

一种基于正交处理的角跟踪系统数字校相方法

宋晓瑞¹ 王元钦² 郑海昕³ 闫冬⁴(1. 装备学院研究生管理大队 北京 101416; 2. 装备学院科研部 北京 101416;
3. 装备学院光电装备系 北京 101416; 4. 中国电子科技集团公司第五十四研究所 石家庄 050081)

摘要: 针对双通道单脉冲角跟踪系统中存在的方位、俯仰差通道不正交的问题,在对基于正交处理的角误差提取原理进行深入研究分析的基础上,通过利用数字振荡器生成本振信号的初相进行相位补偿以及将方位、俯仰差通道分置的方法,进而提出了一种基于正交处理的数字校相方法。通过对采用不同校相方法时角误差提取精度的分析,从理论推导和仿真实验两方面验证了新方法的可行性。仿真结果表明该新方法可以减小方位、俯仰差通道不正交这一因素给角误差提取所带来的误差,从而提高双通道单脉冲角跟踪系统的角误差提取精度。

关键词: 双通道单脉冲; 数字校相; 角误差提取; 交叉耦合

中图分类号: V556.1 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 590.6020

Digital phase calibration method in angle tracking system based on I/Q processor

Song Xiaorui¹ Wang Yuanqin² Zheng Haixin³ Yan Dong⁴(1. Department of Graduate Management, Equipment Academy, Beijing 101416, China;
2. Scientific Research Department, Equipment Academy, Beijing 101416, China;
3. Department of Optical and Electronic Equipment, Equipment Academy, Beijing 101416, China;
4. The 54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Because azimuth and elevation difference channels are not orthogonal in monopulse angle tracking system, this paper presents a new digital phase calibration method by using two NCOs to compensate the azimuth and elevation phase differences to reduce the error of angle estimation with in-depth study of the angle error extraction principle in I/Q processor. With an analysis of the precision of angle tracking under different calibration methods, the feasibility of the new method can be validated. As a simulation result, the precision of dual-channel monopulse angle tracking system can be improved.

Keywords: dual-channel monopulse; digital phase calibration; angle error extraction; cross-coupling

1 引言

由于单脉冲跟踪体制具有精度高、稳定性好及实现简单等优点^[1],我国航天设备中普遍采用振幅和差式双通道单脉冲技术完成测角及自跟踪功能。

在双通道单脉冲角跟踪系统中,差通道信号是由方位差通道信号与俯仰差通道信号正交相加后合成的^[2]。合成后所得的差通道信号与和通道信号分别经过较长的信道,两者之间的相位关系往往受到温湿度、电路参数等因素影响^[3],难以保持已调好的相位关系,出现相对相位延迟^[4]。工程上常采用校相方法补偿相对相位延迟,保证和差通道相位一致^[5]。目前主要采用的校相方法是利用 360°移相

器,该方法在差通道引入一个 360°移相器,通过调节移相器保持和差信号相位一致。

对于双通道单脉冲系统,由于合成精度等原因,合成的差路信号中,方位和俯仰差信号可能不正交^[6],这会对角误差的提取带来影响。然而基于 360°移相器的校相方案中未考虑上述问题,校相后所提取的角误差值必然含有相关误差项。为减小上述问题给角误差值带来的误差,提出一种基于正交处理的数字校相方法。由于数字基带技术在测控设备中的广泛应用^[7],采用正交处理的方法进行角误差提取成为普遍趋势^[8]。在此基础上,利用正交处理的方法进行校相具有灵活性高、设备简化以及不受硬件性能限制等

优势^[9]。

2 校相基本原理

在单脉冲系统中,交叉耦合是影响系统角跟踪性能的一个重要因素^[10]。交叉耦合过大会导致目标的无法正常捕获跟踪^[11]。如图 1 所示,交叉耦合引入的误差项,图中 Σ 为和通道信号, Δ 为差通道信号, Δ_{az} 为方位差信号, Δ_{el} 为俯仰差信号; ϕ_A 、 ϕ_E 分别为方位、俯仰差通道与和通道之间的相位差,令 $\phi_A = \phi_E$, 则有方位、俯仰差信号正交。

