

阵列通道误差校正算法及DSP实现

冷红英, 张 扬, 唐 斌

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】阵列通道幅相不一致性严重影响测向性能。基于辅助源的相关校正理论,研究了通过在天线馈电口输入辅助信号,再对信号求相关来实现对阵列通道不一致性的校正;并分析了基于多基线数字干涉仪体制的测向原理,利用五元圆形天线阵列估计出了地面目标的到达角。此外,还讨论了所有算法的DSP实现,计算机模拟证实了方法的有效性。

关键词 阵列通道校正; 相关; 数字干涉仪; DSP实现

中图分类号 TN953+.3 **文献标识码** A

Array Antenna Channel Uncertainty Calibration Algorithm and DSP Implementation

Leng Hongying, Zhang Yang, Tang Bin

(School of Electronic Engineering, UEST of China Chengdu 610054)

Abstract The performance of direction-of-arrival (DOA) estimation algorithms is seriously degenerated when there are errors in array manifold. A correlative based technique, which estimates and calibrates the circle array antenna channel uncertainty used an auxiliary source, is given in this paper. Moreover, the high-accuracy DOA estimation algorithm using digital interferometer and all these algorithms' DSP implementations are also studied. The efficiency of the method is confirmed by computer simulation.

Key words array channel calibration; correlation; digital interferometer; DSP implementation

阵列测向技术广泛地应用于雷达、声纳、电子侦察等领域。在多信号环境下,比较典型的算法有MUSIC^[1]、ESPRIT等。这些算法常常需要耗时较大的协方差矩阵特征值分解运算,工程实现上具有相当的难度。单信号环境下,综合考虑系统精度,技术可实现性和设备复杂性等因素,较成熟的有数字干涉仪体制。然而,此算法是基于理想信道模型。实际中由于制造工艺和环境限制,信道常常偏离理想模型,因此必须进行阵列通道校正。

阵列误差一般分三类:阵元位置误差、通道互耦误差和天线阵列的幅相不一致性。校正往往分两步进行,首先对硬件设备进行精密设计和加工以尽量降低硬件误差,使得阵元位置误差和通道互耦误差降到误差允许范围内;其次再利用算法来校正通道幅相不一致性。算法校正分为有源校正和无源校正^[2,3]。有源校正需要外设辅助信号,通过代数求解等手段得到通道误差。无源校正无需外设辅助信号,但需对处理数据进行二维搜索,耗时较长且常收敛到局部极值,难以解决。

本文结合五元圆形多基线天线阵列,对阵列通道不一致性校正和数字干涉仪测向进行详细的讨论,并在DSP上加以实现。

收稿日期:2004-04-02

作者简介:冷红英(1974-),女,在职硕士生,现在四川师范大学工作,主要从事阵列信号处理方面的研究。

1 问题描述与算法分析

五元圆形多基线天线阵列的拓扑结构如图1所示。阵元均匀位于半径为 $R (> l/2)$ 的圆周上, l 代表信号源波长。阵列位于卫星平台上, 波束向下, 接收地面的信号。设上行照射阵列的窄带信号源的到达方位角为 q , 俯仰角为 f 。以阵列圆心为参考点, 考虑到阵列通道不一致性, 阵元接收信号为

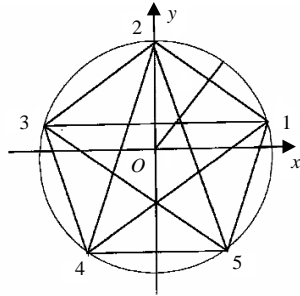


图1 阵列天线拓扑结构

$$x_i(t) = a_i e^{j\theta_i} A s(t) e^{j(2\pi R/l) \sin f \cos(q+54^\circ-72^\circ i)} + n_i(t), \quad i=1,2,\dots,5 \quad (1)$$

式中 a_i 和 θ_i 分别代表第 i 个阵元的通道幅度和相位不一致性, A 代表信号幅度, $s(t)$ 代表地面上行信号, $n_i(t)$ 代表第 i 个阵元的均值为零、方差为 σ^2 的空时独立的高斯白噪声。

