doi:10.3969/j.issn.1001 - 893x.2013.03.014

一种新的雷达信号旋转干涉仪测向解模糊算法*

何 明**,李昀豪,唐 斌

(电子科技大学电子工程学院,成都 611731)

摘 要:研究了一种新的旋转干涉仪测向解模糊算法。首先分析了旋转干涉仪测向时的相位差变化规律,然后针对 Ka 频段雷达信号在使用旋转干涉仪测向时相位差变化大的问题,建立了进行两次修 正的解模糊算法。该方法硬件实现结构简单,易应用于被动导引头中。通过计算机仿真验证算法的 稳定性,结果表明,当信噪比高于-8 dB 时,解模糊成功率超过 90%。

关键词:Ka频段雷达信号;旋转式干涉仪;测向;解模糊;被动导引头

中图分类号:TN971.1 文献标志码:A 文章编号:1001-893X(2013)03-0297-05

A New Method for Ambiguity Solving Based on Rotary Interferometer

HE Ming, LI Yun-hao, TANG Bin

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Based on rotary interferometer, an approach for phase difference measurement and ambiguity solving is presented. First the changes of phase difference are analyzed when using a rotating interferometer to find direction, then aiming at the problem that for Ka-band radar signals the phase difference becomes greater when using a rotating interferometer to find direction, twice modified ambiguity solving algorithm is established. Adopting this method, the hardware structure is easy to be achieved in the passive seeker. According to the simulation result, probability of ambiguity solving is better than 90% when SNR (Signal-to-Noise Ratio) is above – 8 dB. **Key words**: Ka-band radar signal; rotary interferometer; direction finding; ambiguity solving; passive seeker

1 引 言

干涉仪测向系统及其各种改进方式已广泛应用 于被动雷达测向领域^[1],并且二维多基线干涉仪可 同时测量方向角与俯仰角^[2]。随着现代雷达技术的 逐步发展,Ka频段的雷达信号越来越多地出现在电 子对抗环境中,随之而来的是更多高次模糊相位差 值,导致常规的干涉仪测向体制在这样的环境中难 以较好地完成测向解模糊。文献[3]用数字积分器 原理进行测向解模糊,但难以应对相邻脉冲到达干 涉仪相位差变化超过 2π 情况。文献[4]基于半圆阵 任意基线,研究了多组模糊集求交集的解模糊算法, 具有系统原理简单以及天线布局灵活等优点,但其 多接收通道结构会增加系统体积和功耗等。

针对现有干涉仪测向系统及其算法局限性,本 文以旋转干涉仪体制为基础,研究了一种采用数字 积分器进行第一次模糊修正,判别数字积分结果是 否存在二阶差分突变而进行第二次修正的算法。仿 真结果表明,该算法具有较高的解模糊成功率。

2 信号模型

图 1 中,干涉仪 *AB* 基线在 *XOY* 平面上旋转,距 离为 d,信号波长为 λ 。直线 l 为目标视线,其与 Z轴夹角为 β ,0 $\leq \beta < \pi/2$,视线 l 在 *XOY* 面上的投影

^{**} 收稿日期:2012-10-22;修回日期:2013-01-21 Received date:2012-10-22;Revised date:2013-01-21

^{**} 通讯作者: 892560569@qq.com Corresponding author: 892560569@qq.com

与X轴正方向夹角为 $\alpha, \alpha \in [0, 2\pi)$,干涉仪转角速 度为 ω ,基线初始位置为X轴(A 正轴、B 负轴),则 两接收天线分别位于A、B 两点时,第 $n(n = 1, 2, \dots, N)$ 个脉冲到达时两天线之间的相位差为

$$\varphi(n) = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin\beta \cos(\omega \Delta t (n-1) + \alpha) \qquad (1)$$

