

# 使用软件测频技术的同期并列装置的设计

沈鲁豫<sup>1</sup>, 陈冬菊<sup>1</sup>, 王文江<sup>2</sup>

(1. 南京电力高等专科学校, 江苏 南京 210013; 2. 许继集团公司, 河南 许昌 461000)

**【摘要】** 比较了巴特利特窗付氏变换和全波付氏变换在测频应用中的差别。提出以线性插值获得测频所需角度, 以减少实时计算量和提高角度测量精度, 从而提高频率测量精度。最后讨论了同期并列的其它相关问题并给出了简略的软件框图。

**【关键词】** 准同期并列; 软件测频; 谐波

## 1 引言

准同期并列装置中最重要的一环之一就是频率测量环节。就微机准同期并列装置而言, 测频的方法主要有硬件测频和软件测频两种方法。硬件测频就是由过零比较电路、方波形成电路和计数器构成。它简单方便, 但需要增加硬件而且易受零漂和高次谐波影响。

而软件测频(目前最常用的算法是付氏算法)却能很好地克服以上两个方面的影响(因为付氏算法能很好地滤除直流分量和高次谐波分量)。但常用的全波付氏算法也存在一些不足之处。如: 当采样频率与实际频率不匹配时, 尤其是偏差较大时, 其测频误差将较大, 当考虑频率变化率时, 其误差将更大。但若采用频率自适应手段使采样频率跟踪所测频率的变化, 尤其是再采用巴特利特窗函数就可以使上述影响大大下降。

## 2 两种算法的比较

**算法1: 全波付氏算法**——公式为: ( $U_k$  为电压的第  $K$  个采样值,  $n$  为每个周波采样次数)

$$U_R = \sum_{K=1}^N U_K \times \cos(K \times 2\pi / n) : U_x = \sum_{K=1}^N U_K \times \sin(K \times 2\pi / n)$$

**算法2: 巴特利特窗函数付氏算法**——公式为: ( $f(t)$  为巴特利特窗函数, 详见文献<sup>[1]</sup>)

$$U_R = \sum_{K=1}^{2N} U_K \times \cos(K \times 2\pi / n) \times f(K) : U_x = \sum_{K=1}^{2N} U_K \times \sin(K \times 2\pi / n) \times f(K)$$

对于以上两种算法正如文献<sup>[1]</sup>所述: 由于加巴特利特窗后, 付氏变换的频谱特性将有所变化, 其主瓣变窄, 而旁瓣变小。因而其对直流和非周期分量的抑制功能和对高次谐波的压制作用大大提高(包

括非整次谐波)。在频率变化不是很大时, 其滤波能力显然会大大增强。文献<sup>[1]</sup>和文献<sup>[2]</sup>都详尽地分析和比较了利用以上两种算法计算幅值的情况。以下本文仅对有频率偏差和有频率变化率时, 以上两种算法的测频精度和性能进行比较。

表1 频率偏差较大

频率	算法1				算法2	
	一次	两次	三次	四次	一次	两次
40	37.80848	40.2697	40.00594	40	40.39114	39.99987
42	40.79337	42.11504	42.00106	42	42.1816	41.99995
45	44.96322	45.00134	45		45.01544	45
48	48.16373	48.00187	48		47.99462	48
49	49.05771	49.00023			49.99892	49
50	50				50	
51	51.06843	51.00031			51.00113	51
52	52.23078	52.0034	52		52.00403	52
55	55.42733	55.0090	55		54.98058	55
58	57.40162	58.12178	58.00092	58	57.89581	58
60	58.73192	60.1930	60.00212	60	59.85453	60

表2 频率偏差较小(输入同上)

频率	算法1		算法2
	一次	两次	一次
49.1	49.1479	49.10015	49.09936
49.3	49.33027	49.30006	49.29965
49.6	49.61041	49.6	49.59993
49.7	49.70594	49.7	49.69996
49.8	49.80266	49.8	49.79998
49.9	49.90066	49.9	49.89999
50	50		49.9999998
50.1	50.10067	50.1	50.09998
50.2	50.20275	50.2	50.19999
50.3	50.30624	50.3	50.30001
50.4	50.41114	50.4	50.40006
50.5	50.51743	50.5	50.50010
50.7	50.73408	50.7	50.60026
50.9	50.95581	50.90018	50.90052

对以上两表分析如下:

