的正确性,让  $\omega$  在  $(0, \pi)$ 、 $\theta_0$  在  $(0, 2\pi)$  取其他值并进行同样的仿真得到一致的结论。由此可见, Hanning 双窗 apFFT 与基于二阶Hanning自卷积窗的常规FFT具有共同的幅度谱特性((但二者相位谱不同,离散化频率抽样间隔也不同))。实际上,从图1 apFFT的实现原理看, apFFT也就是用卷积窗对采样数据进行加权的,只是由于全相位预处理过程使得apFFT与常规卷积窗FFT的相位特性变得不同。但双窗

apFFT相比常规卷积窗FFT有自己的独特之处:(1)可以不必校正的测量出采样中心点的相位;(2)计算量小<sup>[11]</sup>,  $2M-1$ 点( $M$ 为2的整次幂)的采样序列, apFFT只需进行 $M$ 点FFT,而常规加窗FFT需要进行 $2M$ 点FFT(通过补零或多采样一个点构成 $2M$ 点), apFFT计算量小于常规加窗FFT,这使得apFFT在对算法实时性要求较高的应用中具有速度优势。

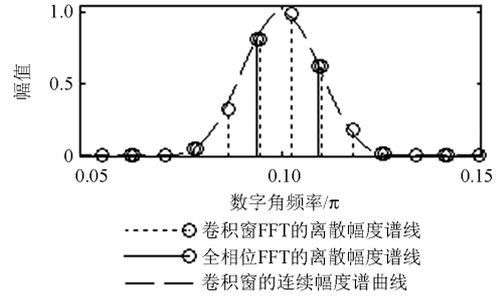


图2 全相位FFT与传统卷积窗FFT的幅度谱

Fig. 2 Amplitude spectrum of all-phase FFT and traditional convolution-window FFT

以上分析表明,可以用卷积窗的特性来分析双窗apFFT的频谱泄露抑制能力,根据文献[10]可知,二阶Hanning卷积窗的最大旁瓣峰值为 $-64$  dB,旁瓣衰减速率为 $36$  dB/oct,优于文献[2]中的Bartlett窗。另外值得一提的是与常规余弦窗(比如Hanning窗<sup>[12]</sup>、Nuttall窗<sup>[13-15]</sup>、Rife-Vincent窗<sup>[16]</sup>)相比,卷积窗还有一个突出优势,即其幅度谱在零点附近导数为0(具有很平坦的特性),文献[17-18]对矩形自卷积窗的这一特性进行了详细地论证,实际上根据卷积窗幅度谱与原母窗幅度谱的关系(如式(9))及复合幂函数的求导公式( $d[f(x)]^p/dx = p[f(x)]^{p-1}f'(x)$ ),不难证明余弦自卷积窗均有类似的特征。这一特征使得余弦自卷积窗在接近同步采样的情况下具有优于常规余弦窗的频谱泄露抑制能力,有利于获得高精度的测量结果,而自动准同期在即将完成并列时,发电机频率和电网频率均接近 $50$  Hz,设置适当的采样频率很容易达到接近同步采样的条件,从而充分发挥卷积窗的优势。

当然,有一些卷积窗旁瓣特性也很优良,比如Rife-Vincent自卷积窗<sup>[4]</sup>, Nuttall自卷积窗<sup>[19]</sup>,但它们的主瓣较宽,为避免高次谐波及负频分量频谱泄露对基波参数测量的影响,需要采样很多信号周期,实时性较差。因此,这里综合考虑了算法精度与实时性的要求,选择采用Hanning窗的双窗apFFT来实现准同期并列参数的测量。

### 3 基于 apFFT 改进相位差法的自动准同期参数测量

由于双窗 apFFT 优良的频谱泄露抑制能力、相位测量上的便利性及速度优势使其非常适合于发电机自动准同期并列过程中的参数测量。但由于准同期并列过程中对信号参数测量的实时性要求高, 双窗 apFFT 用于自动准同期时仍需特别设计和改进。

