

## 基于互相关的快速角度估计算法

徐成发\* 郝宇星 陆 潞 高梅国  
(北京理工大学信息与电子学院 北京 100081)

**摘 要:** 在自跟踪接收机中, 当输入信噪比较低时, 需要通过相参积累来提高信噪比才能获得满意的测角精度。传统提高信噪比的方法为通道内的码捕获算法, 需要进行在时间维和多普勒维的 2 维搜索, 必要时还需要进行第 3 维位跳变的搜索补偿, 运算量非常大, 无法实现快速测角。该文提出一种基于通道间互相关的相参积累快速测角算法, 新算法具有结构简单、运算量低、几乎零延迟的优点, 且测角精度可以达到传统相参积累方法的水平, 容易满足自跟踪接收机快速测角的要求; 理论推导和仿真验证了新算法的有效性。

**关键词:** 快速角度测量; 互相关; 自跟踪接收机; 干涉仪

中图分类号: TN953

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)06-1446-06

DOI: 10.11999/JEIT151021

## Fast Angle Estimation Algorithm Based on Cross-correlation

XU Chengfa HAO Yuxing LU Lu GAO Meiguo

(Department of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** In the system of auto-tracking receiver, the coherent integration is needed to increase the signal-to-noise ratio so that the angle measuring accuracy can be obtained satisfactorily when signal-to-noise ratio is low. The traditional method to improve the signal-to-noise ratio is the code-acquisition algorithm in channels respectively, which needs to do the two-dimensional searching both in the time and in Doppler dimension. The third dimension bit jump searching is needed when necessary. Therefore, the computation is huge and it can not be used in fast angle estimation cases. In this paper, a kind of coherent integration angle measuring algorithm based on cross-correlation between channels is proposed. The new algorithm has the characteristics of simple structure, low computation, almost zero delay. Meanwhile, the angle measuring accuracy of the new algorithm can be up to the level of the traditional method, and thus can meet the auto-tracking receiver requirement easily. The theoretical derivation and simulation results verify the effectiveness of the new algorithm.

**Key words:** Fast angle estimation; Cross-correlation; Auto-tracking receiver; Interferometer

### 1 引言

众所周知, 角度的测量精度与信噪比有直接关系, 即测角误差的方差反比于信噪比。在大多数低信噪比的应用场合下, 经常需要在多个传感器各自对应的多个信号处理通道内, 每个通道自行通过各种相参积累的方式提高信噪比, 检测到目标后再进行测角, 如测控雷达或导航接收机通过解扩提高信噪比<sup>[1,2]</sup>。

在机载设备与卫星通信的应用场合下, 随着工作频段的提高, 机载天线波束变窄, 在实现与卫星通信之前需要利用自跟踪接收机将天线波束迅速指向卫星, 采用惯导获得的天线指向精度较低, 一般只能作为引导信息, 还需要机载设备具备自动波束

捕获和角度跟踪的功能。采用相控阵单脉冲技术可以很好地实现角度搜索和跟踪。然而, 在低信噪比下必须解扩后才能测角。现有的码捕获方法由于需要在码相位、多普勒频移和位跳变上进行 3 维搜索, 即便采用并行的 PMF-FFT 算法结合高性能的 FPGA 处理器, 捕获时间也都在秒级以上, 难以完成波束快速对准的任务。

互相关方法已经广泛应用于医学信号处理、工业测量、语音信号处理、雷达信号处理等各领域<sup>[3-8]</sup>。文献[9-10]利用互相关算法估计血管中血液的流动速度矢量, 其原理是利用血管中不同散射体的回波数据包络具有强相关性。文献[12]利用短时语音通道间的互相关矩阵的分解来估计通道间相位差的非线性。文献[13]利用起始点强度信号的互相关来估计音乐节奏中的时间规律性。在雷达信号处理领域, 互相关法可以用于实现 1 维距离像的包络对