从叠代次数上看: 当频差较大时, 算法2叠代一次就可以达到足够高的精度, 而算法1要叠代2~3次。当频差较小时, 算法2不需要叠代; 而算法1需叠代一次。从数据窗长度看: 当频差较大时, 算法1完成一次测频需完整的两个周波, 但要叠代还需等

一个周波(因为要修改采样频率);算法2完成一次测频需三个周波,但叠代不需等待一个周波(因为算法2在测频时并不完整地占用三个周波)。综合以上两个方面,可以看出:无论频率偏差大小,要达到同样的精度要求,算法2较算法1所需数据窗短。

表3 输入同上且  $df/dt = 1\text{Hz/s}$ (算法2)

次数	在 $df/dt$ 作用下三个周波后的输入频率									
	40.06	45.06	49.06	49.56	50.06	50.56	51.06	55.06	60.06	60.06
一次	40.450	45.077	49.059	49.560	50.06	50.560	51.061	55.041	59.914	
两次	40.060	45.060	49.060				51.06	55.06	60.060	

当有频率变化率时,如表3给出了频率变化率  $df/dt = 1\text{Hz/s}$  时,算法2的测频结果。由此可以看出,算法2在频率变化率较大时,仍能保持较高的精度。(由于算法1在有频率变化时,叠代次数更多,为节省篇幅,这里不再给出)

在实际应用中,一般多采用频率自适应手段跟踪所测频率。而当有频差变化率时(尤其是频差变化率较大时),就不可能进行真正意义上的叠代,所以算法1的测频精度就更差些,而且达到要求的精度所需时间更长。而算法2由于叠代次数少,受频率变化的影响小,跟踪频率变化的能力强,所以能很快达到精度要求。

另外,由于在测频过程中要采用采样频率自适应控制,那么在准同期并列装置未投入之前,采样频率应跟踪系统频率。而当准同期并列装置投入后,为保证准确测量发电机频率,采样频率应切换去跟踪发电机频率。但当系统频率和发电机频率很接近时,就需要同时测量系统频率和发电机频率,以便确定频差是否满足要求。显然在此情况下,无论采样频率跟踪哪一个频率,另一个频率就必然与采样频率不协调。而事实上,我们不可能保证系统频率恒定不变;而且为保证并列条件不至于过分苛刻,测频算法应能在采样频率与所测量频率有较大不协调时,仍能保证足够高的精度。就这点而言,从表中不难看出算法1显然不及算法2好。

基于以上分析,又考虑算法2对非周期分量和非整次谐波的抑制能力较强(如文献<sup>[1][2]</sup>),所以本文推荐使用算法2。

### 3 角度的求取

上述两种算法在测频时所使用的公式在文献<sup>[3]</sup>中有详细的阐述,这里仅作简单说明。如图1:显然,若  $t_1$  时刻,测得向量为:  $V_{r1}(X_{vr1}, Y_{vr1})$ ;而经过几个间隔到  $t_2$  时刻时,测得该时刻向量为  $V_{r2}(X_{vr2}, Y_{vr2})$ 。则测频公式为:

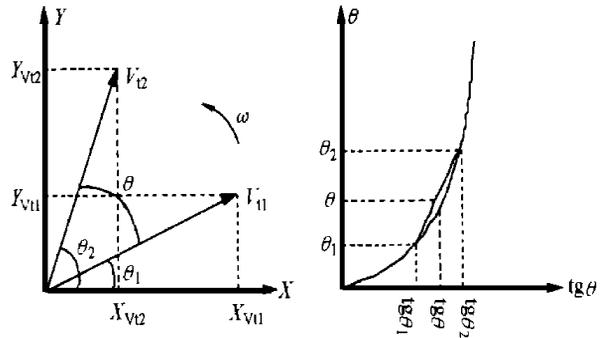


图1

图2

$f = 1 / (2 \times n \times t_s)$  其中:  $n$  为采样间隔数;  $t_s$  为每个采样间隔的时间,而且  $t_2 - t_1 = n \times t_s$ 。

由此可以看出:只要求出  $\theta$  就可求出频率  $f$ 。

从图1中我们又可看到:  $\text{tg } \theta_1 = Y_{vr1} / X_{vr1}$ ,  $\text{tg } \theta_2 = Y_{vr2} / X_{vr2}$  而  $\text{tg } \theta = \text{tg}(\theta_2 - \theta_1) = (\text{tg } \theta_2 - \text{tg } \theta_1) / (1 + \text{tg } \theta_2 \times \text{tg } \theta_1) = (Y_{vr2} \times X_{vr1} - Y_{vr1} \times X_{vr2}) / (X_{vr2} \times X_{vr1} + Y_{vr2} \times Y_{vr1})$