首先信号的截断周期不易太长, 采样点不易过多, 当然为避免高次谐波频谱泄露对基波测量的影响, 截断周期也不能过短, 这里取4个额定工频周期 ( $T_e=0.02$  s)。其次, 为获得并列双方电压基波的准确信息需要对 apFFT 谱进行插值校正, 相位差法是 apFFT 频谱校正的常用方法<sup>[8]</sup>, 但对于准同期并列来讲, 要求实时监测并列双方的电压参数, 相位差法中两段数据的间隔设定不能太大, 这里直接将两段数据的间隔取为1, 这样, 每隔一个采样点就可以计算电压频率、幅值、相位参数, 实时性好。不妨记两段采样序列为

$$s_1 = \{u(1), u(2), u(3), \dots, u(2M-1)\};$$

$$s_2 = \{u(2), u(3), u(4), \dots, u(2M)\}.$$

通过 apFFT 计算可以得到两个序列的 apFFT 频谱, 在 20~70 Hz 之间找到幅值最大的谱线, 取其实部虚部分别记为  $R_1$ 、 $X_1$ ,  $R_2$ 、 $X_2$ , 设两个采样序列中心点的相位分别为  $\varphi_{m1}$ 、 $\varphi_{m2}$ , 记  $\Delta\varphi = \varphi_{m2} - \varphi_{m1}$ , 则

$$\tan(\Delta\varphi) = \frac{I_2/R_2 - I_1/R_1}{1 + I_2I_1/R_2R_1} = \frac{R_1I_2 - R_2I_1}{R_1R_2 + I_1I_2} = y \quad (11)$$

所以  $\Delta\varphi = \arctan(y)$ 。常规的相位差校正算法直接调用反三角函数计算  $\Delta\varphi$ , 运算量较大, 实际上这里由于两段数据只间隔一个采样间隔, 因此相位差为

$$\Delta\varphi = \varphi_{m2} - \varphi_{m1} = 2\pi f T_s \quad (12)$$

而如果信号频率是额定工频  $f_0=50$  Hz, 则两段信号的相位差为

$$\Delta\varphi_0 = \varphi_{m2} - \varphi_{m1} = 2\pi f_0 T_s \quad (13)$$

由于  $T_s$  在算法设计时可事先确定下来, 因此  $\Delta\varphi_0$  是一个确定的值。

$$\text{令 } \Delta\varphi_z = \Delta\varphi - \Delta\varphi_0 = 2\pi(f - f_0)T_s \quad (14)$$

则  $\Delta\varphi_z$  也就反应了实际频率  $f$  偏离  $f_0$ (50 Hz) 的程度, 根据

$$\tan(\Delta\varphi_z) = \tan(\Delta\varphi - \Delta\varphi_0) = \frac{\tan(\Delta\varphi) - \tan(\Delta\varphi_0)}{1 + \tan(\Delta\varphi)\tan(\Delta\varphi_0)} \quad (15)$$

将式(11)带入式(15), 并令  $t = \tan(\Delta\varphi_0)$  整理化简可得

$$\tan(\Delta\varphi_z) = \frac{R_1I_2 - R_2I_1 - t(R_1R_2 + I_1I_2)}{R_1R_2 + I_1I_2 + t(R_1I_2 - R_2I_1)} = x \quad (16)$$

由于  $\Delta\varphi_0$  是一个确定的值, 因此  $t$  可以离线计算出来。

设采样频率  $f_s=800$  Hz, 当  $f$  在 30~70 Hz 范围内时,  $|\Delta\varphi_z| = |2\pi(f - f_0)T_s| < 0.158$ , 实际应用中采样频率  $f_s$  一般不低于 800 Hz, 则  $|\Delta\varphi_z|$  可能更小。由于  $\Delta\varphi_z$  很小,  $x(\approx \Delta\varphi_z)$  也很小。根据反正切的泰勒级数展开式

$$\Delta\varphi_z = \arctan(x) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{x^{2k+1}}{2k+1} = x - x^3/3 + x^5/5 + \dots$$