齐<sup>[4]</sup>，以及用于干涉合成孔径雷达中干涉相位的估计<sup>[15]</sup>，文献[16]在没有任何空间信号先验知识的条件下利用两个接收通道信号的互相关来检测空间是否有信号到达。文献[17]给出了包络互相关算法的理论模型和通道间时间差估计的性能分析。文献[18]提出利用通道间相位差估计到达时间差并给出性能分析。文献[19]给出了两个实正弦信号相位差的多种估计方法和性能比较。

为了使自跟踪接收机波束快速对准卫星，该文首先建立互相关算法估计两个复信号相位差的离散域理论模型，进而将互相关算法应用到自跟踪接收机中，提出一种基于通道间数据互相关的相参积累算法，分析了算法的测角性能并进行了仿真验证。新算法由于不需要解扩，相比之下运算量可忽略，几乎具有零延迟，可以实现自跟踪接收机的快速测角。

## 2 角度测量

典型的相位干涉仪测角原理如图 1 所示。

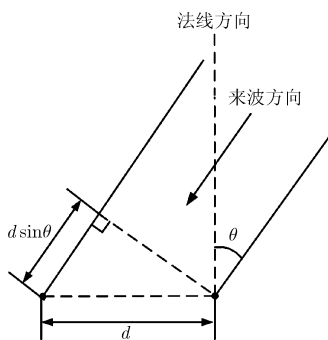


图 1 相位干涉仪测角原理

图中  $d$  为天线间距， $\theta$  为来波方向。由图 1 可见，两个天线对应接收通道的相位差为

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{\lambda} d \sin\theta \quad (1)$$

相位干涉仪将测角问题转换为通道间相位差  $\Delta\varphi$  的估计问题。在大多数的应用场合下，输入信号的信噪比较低，不能直接比相测角，需要在通道内先进行相参积累以提高信噪比，再进行测角以确保测角精度达到使用要求。对于自跟踪接收机，单通道内提高信噪比的方式就是码捕获算法，也就是利用信号自身在时域和频域的特征进行信号能量积累，需要在时域和多普勒域进行 2 维搜索。当信号中调制了未知的数据比特时，则还需要进行位跳变补偿和帧同步之后才能实现完整的相参积累。以 1 ms 的积累时间为例，整个捕获过程耗时为 1 s 以上，相当于相参积累时间的 1000 倍以上，在一些机载或

弹载应用场合无法满足快速测角的要求。因此在高频段的自跟踪接收机应用场合，传统测角方式只能工作在捕获之后的跟踪阶段，而不能直接工作在捕获阶段。

## 3 互相关测角算法

### 3.1 算法原理

为了使自跟踪接收机在捕获阶段让波束快速对准卫星，需要一种快速测角的算法，也就是快速实现通道间相位差的测量方法。

注意到尽管回波信号中的码相位、多普勒频移以及数据比特信息是变化的，但是对于干涉仪的两个通道这些变化是相同的，只是通道间存在一个相位差  $\Delta\varphi$ ，且  $\Delta\varphi$  只取决于来波方向，不会随信号特征变化而发生改变，因此两个通道的回波信号具有强相关性。由于两个通道内的接收机噪声不相关的，因此可以考虑采用将两个通道的复基带信号进行直接共轭相关以提取相位差信息。经过共轭相关后的复信号具有固定的相位，因此可以执行累加运算提高信噪比。互相关法和码捕获处理方法的框图如图 2 所示。

图 2 中来自天线的信号经过放大、变频、滤波后为复基带信号。从互相关法的计算过程可以看出其运算量是非常低的，平均到每个采样点上的运算量的大小为 1 次复数乘法和 1 次复数加法，相对于码捕获算法而言，其运算量是可以忽略的。采用 FPGA 实现时，互相关法只需要 4 个 DSP48 乘法器和 1 个累加器即可，而码捕获算法则需要大量的乘法器以及复杂的逻辑控制。由于互相关算法的乘法和累加运算都是流水执行的，故处理延迟大小为 1 次复乘和 1 次复加，且与积累时间无关。当 FPGA 运行在 100 MHz 时钟下延迟不超过 50 ns，远远低于毫秒级的积累时间，更低于秒级的码捕获算法的处理时间。因此，互相关算法从资源使用和运算延迟上都具有很大的优势。