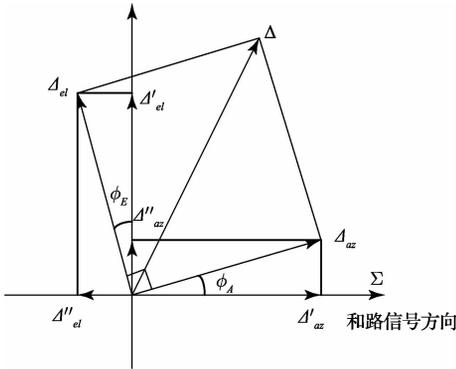


图 1 交叉耦合示意

此时由于受到交叉耦合的影响,提取角误差后解出的方位角误差、俯仰角误差分别是:

$$\epsilon_{az} = \Delta'_{az} + \Delta''_{el} = \Delta_{az} \cos(\phi_A) + \Delta_{el} \sin(\phi_E) \quad (1)$$

$$\epsilon_{el} = \Delta'_{el} + \Delta''_{az} = \Delta_{el} \cos(\phi_E) + \Delta_{az} \sin(\phi_A) \quad (2)$$

由式(1)、(2)可知所得角误差值 ϵ_{az} 、 ϵ_{el} 中含有交叉耦合带来的误差,误差值与和差通道相位差 ϕ_A 、 ϕ_E 有直接关系。若能够通过某种方法得到相位差 ϕ_A 、 ϕ_E , 则角误差值 ϵ_{az} 、 ϵ_{el} 可得到修正,从而准确地反映目标方向。

工程上常采用校相的方法来获取相位差,进而解决交叉耦合的问题。从前面对交叉耦合的分析可知,校相的基本原理就是通过一定的方法,对差通道信号的相位进行补偿,使得和差通道信号保持相位一致^[12]。

3 校相方法

3.1 基于 360°移相器的校相方法

目前双通道单脉冲系统中主要使用基于 360°移相器的校相方法^[13]。该方法通过 360°移相器调节和差通道相对相位,使两者相位一致。

由于校相时只使用一个 360°移相器,当方位、俯仰差信号不正交时,置于移相器中的相位补偿值为方位差信号、俯仰差信号分别与和信号的相位差的折中值 $(\phi_E + \phi_A)/2$, 这使得方位、俯仰交叉耦合均趋于某一最小值^[14]。如图 2 所示。

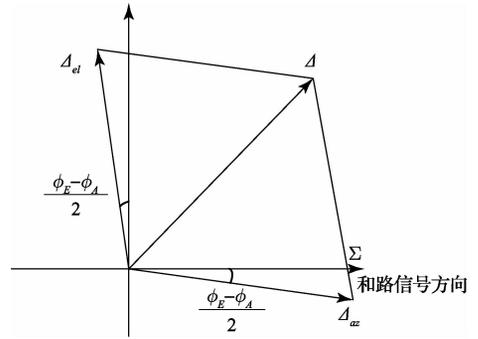


图 2 $\phi_A \neq \phi_E$ 时校相后和差信号示意

3.2 基于正交处理的校相方法

基于正交处理的校相方法主要包括两方面:一方面差通道相位补偿值通过差通道 NCO (数字振荡器, numerically controlled oscillator) 生成的本振信号的初相置入;另一方面,方位、俯仰差通道 NCO 分置。下面对整个校相过程进行说明。

不考虑噪声的影响,设和差通道信号分别为:

$$\Sigma = A \cos(\omega t) \quad (3)$$

$$\Delta = A_{az} \cos(\omega t + \phi_A) + A_{el} \sin(\omega t + \phi_E) \quad (4)$$

式中: ϕ_A 、 ϕ_E 分别为方位、俯仰差通道与和通道之间的相位差,由于方位差通道与俯仰差通道一般不垂直,有 $\phi = \phi_E - \phi_A \neq 0$; A 为和通道信号幅值, A_{az} 、 A_{el} 分别为方位、俯仰差通道信号幅值,由单脉冲角跟踪基本原理可知,所求方位、俯仰角误差信号分别为 $\epsilon_{az} = A_{az}/A$, $\epsilon_{el} = A_{el}/A$ 。