由于  $x$  较小, 不用取太多项就可以获得足够的精度, 因此, 这里取展开式的前两项直接计算  $\Delta\varphi_z$ , 即

$$\Delta\varphi_z = x - x^3/3 \quad (17)$$

根据  $\Delta\varphi_z$  可以求出信号频率, 由式(14)不难得信号频率

$$f = \frac{\Delta\varphi_z}{2\pi T_s} + f_0 \quad (18)$$

频率偏差可由式(19)、式(20)计算:

$$k^* = \frac{f}{\Delta f} \quad (19)$$

$$\delta = k^* - \text{round}(k^*) \quad (20)$$

式(20)中,  $\text{round}$  表示四舍五入函数。

求得频率偏差后, 可以进行幅值校正。为此, 对式(3)做进一步化简, 由于:

$$W(k\Delta\omega - \hat{\omega}^*) = W[\Delta\omega(k - \frac{\hat{\omega}^*}{\Delta\omega})] = W[\frac{2\pi}{M}(k - k^*)] = W(\frac{2\pi\lambda}{M}) \quad (21)$$

其中:  $k^* = \hat{\omega}^* / \Delta\omega$ ;  $\lambda = k - k^*$ 。

因此式(3)可简写为

$$Y(k) = |W(2\pi\lambda/M)|^2 e^{j\theta_0} \quad (22)$$

而对式(5)令  $\omega = 2\pi\lambda/M$  并化简可得<sup>[13]</sup>:

$$W(\frac{2\pi\lambda}{M}) = \sin(\pi\lambda) \cdot e^{-j\pi\lambda} \left[ \sum_{i=0}^{H-1} (-1)^i \frac{b_i}{2} \cdot \frac{\sin(\frac{2\pi\lambda}{M})}{\sin(\frac{\pi(\lambda-i)}{M})\sin(\frac{\pi(\lambda+i)}{M})} \right] \quad (23)$$

一般  $M$  较大, 在窗函数主瓣内  $|\lambda \pm i| \ll M$ , 因此可得:

$$\left| W\left(\frac{2\pi\lambda}{M}\right) \right| \approx \left| \sin(\pi\lambda) \cdot \left[ \sum_{i=0}^{H-1} (-1)^i \frac{b_i}{\pi} \cdot \frac{\lambda}{\lambda^2 - i^2} \right] \cdot M \right| \quad (24)$$

对于 Hanning 窗易得

$$\left| W_{\text{Han}}\left(\frac{2\pi\lambda}{M}\right) \right| \approx \left| M \frac{0.5 \sin(\pi\lambda)}{\pi\lambda(1-\lambda^2)} \right| \quad (25)$$

设  $k_z^* = \text{round}(k^*)$ ,  $\delta = k^* - k_z^*$ , 根据第  $k_z^*$  条谱线和频率偏差  $\delta$  理论上可以按式(26)计算基波幅值:

$$\hat{A} = \frac{|Y(k_z^*)|}{|W(2\pi\delta/M)|^2} = \frac{1}{M^2} |Y(k^*)| \left[ \frac{\pi\delta(1-\delta^2)}{0.5 \sin(\pi\delta)} \right]^2 \quad (26)$$

但式(26)中当  $\delta$  接近于 0 时, 分子分母都是很小的数, 这时如果直接进行除法运算, 对于定点处理器来讲难以保证精度; 而且通常处理器进行高精度的除法运算也比较耗时。

为此, 令  $v(\delta) = \frac{\pi\delta(1-\delta^2)}{0.5 \sin(\pi\delta)}$ , 通过多项式逼近

方式将  $v(\delta)$  转化为一列乘法运算, 将  $\delta$  在  $[-0.5, 0.5]$  间等间隔取点并计算对应的  $v(\delta)$ , 然后通过 Matlab 中的多项式拟合函数  $\text{polyfit}(\delta, v(\delta), m)$  求得拟合多项式, 其中  $m$  为多项式最高次幂。由此可得:

$$v(\delta) = 1.99999894 + 1.29001847\delta^2 + 0.49501034\delta^4 + 0.17593109\delta^6 \quad (27)$$