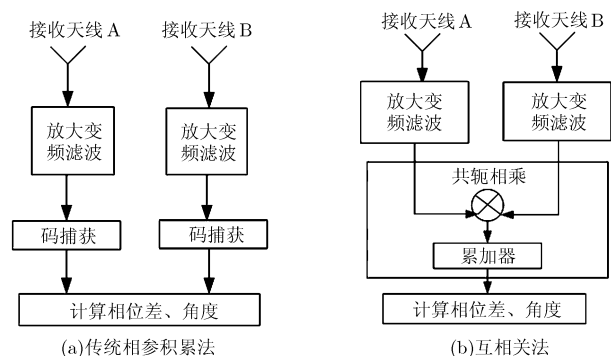


图 2 传统法与互相关法的测角流程图

值得一提的是, 由于通道间相位差在处理时间内几乎不变, 因此两个通道互相关的积累对于信号来说属于相参积累。然而, 这种积累却又不同于标准的本地匹配滤波器或多普勒滤波器组, 因为两个通道都有噪声, 故在相关积累的过程中, 噪声之间互相影响会使得积累性能低于匹配滤波器, 互相关法的积累性能具体分析如下。

### 3.2 积累性能

假设两个通道内的复基带回波信号经采样后为

$$\left. \begin{aligned} x_1[n] &= s[n] + \omega_1[n] \\ x_2[n] &= s[n] \cdot e^{j\Delta\varphi} + \omega_2[n] \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

其中,  $s[n]$  为参考通道(设为通道 1)回波中的复基带信号,  $\omega_1[n]$  和  $\omega_2[n]$  分别为通道 1 和通道 2 各自的复高斯白噪声过程, 服从  $CN(0, \sigma^2)$  分布, 且相互独立,  $x_1[n]$  和  $x_2[n]$  分别为两通道的回波信号,  $\Delta\varphi$  为通道间的相位差, 含有角度信息,  $N$  为回波点数, 代表积累时间。

两通道回波信号  $x_1[n]$  和  $x_2[n]$  进行复共轭相关并  $N$  点累加后的结果  $y[n]$  如式(3):

$$\begin{aligned} y[n] &= \sum_{n=0}^{N-1} (s[n] + \omega_1[n]) \times (s[n]e^{j\Delta\varphi} + \omega_2[n])^* \\ &= \sum_{n=0}^{N-1} |s[n]|^2 e^{-j\Delta\varphi} + \sum_{n=0}^{N-1} s[n]\omega_2^*[n] \\ &\quad + e^{-j\Delta\varphi} \sum_{n=0}^{N-1} s^*[n]\omega_1[n] + \sum_{n=0}^{N-1} \omega_1[n]\omega_2^*[n] \end{aligned} \quad (3)$$

式(3)中, 第 1 项为有用信号项, 可以用于提取相位差  $\Delta\varphi$ , 后 3 项都是噪声项。其中第 2 项和第 3 项为信号与噪声的耦合, 当输入为高信噪比时为主要噪声项。第 4 项为噪声之间的相关结果, 当输入为低信噪比时为主要噪声项。由第 1 项可见互相关法具有将信号的能量积累起来的能力, 且属于相参积累。与理想匹配滤波器不同的是, 其噪声项有 3 项, 而匹配滤波器就只有 1 项, 这会带来额外的信噪比损失。

为了方便分析, 假设复信号  $s[n]$  的幅度为常数  $A$ ,  $s[n]$  的相位为  $\phi[n]$ , 则互相关后的  $y[n]$  可表示为

$$\begin{aligned} y[n] &= A^2 N e^{-j\Delta\varphi} + A \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi[n]} \omega_2^*[n] \\ &\quad + A \sum_{n=0}^{N-1} e^{-j(\Delta\varphi + \phi[n])} \omega_1[n] + \sum_{n=0}^{N-1} \omega_1[n]\omega_2^*[n] \end{aligned} \quad (4)$$