其中, Δt 为雷达脉冲到达时间间隔(PRI),以第一个 脉冲到达时间作为起始零时刻; β 的范围一般为 (0°,40°)^[5];由于脉冲到达时间间隔相对于弹旋周 期很短,因此认为 α 、 β 为常量,式(1)表明旋转式干 涉仪相位差在短时间内变化只随脉冲到达时间呈正 弦规律;Ka 频段信号波长 λ 范围为[8.33,8.98]mm。 假设干涉仪旋转角速度 $\omega = 20 \ rrad/s,基线长度 d$ = 150 mm,则当 $\beta = \pi/6$ 时, $|\varphi(n)| \leq \pi$ 。由于实际 求出的 $\hat{\varphi}(n) \in (-\pi,\pi)$,故 φ_{AB} 存在周期模糊,且有 $c(n) = \varphi(n) - \hat{\varphi}(n)$ (2)

 $c(n) = \varphi(n) - \varphi(n)$ (2)

式中,c(n)为2 π 的整数倍。



图 1 待测角与弹体坐标关系 Fig.1 The relationship between the missile body and the angle

3 解模糊原理

$$\Delta \varphi(n) = \varphi(n+1) - \varphi(n) \tag{3}$$

上述参数条件下, $|\Delta \varphi(n)| \leq 0.09\pi$ 。故可通过 数字积分器对模糊相位进行积分^[1],引入修正序列 c'(n)。数字积分器原理如式(4):

$$\begin{cases} \hat{c}(1) = 0 \\ \hat{c}(n) = \hat{c}(n-1) + 2\pi, \hat{\varphi}(n) - \hat{\varphi}(n-1) < -\pi \\ \hat{c}(n) = \hat{c}(n-1) - 2\pi, \hat{\varphi}(n) - \hat{\varphi}(n-1) > \pi \\ \hat{c}(n) = \hat{c}(n-1), \text{ otherwise} \end{cases}$$
(4)

于是,有

$$\hat{\varphi}_c(n) = \hat{\varphi}(n) + \hat{c}(n)$$
(5)

$$c(n) = \hat{c}(n) + U \tag{6}$$

通过该方法,可正确地实现信号的解模糊,如图 2 所示。仿真中信号载频为36 GHz。但是,由于 $\hat{\varphi}_{c}(1) \in (-\pi,\pi), \quad \pi \varphi(1) \in [-18\pi, 18\pi], \quad \hat{\varphi}_{c}(1)$ 与 $\varphi(1)$ 不一致,导致 $\hat{\varphi}_{c}(n)$ 与 $\varphi(n)$ 相差一直流 U_{\circ}



Fig.2 The fuzzy phase difference and the output of digital integration

由于毫米波频段雷达信号波长较小,所以旋转 式干涉仪接收到的两通道相位差变化范围很大,特 别是当目标雷达信号脉冲重复频率(PRF)相对较低 时,两相邻脉到达时间间隔较大,或者干涉仪基线旋 转速度较快时,相邻到达脉冲干涉仪相位差变化 $\Delta \varphi(n)$ 有可能超过 π ,即会出现周期模糊区域,数字 积分器失效。例如,其他参数同前,目标雷达信号 PRF 由20 kHz降低为1 kHz,干涉仪旋转角速度 ω 提 高到30 π rad/s时,max($|\Delta \varphi(n)|$) \approx 1.70 π 。模糊相 位差及数字积分器输出结果如图 3 所示。



图 3 错误的数字积分结果 Fig.3 The incorrect result of digital integration

在一个基线旋转周期中,数字积分器在相位变化 较大的部分无法得到理想输出。但是,在相位差变化 正弦曲线波峰和波谷位置及其邻近部分,相邻脉冲到 达时相位差变化仍然不超过 π,数字积分器的输出仍 然正确。当数字积分器输出错误时,其输出结果的二 阶差分值 *φ*"_c(*n*)会出现突变,如图 4 所示。

· 298 ·



图 4 相位差二阶差分 Fig.4 The second order differential of the phase difference

$$\hat{\varphi}'_{c}(n) = \hat{\varphi}_{c}(n+1) - \hat{\varphi}_{c}(n)$$

$$\hat{\varphi}''_{c}(n) = \hat{\varphi}'_{c}(n+1) - \hat{\varphi}'_{c}(n)$$
(7)