根据上式计算  $v(\delta)$  的过程中只有乘法, 没有除法, 通过该式计算基波幅值不但有利于嵌入式系统实现, 而且保证了运算精度。

观察式(17)、式(27)不难看出, 改进后的 apFFT 相位差频谱校正算法频率和幅值计算公式均由多项式实现, 计算量小, 易于在嵌入式系统中实现。信号的相位根据全相位 FFT 的水平相位特性, 可直接取主瓣内幅值最大的谱线的相位作为采样序列中心点对应的相位。但自动准同期并列过程中关心的是最后采样时刻并列两侧电压信号的相位差, 因此需要对中间时刻相位进行移相以得到最后采样时刻的相位(式(28))。

$$\varphi_{\text{end}} = \varphi_m + 2\pi f_m T_s \quad (28)$$

式中:  $\varphi_m$  代表信号采样序列中间时刻的相位;  $f$  代表信号频率。

因此两个信号采样终点时刻的相位差为

$$\varphi_{\text{diff}} = \varphi_{m1} - \varphi_{m2} + 2\pi(f_1 - f_2)MT_s \quad (29)$$

式中:  $\varphi_{m1}$ 、 $f_1$  代表信号 1 的采样中间时刻的相位及信号频率;  $\varphi_{m2}$ 、 $f_2$  代表信号 2 的采样中间时刻的相位及信号频率。

## 4 仿真分析

### 4.1 基于全相位 FFT 的准同期并列参数测量流程

(1) 确定合适的信号采样频率, 并根据采样频率设定信号截断长度  $(2M-1)$  接近 4 个额定工频周期; 生成  $M$  点 Hanning 窗, 之后计算其  $2M-1$  点自卷积窗;

(2) 用采样频率  $f_s$  对发电机电压和电网电压连续采样形成两个电压采样序列  $U_g(n)$ ,  $U_s(n)$ ;

(3) 当前采样点数大于  $2M-1$  后, 从当前采样序列  $U_g(n)$  中取最新采样点开始向前的连续  $2M-1$  个采样点构成序列  $U_{g1}(n)$ , 并将数据窗口前移 1 个间隔再取构成序列  $U_{g2}(n)$ , 对  $U_{g1}(n)$ 、 $U_{g2}(n)$  进行 Hanning 窗双窗 apFFT, 在 20~80 Hz 之间搜索幅值最大谱线, 根据文中相位差校正法计算发电机电压的频率、幅值、相位参数;

(4) 根据(3)中同样的方法对计算电网电压的频率、幅值、相位参数;

(5) 计算发电机电压与系统电压的频率差、幅值差及相角差, 并判断是否满足相位差、频率差和幅值差并列条件; 进一步计算滑差、滑差变化率、恒定越前时间, 以捕捉同期点, 并进行并列控制。仿真中, 采样频率选取为 1600 Hz, Hanning 窗长度取 64, 卷积窗长度为 127, 信号采样长度为 127, 近似为 4 个额定工频周期。

### 4.2 频率波动对测量结果的影响

发电机并列操作时, 发电机侧电压频率会在较大范围内发生波动, 因此要求算法也能在较大频率范围内获得较高精度。设电压信号仿真模型时域表达式为

$$x(t) = 10 \cos(2\pi f_0 t + \pi/6) \quad (30)$$

设置频率  $f_0$  变化范围分别为 40~60 Hz、48~52 Hz, 其余参量保持不变, 算法频率、相位、幅值计算结果误差如图3所示, 为对比起见, 图3中也给出了文献[2]中算法的误差曲线。

从图3可以看出, 在频率偏离 50 Hz 较多时, 采样不同步程度较大, 文献[2]的算法误差较大, 这是因为 Bartlett 窗旁瓣峰值较高(-30 dB), 对负频分量产生的长程谱泄露抑制作用有限; 而本文算法由于 hanning 卷积窗旁瓣峰值低, 抑制泄露能力强, 保持了较高精度, 在 40~60 Hz 的频率范围内, 其频率误差小于 0.03 Hz, 幅值误差小于 0.06%, 相位误差小于 0.004°。在 48~52 Hz 之间时<sup>[2]</sup>并列装置投入运行时, 发电机机端电压频率一般处于 48~52 Hz 之间<sup>[2]</sup>, 两种算法计算精度均较高, 其中本文算法频率误差小于 0.0005 Hz、幅值误差小于 0.0004%、相位误差小于 0.0002°, 一般仍优于文献[2]的算法。