其中, 第 1 项为复常数; 第 2 项和第 3 项都可以看成是一个随机变量, 它由多个独立的复高斯随机变量经过不同的加权后累加在一起, 根据复高斯随机变量的组合性质, 它服从  $CN(0, NA^2\sigma^2)$  分布; 第 4 项为多个复高斯随机变量乘积的求和, 由于两个零均值且相互独立的随机变量乘积的方差等于它们方

差的乘积, 所以每一项的方差是  $\sigma^4$ , 当  $N$  足够大时, 根据复随机变量上的中心极限定理, 它近似服从  $CN(0, N\sigma^4)$  分布。再根据复高斯随机变量的独立性, 第 2 项和第 3 项相加之和服从  $CN(0, 2NA^2\sigma^2)$  分布, 我们将其看作一个整体, 可以证明它与第 4 项的协方差为零, 即两者不相关(证明略)。由于两个零均值的高斯随机变量不相关与独立是等价的, 所以当  $N$  足够大时, 后 3 项的求和服从  $CN(0, N(2A^2\sigma^2 + \sigma^4))$  分布。

综上所述, 当互相关点数足够多时, 结果  $y[n]$  可以近似表示为

$$y[n] = NA^2 e^{-j\Delta\varphi} + \omega[n] \quad (5)$$

其中,  $\omega[n]$  为服从  $CN(0, N(2A^2\sigma^2 + \sigma^4))$  分布的复随机矢量。可见  $y[n]$  是一个幅度为  $NA^2$ 、相位为  $-\Delta\varphi$ 、频率为零的复正弦信号上叠加了一个复高斯白噪声。 $y[n]$  的信噪比  $\eta'$  可以近似表示为式(6):

$$\eta' = \frac{(NA^2)^2}{2NA^2\sigma^2 + N\sigma^4} = \frac{1}{2 + 1/\eta} \cdot N\eta = \varepsilon \cdot N\eta \quad (6)$$

其中,  $\eta = A^2/\sigma^2$ , 为互相关前复基带回波信号的信噪比。从式(6)可以看出,  $N\eta$  为理想匹配滤波器的输出信噪比, 互相关法相对于理想匹配滤波器有一个信噪比损失, 定义损失大小为  $\varepsilon = 1/(2 + 1/\eta)$ ,  $\varepsilon$  (单位为 dB) 与输入信噪比  $\eta$  (单位为 dB) 的关系曲线如图 3 所示。

从图 3 可以看出, 互相关法的积累性能与输入信噪比密切相关, 这可以从两个方面来考察。首先, 对于小的  $\eta$ , 随着  $\eta$  的降低, 积累损失几乎线性增加, 当  $\eta$  从  $-10$  dB 降低到  $-20$  dB, 损失也从  $-10.79$  dB 恶化到  $-20.09$  dB。这也可以通过考察  $\varepsilon$  的定义式看出, 当  $\eta$  很小时,  $\varepsilon \approx \eta$ 。另一方面当信噪比  $\eta$  很大时,  $\varepsilon \approx 0.5$ , 对应如图 3 中的最小极限损失为  $-3$  dB。

上述理论分析结果表明, 互相关法可以实现相参积累, 但是对信噪比的改善性能低于理想匹配滤波器, 其积累损失随着输入信噪比的降低而恶化。下面分析互相关法的测角性能。

### 3.3 测角性能

考察式(5), 根据复正弦信号的参数估计结论<sup>[20]</sup>, 信噪比为  $\eta'$  时, 相位差估计  $\Delta\hat{\varphi}$  的克拉美罗下界(CRLB)可以表示为

$$\text{CRLB}_{cc}(\Delta\hat{\varphi}) = \frac{1}{2\eta'} = \frac{1}{2N\eta \cdot \varepsilon} \quad (7)$$

故互相关法角度估计  $\hat{\theta}$  的方差为

$$\sigma_{cc}^2(\hat{\theta}) = \frac{1}{(2\pi d \cos \theta / \lambda)^2} \frac{1}{2N\eta \cdot \varepsilon} \quad (8)$$