设和通道 NCO 生成本振信号为:

$$L_1 = \cos(\omega t) \quad (5)$$

$$L_2 = \sin(\omega t) \quad (6)$$

由于方位、俯仰差通道的校相过程相同,下面仅以方位差通道为例进行说明。

首先,令 $\epsilon_{az} = C, \epsilon_{el} = 0, C$ 为常数,即将天线仅在方位上拉偏一个固定角度。则差通道信号为:

$$\Delta = A_{az} \cos(\omega t + \phi_A) \quad (7)$$

式中: ϕ_A 为方位差通道与和通道之间的相位差。

方位差通道 NCO 置入和通道 NCO 频率控制字后输出本振信号为:

$$L_{az1} = \cos(\omega t + \phi'_A) \quad (8)$$

$$L_{az2} = \sin(\omega t + \phi'_A) \quad (9)$$

式中: ϕ'_A 为方位差通道 NCO 输出本振信号相位,初始值为 0,即校相初始时方位差通道 NCO 的输出与和通道 NCO 相同。

其次,将式(8)、(9)与式(7)进行混频滤波后得到 I 路和 Q 路差通道信号为:

$$\Delta_I = LPF(A_{az} \cos(\omega t + \phi_A) \cos(\omega t + \phi'_A)) = \frac{1}{2} A_{az} \cos(\phi'_A - \phi_A) \quad (10)$$

$$\Delta_Q = LPF(A_{az} \cos(\omega t + \phi_A) \sin(\omega t + \phi'_A)) = \frac{1}{2} A_{az} \sin(\phi'_A - \phi_A) \quad (11)$$

最后,通过调整方位差通道 NCO 寻址进而调整 ϕ'_A , 当 Δ_I 出现最大值时,校相完成,此时 $\phi'_A = \phi_A$,方位差通道与和通道之间的相位差已作为初相置入到方位差通道 NCO 生成的本振信号中。因此,最终完成方位校相后,方位差通道 NCO 输出本振信号为:

$$L_{az1} = \cos(\omega t + \phi_A) \quad (12)$$

$$L_{az2} = \sin(\omega t + \phi_A) \quad (13)$$

由于俯仰差通道的校相与方位差通道一致,这里不再赘述,最终完成俯仰校相后,俯仰差通道 NCO 输出本振信号为:

$$L_{ed1} = \cos(\omega t + \phi_E) \quad (14)$$

$$L_{ed2} = \sin(\omega t + \phi_E) \quad (15)$$

式中: ϕ_E 为俯仰差通道与和通道之间的相位差。

4 误差分析

为了能够准确讨论校相方法对角误差提取精度的影响,根据单一变量的原则,对两种不同校相方法采用相同的角误差提取方法。鉴于本文提出的方法以正交处理为基础,因此选用基于正交处理的角误差提取方法。

4.1 基于正交处理的角误差提取基本原理

单脉冲角跟踪技术的基础原理是,通过计算和差通道输出信号的幅度之比进而求得角误差值^[15],公式如下:

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{\Delta \cdot \Sigma^*}{\Sigma \cdot \Sigma^*} = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_I + \Sigma_Q \cdot \Delta_Q + j \cdot (\Sigma_I \cdot \Delta_Q - \Sigma_Q \cdot \Delta_I)}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} \quad (16)$$