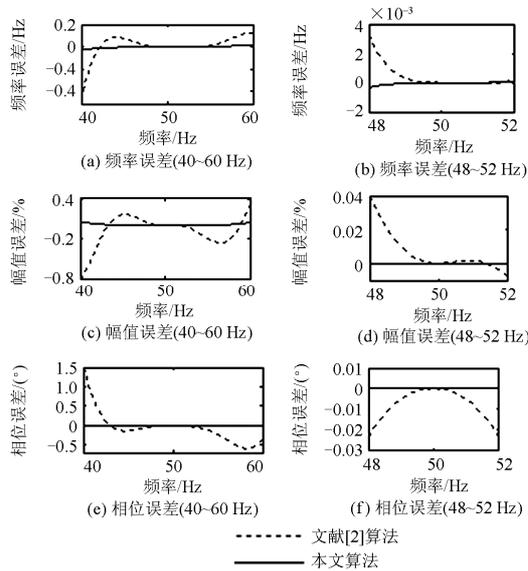


图3 频率变化对测量结果的影响

Fig. 3 Influence of frequency fluctuation on quasi synchronization parameter measurement

### 4.3 谐波对测量结果的影响

由于非同步采样产生的频谱泄露, 谐波会对基波的计算结果产生影响, 谐波含量大小直接影响到准同期参量的测量结果, 考虑到电力系统对电能质量的要求, 一般并网发电机要满足谐波要求<sup>[20]</sup>, 因此设置 2~5 次谐波注入比例分别占基波 0.5%、5%、0.5%和 5%, 忽略更高次谐波的影响, 当基波频率范围为 40~60 Hz, 基于本文方法的准同期参量测量结果如图 4 所示。

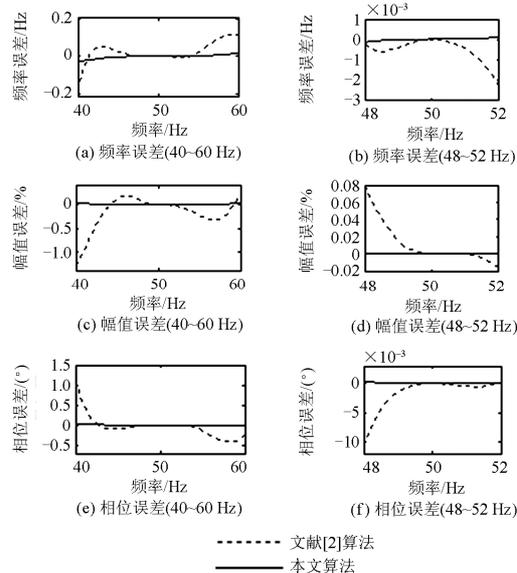


图4 谐波对测量结果的影响

Fig. 4 Influence of harmonic component on quasi synchronization parameter measurement

由图 4 可知, 在考虑谐波的情况下, 本文算法计算准同期参量仍然保持了较高精度, 且一般仍优于文献[2]中的算法。在 40~60 Hz 的频率范围内, 本文算法频率误差小于 0.03 Hz, 幅值误差小于 0.05%, 相位误差小于  $0.04^{\circ}$ ; 在 48~52 Hz 时, 本文算法计算结果频率误差小于 0.0005 Hz、幅值误差小于 0.0004%、相位误差小于  $0.0006^{\circ}$ 。测量精度与不考虑谐波时的精度基本相当, 表明了算法良好的泄露抑制能力。由此可见, 本文算法能有效克服谐波对测量结果精度的影响。

### 4.4 噪声对测量结果的影响

准同期参量测量现场不可避免的会存在着各种各样的环境噪声, 为分析噪声对准同期参量计算结果的影响, 对4.3节中的谐波信号模型加入信噪比为 30~100 dB 的高斯白噪声, 基波频率为 48~52 Hz 时, 对准同期参量进行仿真计算, 其结果见图5。