从式(8)可以看出，角度估计的精度随着输入信噪比  $\eta$ 、积累点数  $N$  以及有效孔径  $d'$  的增加而提高，其中有效孔径  $d' = d \cos \theta$ 。下面分析匹配滤波器的测角精度。由于单个通道匹配滤波器相位测量的 CRLB 为  $1/(2\eta')$ ，根据通道间的相互独立性，两个通道间的相位差  $\Delta\hat{\varphi}$  的 CRLB 为

$$\text{CRLB}_{\text{match}}(\Delta\hat{\varphi}) = \frac{1}{2\eta'} + \frac{1}{2\eta'} = \frac{1}{N\eta} \quad (9)$$

故匹配滤波器方法的角度估计  $\hat{\theta}$  的方差为

$$\sigma_{\text{match}}^2(\hat{\theta}) = \frac{1}{(2\pi d \cos \theta / \lambda)^2} \frac{1}{N\eta} \quad (10)$$

为了对比两种方法的测角精度差异，定义互相关法角度估计均方差倍数  $\alpha$  为

$$\alpha = \frac{\sigma_{\text{cc}}(\hat{\theta})}{\sigma_{\text{match}}(\hat{\theta})} = \frac{1}{\sqrt{2\varepsilon}} = \sqrt{1 + \frac{1}{2\eta}} \quad (11)$$

从式(11)看出，在相同的积累时间条件下，互相关法估计结果的均方差是匹配滤波器法估计结果均方差的  $\sqrt{1+1/(2\eta)}$  倍。这里的匹配滤波器实际上是广义的，对应于解扩接收机中的码捕获算法，且获得了理想的积累效果。

尽管互相关法的测角性能低于码捕获算法，但是由于互相关法的处理几乎零延时，而码捕获算法的处理时间约为积累时间的 1000 倍以上，故可以考虑通过增加互相关算法的积累时间来弥补性能的损失，使得仍能够满足工程快速测角的需要，具体分析如下。

在测角前，为了达到和码捕获算法相同的测角精度，互相关法需要积累更长的时间。设  $N_{\text{cc}}$  和  $N_{\text{ca}}$  分别为互相关法和码捕获法的积累点数，在相同的测角精度条件下，积累时间倍数  $K$  定义为

$$K = N_{\text{cc}}/N_{\text{ca}} = \alpha^2 = 1 + 1/(2\eta) \quad (12)$$

图 4 给出了在相同的测角精度下，积累时间倍数  $K$  随输入信噪比  $\eta$  的变化曲线。

由图 4 可见，当输入信噪比为  $-30$  dB 和

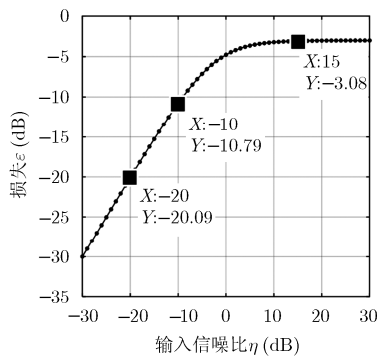


图 3 积累损失大小  $\varepsilon$  与输入信噪比  $\eta$  的关系

$-20$  dB 时， $K$  分别为 501 倍和 51 倍。实际上，在输入信噪比低于  $-10$  dB 时，输入信噪比每降低 10 dB， $K$  增加 10 倍，过长的积累时间可能难以满足工程需要。当输入信噪比为  $-10$  dB 和  $-5$  dB 时， $K$  分别为 6 倍和 2.58 倍。积累时间倍数  $K$  随着输入信噪比的提高而降低，最终收敛于 1。

对于某自跟踪接收机，假设输入信噪比为  $-10$  dB，由测角精度确定的积累时间为 1 ms，机载环境要求测角处理延迟不超过 10 ms。则对于码捕获算法处理时间为 1 s，无法满足实时性要求。而采用互相关算法，为了达到码捕获算法的测角精度，需要积累 6 ms，但处理延时可忽略，总时间约为 6 ms，满足 10 ms 的处理延迟要求。