式中: Σ_I 、 Σ_Q 、 Δ_I 和 Δ_Q 分别为正交下变频后基带和信号与差信号的同相分量和正交分量。图 3 给出了基于正交处理的角误差提取过程示意。

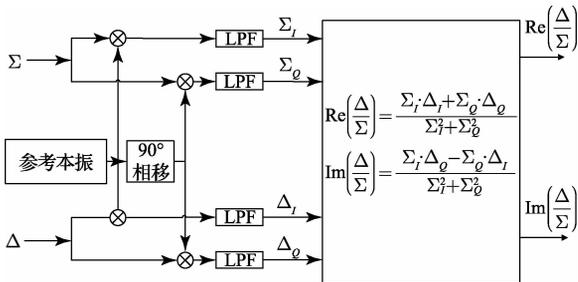


图 3 基于正交处理的角误差提取过程示意

从图 3 可以看出,和差通道信号的幅度比值通过分别求取式(16)的实部和虚部得到,有:

$$\operatorname{Re}\left(\frac{\Delta}{\Sigma}\right) = \frac{\Sigma_I \Delta_I + \Sigma_Q \Delta_Q}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} \quad (17)$$

$$\operatorname{Im}\left(\frac{\Delta}{\Sigma}\right) = \frac{\Sigma_I \Delta_Q - \Sigma_Q \Delta_I}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} \quad (18)$$

利用式(17)和式(18)中的任意一个公式即可求出角误差值,也可同时利用两个公式进行计算。

4.2 基于 360°移相器校相的角误差提取

基于 360°移相器的校相方法等效应用到正交处理中,相当于只使用一个差通道 NCO,相位补偿值为 $(\phi_E + \phi_A)/2$ 。完成方位俯仰校相后,差通道 NCO 输出本振信号为:

$$L_{\text{delta}_1} = \cos(\omega t + \frac{\phi_E + \phi_A}{2}) \quad (19)$$

$$L_{\text{delta}_2} = \sin(\omega t + \frac{\phi_E + \phi_A}{2}) \quad (20)$$

和差通道信号分别进行正交下变频后得到:

$$\Sigma_I = \frac{1}{2} A \quad (21)$$

$$\Sigma_Q = 0 \quad (22)$$

$$\Delta_I = \frac{1}{2} [A_{az} \cos(\frac{\phi_E - \phi_A}{2}) + A_{ed} \sin(\frac{\phi_E - \phi_A}{2})] \quad (23)$$

$$\Delta_Q = \frac{1}{2} [A_{az} \sin(\frac{\phi_E - \phi_A}{2}) + A_{ed} \cos(\frac{\phi_E - \phi_A}{2})] \quad (24)$$

根据角误差提取式(17)、(18),有:

$$\epsilon_{az}^m = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_I + \Sigma_Q \cdot \Delta_Q}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} = \epsilon_{az} \cos(\frac{\phi_E - \phi_A}{2}) + \epsilon_{ed} \sin(\frac{\phi_E - \phi_A}{2}) \quad (25)$$

$$\epsilon_{ed}^m = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_Q - \Sigma_Q \cdot \Delta_I}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} = \epsilon_{ed} \cos(\frac{\phi_E - \phi_A}{2}) + \epsilon_{az} \sin(\frac{\phi_E - \phi_A}{2}) \quad (26)$$

由式(25)、(26)可知,当方位俯仰两通道不正交,即 $\phi_A \neq \phi_E$ 时,通过该方法所求得的角误差值存在误差。令 $\phi = \phi_E - \phi_A$, 其表示方位俯仰差通道不正交的程度,且 $\phi \in [-\pi/2, \pi/2]$ 。当采用上述方法时,估计值与真值之间误差为:

$$e(\epsilon_{az}^m) = \epsilon_{az} [\cos(\phi/2) - 1] + \epsilon_{ed} \sin(\phi/2) \quad (27)$$

$$e(\epsilon_{ed}^m) = \epsilon_{ed} [\cos(\phi/2) - 1] + \epsilon_{az} \sin(\phi/2) \quad (28)$$

由式(27)、式(28)可知,方位角误差估计值与真值之间的误差与俯仰角误差真值有关,而俯仰角误差估计值与真值之间的误差则与方位角误差真值有关。因此,误差 $e(\epsilon_{az}^m)$ 、 $e(\epsilon_{ed}^m)$ 在理论上无法补偿,且难以估计误差 $e(\epsilon_{az}^m)$ 、 $e(\epsilon_{ed}^m)$ 的大小以及确定系统角跟踪精度。当 ϕ 值越大时,方位角误差估计值的误差也越大。