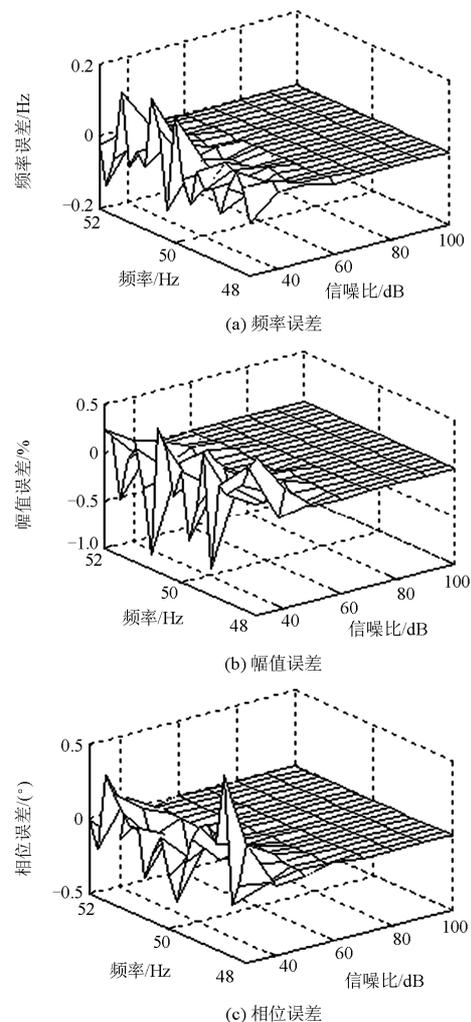


图5 白噪声对测量结果的影响

Fig. 5 Influence of white noise on quasi synchronization parameter measurement

从图5中可以看出，噪声对测量结果有一定影响，当信噪比小于40 dB时，误差较大，随着信噪比的增大，误差逐渐减小，当信噪比大于60 dB时，频率、幅值、相位测量误差分别小于0.002 Hz、0.02%、0.01°，能较准确测量准同期并列参量。当然在实际应用中采用一定的软硬件抗噪声措施、选择低噪声的元器件有利于提高参数测量精度。

#### 4.5 非稳态信号模型的仿真分析

发电机并列操作时，机端电压幅值及频率均会在较大范围内发生波动，其电压信号严格意义上来说是一个非稳态信号，当发电机电压信号为非稳态信号时，对本文方法精度的影响效果如何是必须考虑的问题。设并列操作时，发电机机端电压信号为  $u(t) = A \cos(2\pi f_G t + 30^\circ) + 5 \cos(2\pi \times 3f_G t + 59.30^\circ)$  式中： $A=95+t$ ，即电压幅值从95 V开始以1 V/s的速度上升， $t$ 为时间(单位为s)； $f_G=45+t$ ，即频率从45 Hz开始以1 Hz/s的速度上升。图6为1~10 s时间段内，运用本文方法的电压频率、相位以及幅值测量结果。

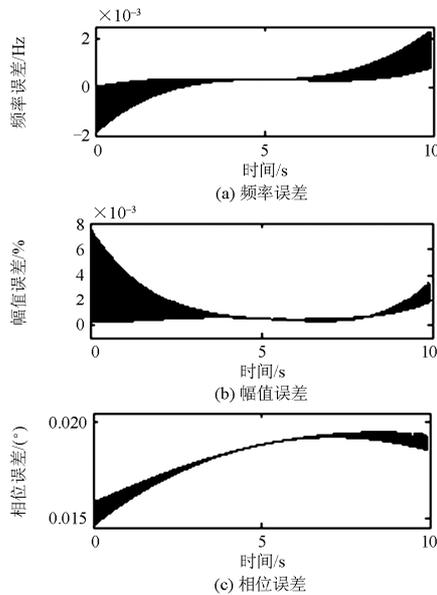


图6 非稳态信号时的测量结果

Fig. 6 Quasi synchronization parameter measurement results for non-stationary signal

由图6可知，当电压信号为非稳态信号时，准同期参量计算精度会有一定程度的下降，这主要有两个方面的原因：

- (1) 发电机频率偏离50 Hz导致不能同步采样；
- (2) 发电机频率和幅值不断变化，信号不是严格的周期信号。

Hanning双窗apFFT具有优良的频谱泄露抑制能力，原因1引起的误差很小，因此原因2是产生误

差的主要因素。但从仿真结果看，在文中仿真模型下，算法频率误差小于0.002 Hz、幅值误差小于0.008%、相位误差小于0.02°，仍能较准确地实现准同期参数的测量。如果发电机幅值、频率变化速率较小，原因2对计算结果精度的影响还会进一步减弱。