判断是否存在差分突变就可以找到数字积分器 错误输出,并依此对数字积分器输出 $\hat{\varphi}_{e}(n)$ 进行第 二次修正。从波峰(波谷)位置向后进行第二次修正 具体步骤如下。

(1)计算数字积分器输出 $\hat{\varphi}_{c}(n)$ 的差分值

 $\hat{\varphi}'_{c}(n) = \hat{\varphi}_{c}(n+1) - \hat{\varphi}_{c}(n), n = 1, 2, \dots, N-1$

(2)数字积分器输出 $\hat{\varphi}_{e}(n)$ 所对应的波峰(波 谷)位置 P_{\circ} 该位置 $\hat{\varphi}'_{e}(P)$ 的理论值为 0,但 $\hat{\varphi}_{e}(n)$ 是对相位差的离散采样,所以 P 点实际查找方法为 在 $\hat{\varphi}'_{e}(n)$ 符号相反的相邻点中,求绝对值之积最小 的脉冲序号,即

> $P = \operatorname{arc} \min_{i} \left[\operatorname{abs}(\hat{\varphi}'_{c}(i) * \hat{\varphi}'_{c}(i+1)) \right],$ $i \in \left\{ n \left| \hat{\varphi}'_{c}(n) * \hat{\varphi}'_{c}(n+1) \leq 0 \right\}$ (8)

并从 P 点开始第二次修正, $p = P_{\circ}$

(3)判断二阶差分绝对值 abs [$\hat{\varphi}''_{c}(n)$] 是否超 过突变门限 Th_{φ} , 如超过则转入第 4 步进行修正。 未超过门限时, 若 p = N - 2, 修正结束; 否则更新 p = p + 1,继续进行第 3 步判断下一脉冲。

(4)第二次修正以使得相位差变化最小为原则, 对 $\hat{\varphi}_{c}(p+2)$ 加上 $2K\pi$ 修正:

 $K = \arg\min_{k} \operatorname{abs} \left[\hat{\varphi}''_{c}(p) + 2k\pi \right], k \in \{-1, 1\} (9)$

根据新的修正结果进行更新, $\hat{\varphi}_{c}(n) = \hat{\varphi}_{c}(n) + 2K\pi, n = p + 2, \dots, N_{\circ}$ 若 p = N - 2, 修正结束; 否则 更新, $\hat{\varphi}'_{c}(p+2) = \hat{\varphi}_{u}(p+3) - \hat{\varphi}_{u}(p+2), \hat{\varphi}'_{c}(p+1) = \hat{\varphi}''_{c}(p+2) - \hat{\varphi}''_{c}(p+1), \mathcal{D} p = p + 1, 继续进行$ 第 3 步判断下一脉冲。

从序号 P 至 N 脉冲的模糊相位差第二次修正 完成后,从 P-1 至起序号为1的第二次修正与上 述过程原理完全一样。从波峰位置开始进行第二次 修后的结果如图 5 所示。



Fig. 5 The phase difference after twice correction

完成整个基线旋转周期的二次修正后,为了消除直流分量,减去相位差均值,就可以得到无模糊的相位差。突变门限 *Th_φ*设定视具体实际而定。不难得到结论,受噪声对测向精度的影响, *Th* 稍大于可能出现的最大相位二阶差分值即可。

4 相位测量及算法仿真

4.1 相位测量

旋转干涉仪接收及信号处理系统结构如图 6 所示,两天线接收到射频信号后由射频前端下变频输出中频信号。为保证两接收通道 ADC 采样在时间上同步,采用单片双通道 ADC 芯片,其两通道的采样时间由同一时钟源提供。



图 6 系统实现框图 Fig.6 The block diagram of the system

设
$$A \ B$$
 两通道的离散复信号为

$$\begin{cases} s_A(n) = C_A \exp(j\omega n + j\varphi_A) + v_A(n) \\ s_B(n) = C_B \exp(j\omega n + j\varphi_B) + v_B(n) \end{cases}$$
(10)