4.3 基于正交处理的校相方法的角误差提取

根据基于正交处理的角误差提取基本原理以及 2.2 节中所述校相方法,图 4 给出了角误差提取流程,图中虚线框内部分为基于正交处理的校相过程。

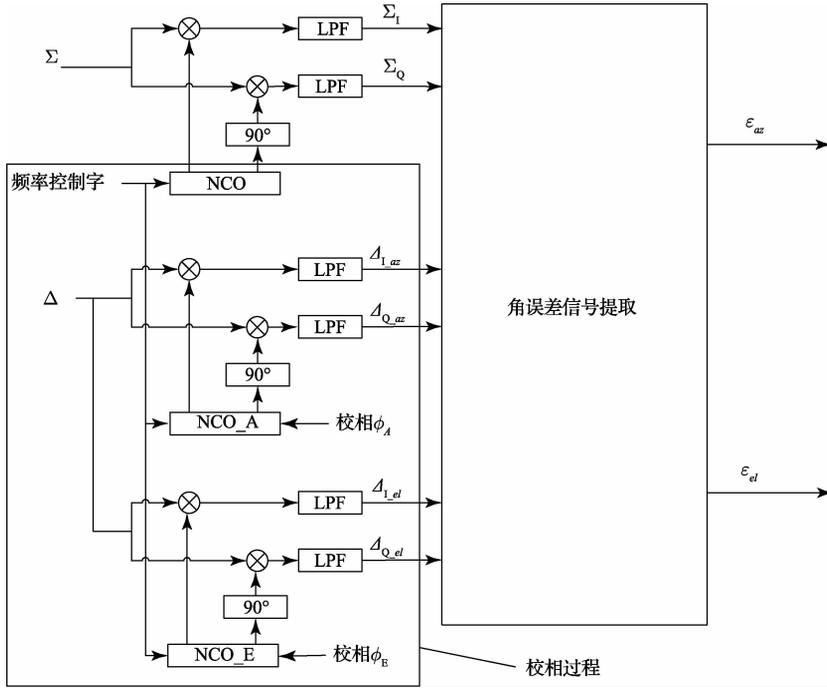


图 4 角误差提取流程

和差通道信号分别进行正交下变频,有:

$$\Sigma_I = \frac{1}{2}A \tag{29}$$

$$\Sigma_Q = 0 \tag{30}$$

$$\Delta_{I_{az}} = \frac{1}{2}[A_{az} + A_{el} \sin(\phi_E - \phi_A)] \tag{31}$$

$$\Delta_{Q_{az}} = \frac{1}{2}[A_{el} \cos(\phi_E - \phi_A)] \tag{32}$$

$$\Delta_{I_{el}} = \frac{1}{2}[A_{az} \cos(\phi_E - \phi_A)] \tag{33}$$

$$\Delta_{Q_{el}} = \frac{1}{2}[A_{el} + A_{az} \sin(\phi_E - \phi_A)] \tag{34}$$

式中: $\Delta_{I_{az}}$ 为与方位差通道 NCO 混频后得到的 I 路差通道信号, $\Delta_{Q_{az}}$ 为与方位差通道 NCO 混频后得到的 Q 路差通道信号, $\Delta_{I_{el}}$ 为与俯仰差通道 NCO 混频后得到的 I 路差通道信号, $\Delta_{Q_{el}}$ 为与俯仰差通道 NCO 混频后得到的 Q 路差通道信号。