## 5 结论

(1) 双窗全相位 FFT 与基于二阶卷积窗的常规 FFT 具有相同的幅度谱表达式，不过二者离散化谱线的频率间隔不同；另外二者均具有优良的频谱泄露抑制能力，尤其在接近同步采样的情况下泄露抑制能力更为突出；全相位 FFT 在计算速度上具有优势，更适合对算法实时性要求较高的应用。

(2) 提出的基于全相位 FFT 改进相位差法的发电机准同期并列参量测量方法，基波频率和幅值计算公式简单，计算量小，实现方便。该方法能较好的克服频率波动、谐波、噪声等情况的影响，实现并列双方电压参数的高精度测量，即使在非稳态信号情况下，算法也能达到较高精度，而且算法不要求对信号同步采样，硬件要求低，且计算量小。

## 参考文献

[1] 叶念国. 由我国同期装置的现状所引发的思考[J]. 电网技术, 1998, 22(12): 74-77.  
YE Nianguo. Current situation and existing problems of current synchronizers in China[J]. Power System Technology, 1998, 22(12): 74-77.

[2] 黄纯, 何怡刚, 江亚群. 一种新的自动准同期并列算法的研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(3): 60-64.  
HUANG Chun, HE Yigang, JIANG Yaqun. Novel algorithm for automatic synchronization[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(3): 60-64.

[3] 江亚群, 何怡刚, 黄纯, 等. 双单片机实现的双原理自动准同期并列装置[J]. 电力自动化设备, 2009, 29(4): 87-90.  
JIANG Yaqun, HE Yigang, HUANG Chun, et al. Dual-principle-based automatic quasi-synchronization device with two MCUs[J]. Electric Power Automation Equipment, 2009, 29(4): 87-90.

[4] 李永刚, 张文静, 武玉才, 等. 基于 Rife-Vincent 自卷积窗插值校正的发电机准同期参量测量方法[J]. 电网技术, 2014, 38(2): 368-374.  
LI Yonggang, ZHANG Wenjing, WU Yucai, et al. Generator quasi synchronization parameter measurement method based on Rife-Vincent self-convolution window and interpolation correction[J]. Power System Technology, 2014, 38(2): 368-374.

[5] 田文博, 余健明, 马小津, 等. Dolph-Chebyshev窗插值 FFT的谐波参数估计[J]. 电力系统及其自动化学报, 2014, 26(2): 50-54.