综上所述，工程上能否采用互相关算法，取决于输入信噪比，以及系统要求的测角处理延迟与相参积累时间之比。当系统要求的测角处理延迟与相参积累时间之比大于图 4 中互相关算法输入信噪比对应的积累时间倍数  $K$ ，就可以满足工程要求。

### 3.4 工程应用

虽然互相关算法具有结构简单、运算量低的优点，在其赋予工程应用时还需要特别注意以下两点：

(1) 互相关算法对使用环境有着较为严格的要求。由于互相关算法对噪声之外的所有信号都具有积累的效果，因此当回波中存在其它干扰信号，且功率比有用信号还要强时，互相关算法角度测量的结果将是不准确的。因此，该算法只能用于信干比较强的应用场合。

(2) 对于相位单脉冲体制雷达，如果在前端已经形成了和差差 3 路信号，仍可以通过简单的数字加减运算恢复出用于干涉测量的方位两通道信号以及俯仰两通道信号，然后再利用互相关方法分别进行方位和俯仰角度的测量。

## 4 计算机仿真

为了验证互相关算法的有效性，进行计算机仿真。假设某角度测量设备的参数设置如表 1 所示。

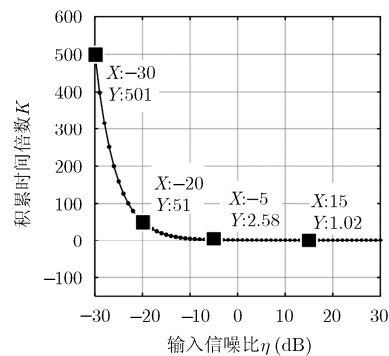


图 4 互相关算法积累时间增加倍数与信噪比关系

表1 互相关算法仿真参数

| 项目       | 数值                  |
|----------|---------------------|
| 载频 $f_c$ | 24 GHz              |
| 光速 $c$   | $3 \times 10^8$ m/s |
| 阵元间距 $d$ | 0.05 m              |
| 码速率      | 1.023 MHz           |
| 采样率      | 2.046 Msps          |

其中,两个阵元均为全向阵元。来波方向设为法线方向,对应  $\Delta\varphi = 0^\circ$ ;接收到的复基带回波信号为周期重复的1023点m序列,周期为1 ms,并叠加了复高斯白噪声,信噪比  $\eta$  从  $-10 \sim 0$  dB变化,步进量取1 dB。积累点数  $N$  取2046和8184两种情况。仿真1000次得到角度估计结果的均方差,并与理论公式(8)对比如图5(a)所示。图5(b)给出了积累点数  $N = 2046$  时,互相关法和码捕获法的仿真结果,并与理论公式(8)、(10)进行比较。

从图5(a)中可以看出,测量误差均方差随着信噪比提高而降低。同一信噪比下,当积累时间增加为原来的4倍时,均方差便降低为原来的一半,仿真结果与理论公式结果基本一致;从图5(b)中可以看出,互相关法测量结果的精度低于码捕获法的精度,但随着  $\eta$  的提高,两者差距逐渐缩小并趋于一致。

当码捕获算法积累时间为1 ms,输入信噪比为  $-15$  dB,  $-10$  dB,  $-5$  dB,  $0$  dB时,互相关法为了达

到和码捕获算法相同的测量精度,采用积累时间分别为16.81 ms, 6.00 ms, 2.58 ms, 1.50 ms,两种算法获得的测量结果均方差仿真结果如表2所示。

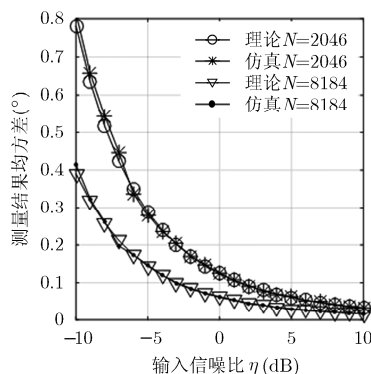
由表2可以看出,经过合理地增加积累时间,互相关算法能够达到和码捕获算法相同的测角精度。