根据角误差提取公式可得:

$$\epsilon'_{az} = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_{I_{az}} + \Sigma_Q \cdot \Delta_{Q_{az}}}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} = \frac{A_{az}A + A_{el}A \sin(\phi_E - \phi_A)}{A^2} = \epsilon_{az} + \epsilon_{el} \sin(\phi_E - \phi_A) \tag{35}$$

$$\epsilon'_{el} = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_{Q_{el}} - \Sigma_Q \cdot \Delta_{I_{el}}}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} = \frac{A_{el}A + A_{az}A \sin(\phi_E - \phi_A)}{A^2} = \epsilon_{el} + \epsilon_{az} \sin(\phi_E - \phi_A) \tag{36}$$

$$\epsilon''_{az} = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_{I_{el}} + \Sigma_Q \cdot \Delta_{Q_{el}}}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} = \frac{A_{az}A \cos(\phi_E - \phi_A)}{A^2} = \epsilon_{az} \cos(\phi_E - \phi_A) \tag{37}$$

$$\epsilon''_{el} = \frac{\Sigma_I \cdot \Delta_{Q_{az}} - \Sigma_Q \cdot \Delta_{I_{az}}}{\Sigma_I^2 + \Sigma_Q^2} = \frac{A_{el}A \cos(\phi_E - \phi_A)}{A^2} = \epsilon_{el} \cos(\phi_E - \phi_A) \tag{38}$$

式(35)与(36)为第 1 组角误差提取公式,式(37)与(38)为第 2 组角误差提取公式。由上式可知,当方位俯仰两通道不正交时,即 $\phi_A \neq \phi_E$ 时,通过这两组公式所求得的角误差值均存在误差。同样令 $\phi = \phi_E - \phi_A, \phi \in [-\pi/2, \pi/2]$ 。

当采用第 1 组角误差提取公式时,估计值与真值之间的误差为:

$$e(\epsilon'_{az}) = \epsilon_{el} \sin \varphi \tag{39}$$

$$e(\epsilon'_{el}) = \epsilon_{az} \sin \varphi \tag{40}$$

由式(39)、(40)可知,方位角误差估计值与真值之间的误差与俯仰角误差真值有关,而俯仰角误差估计值与真值之间的误差则与方位角误差真值有关。由于真值是无法得知的,所以误差 $e(\epsilon'_{az}), e(\epsilon'_{el})$ 在理论上无法补偿。另外,当方位、俯仰角误差值不同时,很难判断估计值所受影响的大小,即难以估计误差 $e(\epsilon'_{az}), e(\epsilon'_{el})$ 的大小,进而难以确定系统角跟踪精度。

当采用第 2 组角误差提取公式时,估计值与真值之间误差为:

$$e(\epsilon''_{az}) = \epsilon_{az} (\cos \varphi - 1) \tag{41}$$

$$e(\epsilon''_{el}) = \epsilon_{el} (\cos \varphi - 1) \tag{42}$$

由式(41)、(42)可知,方位角误差估计值与真值之间的误差仅与 $\varphi = \phi_E - \phi_A$ 的值以及所求方位角误差真值有关,与俯仰角误差真值无关;俯仰角误差估计值与真值之

间的误差也是如此。由于 φ 通过校相已知,则这个误差可以进行完全补偿:

$$\epsilon''_{az-b} = \frac{\sum I \cdot \Delta I-d + \sum Q \cdot \Delta Q-el}{\sum I^2 + \sum Q^2} / \cos\varphi = \epsilon_{az} \cos\varphi / \cos\varphi = \epsilon_{az} \quad (43)$$

$$\epsilon''_{el-b} = \frac{\sum I \cdot \Delta Q-az - \sum Q \cdot \Delta I-az}{\sum I^2 + \sum Q^2} / \cos\varphi = \epsilon_{el} \cos\varphi / \cos\varphi = \epsilon_{el} \quad (44)$$

所得 ϵ''_{az-b} 、 ϵ''_{el-b} 分别等于角误差真值 ϵ_{az} 、 ϵ_{el} ,误差已被补偿。

综上,采用第2组公式所提取的角误差值更加准确。因此,在采用基于正交处理的校相方法时利用第2组公式进行角误差提取。

4.4 两种校相方法角误差提取的误差分析

将对两种校相方法所得到的角误差提取误差进行比较分析。首先,将两种校相方法的误差绝对值进行比较。

由图5可知,当 $\varphi < 0$ 时,基于 360° 移相器校相的误差绝对值均大于基于正交处理的校相的误差绝对值,而当 $\varphi > 0$ 时,随着 φ 值的增大,基于正交处理的校相的误差绝对值在某一 φ 值下会超过于基于 360° 移相器校相的误差绝对值。