其中, v_A(n)、v_B(n)都是零均值的高斯白噪声。 对 s_A(n)和 s_B(n)进行 DFT,可得

$$S_A(k) = \sum_{n=0}^{N-1} C_A \exp[jn(\omega - \frac{2\pi k}{N}) + j\varphi_A] + \cdot 299 \cdot$$

$$DFT[v_A(n)]$$
(11)

$$S_B(k) = \sum_{n=0}^{N-1} C_B \exp[jn(\omega - \frac{2\pi k}{N}) + j\varphi_B] + DFT[v_B(n)]$$
(12)

其中, $k = 0, 1, 2, \dots, N - 1, N$ 为信号采样点数。两 通道的初相信息包含在 $S_A(k) \, S_B(k)$ 中信号的 DFT 部分。若令 $m = m' + \Delta m = \frac{\omega N}{2\pi}$,其中 m'为整数, Δm 为绝对值小于 1 的实数,且 $|S_1(m')|$ 为 $|S_1(k)|$ 中的最大项。将 m'代入前面两式的第一 求和项中,有

$$X_{A}(m') = C_{A} \sum_{n=0}^{N-1} \exp[jn(\omega - \frac{2\pi m'}{N}) + j\varphi_{A}] = C_{A} |X_{A}(m')| \exp[j(\varphi_{A} + \Delta\varphi)]$$
(13)

$$X_B(m') = C_B | X_B(m') | \exp[j(\varphi_B + \Delta \varphi)]$$
(14)

其中:

$$\begin{aligned} \left| X_{A}(m') \right| \exp(j\Delta\varphi) &= \left| X_{B}(m') \right| \exp(j\Delta\varphi) = \\ \frac{1 - \exp(j2\pi\Delta m)}{1 - \exp(j2\pi\Delta m/N)} \\ & \pm \lim_{\Delta m \to 0} \left| X_{A}(m') \right| = N, \\ & \pm \operatorname{Id} \oplus \operatorname{Id} \oplus \operatorname{Id} \partial \operatorname{H} \end{aligned}$$

angle(
$$X_A(m')$$
) = arctan $\left(\frac{\operatorname{Im}[X_A(m')]}{\operatorname{Re}[X_B(m')]}\right)$ =
 $\varphi_A + \Delta\varphi$ (15)

angle
$$(X_B(m')) = \arctan\left(\frac{\operatorname{Im}[X_B(m')]}{\operatorname{Re}[X_B(m')]}\right) =$$

$$\varphi_B + \Delta \varphi \tag{16}$$

上式无法准确求出两通道各自的信号初始相 位,但是可以计算出它的相位差

$$\hat{\varphi}(n) = \operatorname{angle}(X_A(m')) - \operatorname{angle}(X_B(m')) = \varphi_A - \varphi_B$$
(17)

 $\hat{\varphi}(n)$ 的测量精度受数字化采样速率、信号噪声影响。文献[6]已对这两个影响因素进行了分析,且认为相位测量误差随采样频率与信号频率的比值提高而降低,信号噪声引起的测量误差分布密度函数近似于高斯分布。 $\hat{\varphi}(n)$ 的测量精度会直接影响解模糊的成功率。

4.2 计算机仿真

为了验证上述解模糊算法的有效性,进行了如下仿真。仿真中,图1模型中的 β 在0~ $\pi/6$ 内随机取值, a 在0~ 2π 内随机取值,信号 PRF 为0.5 kHz,中频频率为100 MHz,脉冲宽度为5 μ s,基线长度 *d* = 150 mm,射频波长 λ = 8.33 mm。针对不同采样频率和不同中频信号信噪比分别进行 500 次 Monte-Carlo 实验,得出如图 7 所示的结果。





从图 7 看出,信噪比相同时,解模糊成功率随数 字化采样频率的提高而提高。同样,当采样频率相 同时,解模糊成功率也随信噪比的提高而提高。这 都是相位测量精度受采样速率及信噪比影响的直接 体现,和文献[6]对测量精度的分析结果相同。仿真 表明,当数字化采样频率高于信号频率 3 倍、信噪比 优于 - 8 dB时,解模糊成功率超过 90%;而数字化采 样频率高于信号频率 7 倍、信噪比优于 - 10 dB时, 解模糊成功率超过 90%。另外,仿真用到的信噪比 参数是中频信号的,在工程实际中,通过数字信道化 等措施提升信噪比可进一步提高解模糊成功率。