显然,要想求出  $\theta$  就必须求反正切函数。而要保证频率  $f$  的精度要求,  $\theta$  的精度必须很高。所以,反正切函数的精度是至关重要的。一般来说,求反正切函数多采用切比雪夫多项式。但,若要使计算精度足够高,切比雪夫多项式的项数就较多,那么势必产生累积误差(当然,可以通过采用双字运算的办法减少累积误差,但计算量是可想而知的)。为减少计算误差和提高计算精度,本文提出用线性插值法计算角度(因为在实际应用中,利用算法2进行测频时,所用角度一般可限制在  $0 \sim 75^\circ$  的范围内,所以使用线性插值法可以得到足够高的精度)。

如图2:若求得  $\text{tg } \theta$  介于  $\text{tg } \theta_1$  和  $\text{tg } \theta_2$  之间,则经线性插值有:

$$\theta = [(\text{tg } \theta_2 - \text{tg } \theta) / (\text{tg } \theta_2 - \text{tg } \theta_1)] \times (\theta_2 - \theta_1) + \theta_1 = K \times \text{tg } \theta + \theta_0$$

其中:  $K = (\theta_2 - \theta_1) / (\text{tg } \theta_2 - \text{tg } \theta_1)$ ,  $\theta_0 = \theta_1 - \text{tg } \theta_1 \times K$ 。

显然,  $K$  和  $\theta_0$  可事先准备好并以尽可能高的有效位存于程序常数区内。这样,在实时运算中求角度  $\theta$  的计算仅需要两次 16 位乘法和两次 16 位加法即可(其中包括:查找  $\text{tg } \theta$  介于  $\text{tg } \theta_2$  和  $\text{tg } \theta_1$  之间所需要的计算),而且其计算精度完全能满足要求。

### 4 合闸脉冲的发出

发出合闸脉冲前,必须检查下列条件:

(1) 电压幅值之差  $|U_M - U_N|$  是否满足要求(利

用巴特利特窗付氏算法计算频率差的同时就可得到电压幅值之差)。其中： $U_M$ 为系统电压向量， $U_N$ 为发电机电压向量。

(2) 频差 $|f_M - f_N|$ 是否满足要求，即 $|f_M - f_N| < |f_M - f_N|_z$ 。其中： $f_M$ 为系统频率， $f_N$ 为发电机频率， $|f_M - f_N|$ 为实测频差，而 $|f_M - f_N|_z$ 为整定频差。

(3) 频差变化率 $d_s/dt$ (滑差加速度)是否满足下列两个要求。

A、 $|d_s/dt| \leq |d_s/dt|_z$  其中： $|d_s/dt|_z$ ，是事先给出的滑差加速度限制定值。

B、为使合闸时刻 $|f_M - f_N|$ 不大于 $|f_M - f_N|_z$ ，所以有：

$$2 |f_M - f_N|_z > 2 |f_M - f_N|_{HL} + |d_s/dt| \times t_{dq}$$

$$\text{即：} |d_s/dt| < (2 |f_M - f_N|_z - 2 |f_M - f_N|_{HL}) \times t_{dq}$$

以上A、B两个条件中，若 $|d_s/dt|_z$ 已给出，则两个条件都应满足；若未给出 $|d_s/dt|_z$ ，则只要满足B条件即可。

当以上三个条件都满足时，则起动计算 $U_M$ 与 $U_N$ 之间的夹角 $\delta$ 的计算程序。

当 $\delta < \delta_{dq} = 2 |f_M - f_N|_z \times t_{dq}$ 后，若检测到 $\delta < \delta_{dq} = 2 |f_M - f_N|_z \times t_{dq} + |d_s/dt| \times t_{dq}^2$ ，那么就发出合闸脉冲。

其中： $\delta = \arctg(U_{MX} \times U_{NR} - U_{NX} \times U_{MR}) / (U_{MR} \times U_{NR} + U_{MX} \times U_{NX})$ ， $t_{dq}$ ——固定导前时间， $\delta_{dq}$ ——