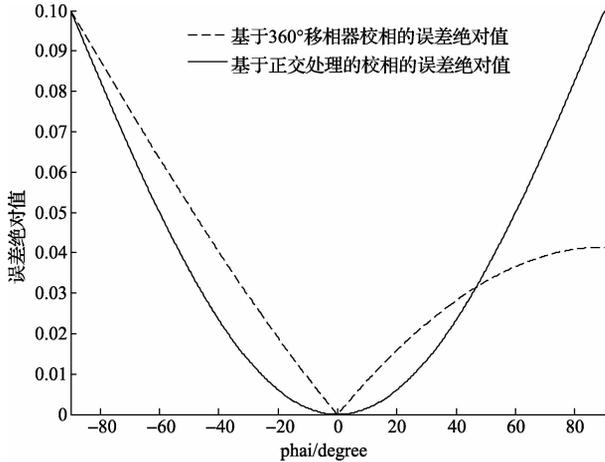


图5 两种校相方法所提取的角误差的误差绝对值

分别计算两者在 $\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]$ 时的均方根误差为:

$$RMSE_{360} = 0.0477 \quad (45)$$

$$RMSE_{I/Q} = 0.0477 \quad (46)$$

由式(45)、(46)可知,在 $\varphi \in [-\pi/2, \pi/2]$ 的范围内分别通过两种校相方法后所得的角误差值的均方根误差相同。但在一般情况下,更加关心 $\varphi \in [-\pi/9, \pi/9]$ 时的误差值。由图5可知,当 $\varphi \in [-\pi/9, \pi/9]$ 时,采用基于正交

处理的校相方法后所提取的角误差的误差绝对值均小于采用基于 360° 移相器的校相方法后所提取的角误差的误差绝对值。表1中列出了典型的 φ 值条件下两种方法的误差值。

表1 两种校相方法的角误差估计值的误差值

$\varphi (^{\circ})$	$e(\epsilon''_{az})$	$e(\epsilon''_{el})$
-20	-0.0057	-0.0189
-15	-0.0034	-0.0139
-10	-0.0015	-0.0091
-5	-0.0004	-0.0044
0	0	0
5	-0.0004	0.0043
10	-0.0015	0.0083
15	-0.0034	0.0122
20	-0.0057	0.0155

表1中 $e(\epsilon'')$ 为基于正交处理的校相方法的误差值, $e(\epsilon''_{az})$ 为基于 360° 移相器校相方法的误差值。由表1可知,在所有 φ 值条件下, $e(\epsilon'')$ 的绝对值均比 $e(\epsilon''_{az})$ 的绝对值小。

分别计算两者在 $\varphi \in [-\pi/9, \pi/9]$ 时的均方根误差为

$$RMSE'_{360} = 0.0101 \quad (47)$$

$$RMSE'_{I/Q} = 0.0027 \quad (48)$$

由式(47)、(48)可知,当 $\varphi \in [-\pi/9, \pi/9]$ 时,采用基于正交处理的校相方法后所提取的角误差的均方根误差远小于采用基于 360° 移相器的校相方法后所提取的角误差的均方根误差。

综上所述,在考虑方位、俯仰不正交的情况下,采用基于正交处理的校相方法可以获得更高的角跟踪精度。

5 结 论

校相作为工程上解决交叉耦合的重要方法,对单脉冲跟踪系统的角跟踪精度有很大影响。针对角跟踪系统中存在的方位、俯仰差通道不正交的问题,提出了一种基于正交处理的校相方法,并对其进行了性能分析,从理论推导和仿真验证两方面证明了通过这种校相方法所获得的角误差比通过传统校相方法获得的角误差具有更小的误差值,即具有更高的跟踪精度。因此,提出的基于正交处理的校相方法具有实际工程应用价值。

参考文献

[1] 赵呈哲,刘国栋,孙志刚. 单脉冲跟踪接收机系统误差数字补偿技术[J]. 无线电工程, 2013, 43(8): 26-28.

(下转第52页)