5 结 论

本文研究了 Ka 频段雷达信号旋转干涉仪测向 解模糊算法,解决了单基线测向模糊问题。结合超 外差式接收机及高速数字信号处理芯片使用,可以 实现厘米频段和毫米频段的雷达辐射源空间定位。 其旋转式单基线结构与多基线体制相比较,接收通 道数减少、系统结构简化以及功耗降低,利于在被动 雷达导引头中应用。与已经发表的研究成果相比, 本文采用数字积分修正的方法,将复杂的多通道结 构转换成了数值计算。在对原理样机的测试过程中 发现,实际结果与理论预期基本相符,未产生例外情 况。鉴于信噪比对系统结果有较大影响,在进一步 的研究中,建议采用稳健高概率的信号检测与参数 估计技术来提升解模糊的成功率。

参考文献:

- [1] 司锡才,赵建民.宽频带反辐射导弹导引头技术基础
 [M].哈尔滨:哈尔滨工程大学出版社,1996:77-83.
 SI Xi-cai. Broad band anti-radiation missile seeker technology
 [M]. Harbin: Harbin Engineering University Press, 1996:77-83.(in Chinese)
- [2] 肖秀丽.干涉仪测向原理[J].中国无线电,2006(5):43-49.
 XIAO Xiu-li. The principle of the interferometer[J]. China

Radio, 2006(5): 43 – 49. (in Chinese)

[3] 司伟建,程伟.旋转干涉仪解模糊方法研究及实现[J]. 弹箭与制导学报,2010,30(3):199-202.
SI Wei-jian, CHENG Wei. Study on Solving Ambiguity Method of Rolling Interferometer and Implemention[J]. Jour-

nal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2010, 30 (3):199-202. (in Chinese)
[4] 司伟建,初萍,孙圣和.基于半圆阵的解模糊技术研究

- [J].系统工程与电子技术,2008,30(11):2128-2131. SI Wei-jian, CHU Ping, SUN Sheng-he.Research on solving ambiguity technology based on semi-circle array[J]. Systems Engineering and Electronics, 2008, 30(11):2128-2131. (in Chinese)
- [5] 司伟建.反辐射导弹抗多点源技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工程大学,2004.

SI Wei-jian. Anti-radiation missile anti-multi-point source[D]. Harbin: Harbin Engineering University,2004. (in Chinese)

[6] 孔德强,刘作学,田战丽.干涉仪相位差抖动分析[J]. 兵工自动化,2010,29(1):77-79.
KONG De-qiang,LIU Zuo-xue,TIAN Zhan-li. Analysis on Interferometer Phase Difference Vibration[J]. Ordnance Industry Automation, 2010,29(1):77-79. (in Chinese)

作者简介:



何明(1987—),男,山东人,2010年于 电子科技大学获工学学士学位,现为硕士研 究生,主要研究方向为高速数据采集与处理;

HE Ming was born in Shandong Province, in 1987. He received the B.S. degree in 2010. He is now a graduate student. His research direction is high speed data acquisition and processing.

Email: 892560569@qq.com

李匀豪(1987—),男,四川人,2009年于西安电子科技大 学获工学学士学位,现为博士研究生;

LI Jun-hao was born in Sichuan Province, in 1987. He received the B. S. degree from Xidian University in 2009. He is currently working toward the Ph.D. degree.

唐 斌(1964—),男,四川广安人,教授、博士生导师,主要 从事电子对抗、雷达抗干扰和新一代通信技术方面的研究。

TANG Bin was born in Guang'an, Sichuan Province, in 1964. He is now a professor and also the Ph.D. supervisor. His research interests include electronic countermeasure, radar anti-jamming technology and new-generation communication technology.

Email: bint@ee.uestc.edu.cn