- TIAN Wenbo, YU Jianming, MA Xiaojin, et al. Estimation of harmonics parameters based on Dolph-Chebyshev window interpolation FFT algorithm[J]. Proceedings of the CSU-EPSSA, 2014, 26(2): 50-54.
- [6] 王兆华, 侯正信, 苏飞. 全相位FFT 频谱分析[J]. 通信学报, 2003, 24(11A): 16-19.  
WANG Zhaohua, HOU Zhengxin, SU Fei. All-phase FFT spectrum analysis[J]. Journal on Communications, 2003, 24(11A): 16-19.
- [7] 黄翔东, 王兆华. 全相位DFT抑制谱泄漏原理及其在频谱校正中的应用[J]. 天津大学学报, 2007, 40(7): 574-578.  
HUANG Xiangdong, WANG Zhaohua. Principle of all-phase DFT's restraining spectral leakage and the application in correcting spectrum[J]. Journal of Tianjin University, 2007, 40(7): 574-578.
- [8] 黄翔东, 王兆华. 全相位时移相位差频谱校正法[J]. 天津大学学报, 2008, 41(7): 815-820.  
HUANG Xiangdong, WANG Zhaohua. All-phase time-shift phase difference correcting spectrum method[J]. Journal of Tianjin University, 2008, 41(7): 815-820.
- [9] 陈国志, 陈隆道, 蔡忠法. 基于Nuttall窗插值FFT的谐波分析方法[J]. 电力自动化设备, 2011, 31(4): 27-31.  
CHEN Guozhi, CHEN Longdao, CAI Zhongfa. Harmonic analysis based on Nuttall window interpolation FFT[J]. Electric Power Automation Equipment, 2011, 31(4): 27-31.
- [10] 温和, 滕召胜, 卿柏元. Hanning自卷积窗及其在谐波分析中的应用[J]. 电工技术学报, 2009, 24(2): 164-169.  
WEN He, TENG Zhaosheng, QING Baiyuan. Hanning self-convolution windows and its application to harmonic analysis[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(2): 164-169.
- [11] 任子晖, 付华科, 李伟添. 基于全相位傅里叶变换的煤矿电网电能质量分析[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(22): 103-107.  
REN Zihui, FU Huake, LI Weiluo. Analysis of power quality of coal mine grid based on all-phase fast Fourier transform[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(22): 103-107.
- [12] 王刘旺, 黄建才, 孙建新, 等. 基于加汉宁窗的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, SUN Jianxin, et al. An improved precise algorithm for harmonic analysis based on Hanning-windowed FFT[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(24): 28-33.
- [13] 卿柏元, 滕召胜, 高云鹏, 等. 基于Nuttall窗双谱线插值FFT的电力谐波分析方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(25): 153-158.  
QING Baiyuan, TENG Zhaosheng, GAO Yunpeng, et al. An approach for electrical harmonic analysis based on Nuttall window double-spectrum-line interpolation FFT[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(25): 153-158.
- [14] 许珉, 杨阳, 陈飞, 等. 基于 Nuttall(I)窗的插值 FFT 算法[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(23): 44-48.  
XU Min, YANG Yang, CHEN Fei, et al. An interpolated algorithm based on the Nuttall(I) window[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(23): 44-48.
- [15] 翟瑞森, 英超, 任国臣, 等. 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, YING Chao, REN Guochen, et al. 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.
- [16] 黄冬梅, 龚仁喜, 焦凤昌, 等. 莱夫-文森特窗三谱线插值的电力谐波分析[J]. 电力系统保护与控制, 2014, 42(2): 28-34.  
HUANG Dongmei, GONG Renxi, JIAO Fengchang, et al. Power harmonic analysis based on Rife-Vincent window and triple-spectral-line interpolation[J]. Power System Protection and Control, 2014, 42(2): 28-34.
- [17] 张介秋, 梁昌洪, 陈硕圃. 基于卷积窗的电力系统谐波理论分析与算法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(11): 48-52.  
ZHANG Jieqiu, LIANG Changhong, CHEN Yanpu. Power system harmonic theory analysis and algorithm based on convolution window[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(11): 48-52.
- [18] 黄纯, 江亚群. 谐波分析的加窗插值改进算法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 26-32.  
HUANG Chun, JIANG Yaqun. Improved window and interpolation algorithm for analysis of power system harmonics[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 26-32.
- [19] 曾博, 唐求, 卿柏元, 等. 基于Nuttall自卷积窗的改进FFT谱分析方法[J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 59-65.  
ZENG Bo, TANG Qiu, QING Baiyuan, et al. Spectral analysis method based on improved FFT by Nuttall self-convolution window[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(7): 59-65.
- [20] 全国电压电流等级和频率标准化技术委员会. GB/T 14549-93电能质量公用电网谐波[S]. 北京: 中国标准出版社, 1993.  
Standard voltages, current ratings and frequencies. GB/T 14549-93 quality of electric energy supply harmonics in public supply networks[S]. Beijing: Standards Press of China, 1993.

收稿日期: 2015-04-24; 修回日期: 2015-08-19

作者简介:

张鸿博(1980-), 男, 硕士, 讲师, 从事电力系统自动装置方面的研究工作; Email: zhhbncwu@163.com

蔡晓峰(1981-), 女, 讲师, 从事电力系统监控方面的研究工作; Email: cxfzjy@126.com

鲁改凤(1965-), 女, 本科, 教授, 从事电力系统继电保护的方面的研究工作。

(编辑 姜新丽)