固定导前相角， $t_{dq}$ ——对应于固定导前时间的相角， $|f_M - f_N|_{HL}$ ——合闸命令发出时刻的频率， $U_{MR}$ 、 $U_{MX}$ 是 $U_M$ 的实时部和虚部， $U_{NR}$ 、 $U_{NX}$ 是 $U_N$ 的实时部和虚部。上述 $\delta$ 的求解可参照测频部分，以线性插值法进行求解。当然，此处的 $\delta$ 角可能会达到 $90^\circ$ 左右，因而会产生较大测量误差(误差 $< 1^\circ$ )，但由于合闸角允许一定的误差，所以其精度仍能满足要求。

### 5 相关的其它问题

5.1 当需要在Y/ 变压器两侧并列时，为不使用中间转角变压器，需在电压计算程序中作适当的幅值补偿和相角补偿。

5.2 两互感器偏差的补偿(这里不涉及5.1中所述问题)：测量系统电压和发电机电压的互感器由于各种原因，总会有幅值和相角偏差。为减少其影响，可对其进行补偿。方法是：当发电机并列后且电压稳定时，测量发电机电压和系统电压，求出二者的幅值之差和相角之差并将其转化为可在程序中直接使用的系数(为保证测量的可靠性，可进行多次测量，然后求平均值)。当下次并列时就可使用上述补偿系数。

5.3 固定导前时间 $t_{dq}$ 的测量：当程序发出合闸命令后，立即读取时钟 $t_1$ 并记录。然后，开始测量 $U_M$ ( $U_{MR}$ 、 $U_{MX}$ )、 $U_N$ ( $U_{NR}$ 、 $U_{NX}$ )等向量(可采用带差分滤波的递归式巴特利特窗函数付氏算法计算，并保

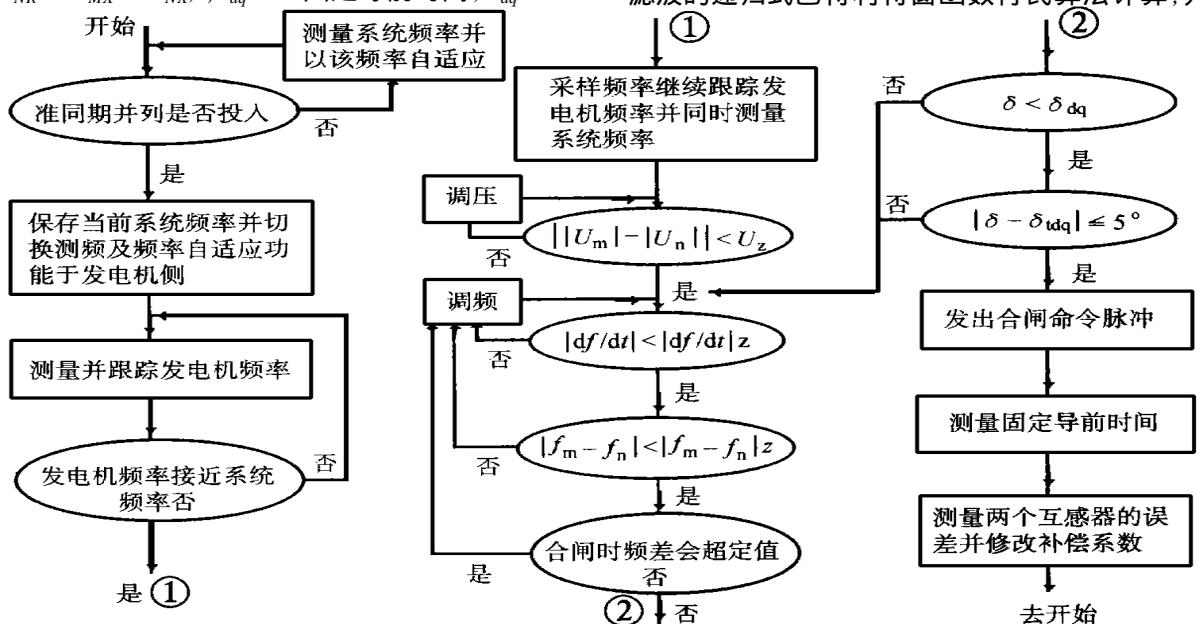


图3

证采样频率不再变化)。当:  $|U_{MR} - U_{NR}| = 0$  且  $|U_{MX} - U_{NX}| = 0$  时,再次读取时钟  $t_2$  并记录,同时启动一定时(定时的时间可采用自适应方法控制)。当定时时间到,而在定时过程中上述两式基本上保持不变,则可算得:  $t = t_2 - t_1$ ,经与整定的  $t_{dq}$ 对比后,可确定实测的固定导前时间  $t_{dq1}$ 。