表2 测量精度对比

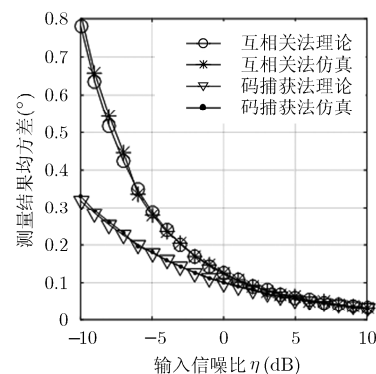
| 输入信噪比 dB | 码捕获法均方差 ( $^\circ$ ) | 互相关法均方差 ( $^\circ$ ) |
|----------|----------------------|----------------------|
| -15      | 0.5788               | 0.5660               |
| -10      | 0.3127               | 0.3233               |
| -5       | 0.1812               | 0.1796               |
| 0        | 0.0996               | 0.0993               |

## 5 结束语

该文对采用互相关法能量积累时的信噪比损失情况和测角精度进行了理论分析,并进行了MATLAB仿真验证。理论推导和仿真结果表明采用互相关法进行相参积累进而完成测角是可行的,只是测角精度相对于理想的匹配滤波器有一定的精度恶化,恶化程度随着输入信噪比的提高而减小,并逐渐趋于零。在工程应用中,对于低信噪比的输入情况下,可以通过增加互相关的积累时间来弥补由低信噪比造成的精度恶化,增加的积累时间取决于输入信噪比。文中最后指出互相关算法适用于信干比强的应用场合。



(a) 理论与仿真得到的角度估计结果



(b) 互相关法和码捕获法测角精度对比

图5 测角均方差对比

## 参考文献

- [1] 黎孝纯, 薛丽. 对宽带数据传输信号的角跟踪理论[J]. 电子学报, 2005, 33(10): 1799-1802. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2005.10.016.  
LI Xiaochun and XUE Li. Theory of angle tracking for

- broadband data transferred signal[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2005, 33(10): 1799-1802. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2005.10.016.
- [2] 王永庆, 吴嗣亮. 新的非合作直扩信号目标的跟踪测角算法[J]. 北京理工大学学报, 2008, 28(10): 902-905.  
WANG Yongqing and WU Siliang. New algorithm of angle