## 6 简要的程序框图(见图3)

## 7 结论

本文简要地对比了巴特利特窗付氏算法与全波付氏算法在测频时的不同特点。得出了巴特利特窗付氏算法优于全波付氏算法的结论。为使频率测量尽可能少受角度计算误差的影响,本文建议采用线性插值法求反正切函数,不仅可保证角度计算有足够高的精度而且大大地减少了计算量。为保证准同期并列时,合闸时刻的频差不大于整定频差,本文在准同期并列的条件中增加了一条即:

$$|d \angle d t| < (2 |f_M - f_N| z - 2 |f_M - f_N|_{HL}) \times$$

## THE APPLICATION OF MEASURING FREQUENCY TECHNIQUE BASED ON SOFTWARE IN AUTOMATIC SYNCHRONIZE CLOSING APPARATUS

SHEN Lu-yu<sup>1</sup>, CHEN Dong-ju<sup>1</sup>, WANG Wen-jiang<sup>2</sup>

(1. Nanjing Electric Power College, Nanjing 210013, China; 2. XJ Group Corporation, Xuchang 461000)

**Abstract** The differences of "Batalit's windows Fourier-transform" and "The full wave Fourier-transform" algorithm in frequency measurement is compared and analyzed in this paper. In order to decrease real-time calculation and assure accuracy, the linear-interpolation algorithm is used in the angular-degree measurement. At last, others relative problem is considered and a simply program flowchart diagram is given.

**Key words** automatic synchronize closing; frequency measurement by software; harmonic

(上接第26页)

- [5] 钱清泉. 电气化铁道运动技术. 北京:中国铁道出版社, 1994. 213 ~ 222.
- [6] 林福昌等. 屏蔽电缆感应干扰的数值计算方法. 高电压技术, 1997, 23(4).
- [7] 杨焯成. 牵引变电所内一次系统和二次系统的电磁兼容. 继电器, 1999, (1).

$t_{dq}$ 。另外,为尽可能准确地检测并列条件,本文还考虑了一些相关的问题。最后,本文简要地给出了准同期并列的软件流程图。以上所述算法已经在80196KC实现的线路保护中作为附属功能得到过使用,效果良好。

## [参考文献]

- [1] 苏沛浦等. 论用于输电线路故障测距的数字滤波器的设计. 华北电力学院学报, 1985.
- [2] 吴必信等. 用于故障测距装置中的数字滤波算法. 电力自动化设备, 1995.
- [3] Phadke A G, Thorp J S, Adamiak M G A New Measurement Technique for Tracking Voltage Phasors, Local System Frequency, and Rate of Change of Frequency. IEEE Trans, 1983, PAS- 102(5): 1025 ~ 1038.
- [4] 李振然. 利用富里叶变换实现微机自动准同期. 继电器, 1994.

收稿日期: 1999-03-19

作者简介: 沈鲁豫(1965-), 男, 硕士, 讲师, 从事电力系统继电保护及变电站综合自动化研究工作; 陈冬菊(1966-), 女, 硕士, 讲师, 从事电力系统自动化技术研究工作。

- [8] 高攸刚译. 电磁场对屏蔽电缆的影响. 北京:人民邮电出版社, 1998. 31 ~ 46.

收稿日期: 1998-12-29

作者简介: 杨焯成(1943-), 女, 副教授, 从事电力电子理论教学及科研工作。

## A NUMERICAL ALGORITHM ABOUT THE SECOND CABLE COMMON MODE DISTURBANCE OF ELECTRIC TRACTION SUBSTATION

YANG Ye-chen

(East China Jiao Tong University, Nanchang 330013, China)

**Abstract** A numerical algorithm about the second cable common mode disturbance of electric traction substation and some steps to reduce and control common mode disturbance are put forward in this paper, according to the basic electromagnetism circumstances characters of electric traction substation, by using transfer line theory, dispersed source transfer line mode, and chain equivalent network and equivalent impedance simple circuit mode.

**Key words** electric traction substation; shielded cable; common mode disturbance; numerical algorithm