- tracking for non-cooperative direct sequence spread spectrum signals[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2008, 28(10): 902-905.
- [3] 王建, 袁宵, 李禹. 利用互相关和 Hough 变换快速检测探地雷达目标[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(5): 1156-1162. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.01134.  
WANG Jian, YUAN Xiao, and LI Yu. Fast detection of ground penetrating radar objects based on cross correlation and Hough transform[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(5): 1156-1162. doi: 10.3724/SP.J.1146.2012.01134.
- [4] 安良, 陈励军, 方世良. 水声被动定位中的互相关峰模糊现象及解模糊算法研究[J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(12): 2948-2953. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00807.  
AN Liang, CHEN Lijun, and FANG Shiliang. Investigation on correlation peaks ambiguity and ambiguity elimination algorithm in underwater acoustic passive localization[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(12): 2948-2953. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00807.
- [5] 陶建武, 石要武, 常文秀. 基于均匀圆阵的信号二维方向角互相关估计[J]. *电子学报*, 2003, 31(6): 875-878. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2003.06.019.  
TAO Jianwu, SHI Yaowu, and CHANG Wenxiu. Crosscorrelation estimator of azimuth-elevation with UCAs [J]. *Acta Electronica Sinica*, 2003, 31(6): 875-878. doi: 10.3321/j.issn:0372-2112.2003.06.019.
- [6] 董玫, 张守宏, 吴向东, 等. 一种改进的空间平滑算法[J]. *电子与信息学报*, 2008, 30(4): 859-862.  
DONG Mei, ZHANG Shouhong, WU Xiangdong, et al. An improved spatial smoothing technique[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2008, 30(4): 859-862.
- [7] MIKKI S M and ANTAR Y M M. On cross correlation in antenna arrays with applications to spatial diversity and MIMO systems[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 2015, 63(4): 1798-1810. doi: 10.1109/TAP.2015.2398113.
- [8] BYARD K. Application of fast cross-correlation algorithms[J]. *Electronics Letters*, 2015, 51(3): 242-244. doi: 10.1049/el.2014.3872.
- [9] KORTBEK J and JENSEN J A. Estimation of velocity vector angles using the directional cross-correlation method [J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2006, 53(11): 2036-2049. doi: 10.1109/TUFFC.2006.144.
- [10] LENGE M, RAMALLI A, BONI E, et al. High-frame-rate 2-D vector blood flow imaging in the frequency domain[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2014, 61(9): 1504-1514. doi: 10.1109/TUFFC.2014.3064.
- [11] PIHL M J and JENSEN J A. A transverse oscillation approach for estimation of three-dimensional velocity vectors, Part I: concept and simulation study[J]. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 2014, 61(10): 1599-1607. doi: 10.1109/TUFFC.2013.006237.
- [12] KAYSER H, ANEMULLER J, and ADILOGLU K. Estimation of inter-channel phase differences using non-negative matrix factorization[C]. *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM)*, A Coruna, Spain, 2014: 22-25. doi: 10.1109/SAM.2014.6882342.
- [13] PERCIVAL G and TZANETAKIS G. Streamlined tempo estimation based on autocorrelation and cross-correlation with pulses[J]. *IEEE/ACM Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2014, 22(12): 1765-1776. doi: 10.1109/TASLP.2014.2348916.
- [14] 李磊, 任丽香, 毛二可, 等. 频率步进信号距离像互相关精确测速算法[J]. *北京理工大学学报*, 2011, 31(6): 708-712.  
LI Lei, REN Lixiang, MAO Erke, et al. Accurate velocity measurement of range profile cross correlation in Stepped-Frequency signal[J]. *Transactions of Beijing Institute of Technology*, 2011, 31(6): 708-712.
- [15] LIAO Guisheng and LI Hai. Estimation method for InSAR interferometric phase based on generalized correlation steering vector[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2010, 46(3): 1389-1403. doi: 10.1109/TAES.2010.5545196.
- [16] KITSUNEZUKA M and PISTER K S J. Cross-correlation-based, phase-domain spectrum sensing with low-cost software-defined radio receivers[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(8): 2033-2048. doi: 10.1109/TSP.2015.2407324.
- [17] AZARIA M and HERTZ D. Time delay estimation by generalized cross correlation methods[J]. *IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing*, 1984, 32(2): 280-285. doi: 10.1109/TASSP.1984.1164314.
- [18] LEE Bowon, SAID A, KALKER T, et al. Maximum likelihood time delay estimation with phase domain analysis in the generalized cross correlation framework[C]. *Hands-Free Speech Communication and Microphone Arrays, (HSCMA)*, Trento, 2008: 89-92. doi: 10.1109/HSCMA.2008.4538695.
- [19] VUCIJEK N M and SARANOVAC L V. A simple algorithm for the estimation of phase difference between two sinusoidal voltages[J]. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 2010, 59(12): 3152-3158. doi: 10.1109/TIM.2010.2047155.
- [20] 罗鹏飞, 张文明. 统计信号处理基础[M]. 北京: 北京电子工业出版社, 2011: 423-428.  
LUO Pengfei and ZHANG Wenming. *Fundamentals of Statistical Signal Processing*[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2011: 423-428.
- 徐成发: 男, 1981 年生, 讲师, 硕士生导师, 研究方向为阵列信号处理、自适应滤波。  
郝宇星: 男, 1983 年生, 硕士生, 研究方向为雷达信号处理。  
陆 瀚: 男, 1994 年生, 硕士生, 研究方向为雷达信号处理。  
高梅国: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为信号与图像处理、信息安全与对抗技术、目标探测与识别理论。