2.1 校正原理

辅助信号源产生一个同频同调制方式的辅助信号 $s_a(t)$, 并将之从天线馈电口同步馈入各阵元, 经过同步ADC后, 有

$$x_i(n) = g_i s_a(n) + n_i(n), \quad i=1,\dots,5, n=1,\dots,N \quad (2)$$

设各个阵元的通道幅相不一致性为 $g_i = a_i e^{j\theta_i}$ 。在接收辅助源时, 阵列接收信号的向量形式为

$$\mathbf{X} = \mathbf{G} \mathbf{S}_a + \mathbf{N} \quad (3)$$

式中 $\mathbf{G} = \text{Diag}[g_1, g_2, g_3, g_4, g_5]$ 。

假设 $\sigma_{s_a}^2$ 代表信号 $s_a(t)$ 的功率, 阵列输出信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_a = E\{\mathbf{X}\mathbf{X}^H\} = \mathbf{G}\mathbf{G}^H \sigma_{s_a}^2 + \sigma_n^2 \mathbf{I} = \begin{bmatrix} a_1^2 & a_1 a_2 e^{j(\theta_1 - \theta_2)} & \dots & a_1 a_5 e^{j(\theta_1 - \theta_5)} \\ a_2 a_1 e^{j(\theta_2 - \theta_1)} & a_2^2 & \dots & a_2 a_5 e^{j(\theta_2 - \theta_5)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_5 a_1 e^{j(\theta_5 - \theta_1)} & a_5 a_2 e^{j(\theta_5 - \theta_2)} & \dots & a_5^2 \end{bmatrix} \sigma_{s_a}^2 + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (4)$$

式中 \mathbf{H} 代表复共轭转置。

显然, 从上式不能估计出5个通道的相位不一致性。为解决此问题, 可将第1路通道的信号代替 $s_a(n)$ 作为基准, 用以估计其余4个通道增益相对于第1路的幅相特性相对值, 这样信号可写作

$$\begin{bmatrix} x_1(n) \\ x_2(n) \\ \vdots \\ x_5(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ (a_2/a_1) e^{j(\theta_2 - \theta_1)} \\ \vdots \\ (a_5/a_1) e^{j(\theta_5 - \theta_1)} \end{bmatrix} x_1(n) + \begin{bmatrix} 0 \\ v'_2(n) \\ \vdots \\ v'_5(n) \end{bmatrix} \quad (5)$$

由式(5), 阵列输出信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}'_a = E\{\mathbf{X}'\mathbf{X}'^H\} = \begin{bmatrix} 1 & a_2/a_1 e^{j(\theta_2 - \theta_1)} & a_3/a_1 e^{j(\theta_3 - \theta_1)} & a_4/a_1 e^{j(\theta_4 - \theta_1)} & a_5/a_1 e^{j(\theta_5 - \theta_1)} \\ a_2/a_1 e^{j(\theta_2 - \theta_1)} & (a_2/a_1)^2 & & & \dots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots \end{bmatrix} \sigma_{x_1}^2 + \text{Diag}[0, \sigma_{v'_2}^2, \sigma_{v'_3}^2, \sigma_{v'_4}^2, \sigma_{v'_5}^2] \quad (6)$$

易见, 其余4路通道增益相对于第1路通道增益的幅相特性相对值为

$$g'_i = r_i / r_{11} \quad (7)$$

式中 $r_i = (1/N) \sum_{k=1}^N x_i(k) x_i(k)^H$, $i=2,\dots,5$, $r_{11} = (1/N) \sum_{k=1}^N x_1(k) x_1(k)^H$ 。注意相位差取了反号。将 r'_i 幅度取倒数后分别反乘以各路接收信号, 就校正了通道幅相不一致性。这样的处理不会影响后边的测向结果。

2.2 测向原理

由图1的阵列拓扑结构可见, 测向基线的取法有多种。考虑到精度要求, 取对角线进行测向。由于已经完成了校正过程, 从式(1)易得2个阵元接收信号的互相关为^[4]

$$r_{i,i+2} = E\{x_i(t) x_{i+2}^H(t)\} = \sigma_s^2 e^{j(4\pi R/l) \cos 18^\circ \sin f \cos(q+72^\circ-72^\circ i)}, \quad i=1 \sim 5 \quad (8)$$

式中 s_s^2 为接收信号的功率。

将5条对角线分成5组, 组合如表1所示。

表1 测向基线组合表

i	2	5	3	1	4
基线组合	(52, 24)	(35, 52)	(13, 35)	(41, 13)	(24, 41)

联立每组组合基线的互相关, 得到

$$\mathbf{q} = \tan^{-1} \left\{ \frac{[\arg(r_{i+3,i+5}) + \arg(r_{i,i+2}) + 2(k_1 + k_2)\pi] \sec 108^\circ}{[\arg(r_{i+3,i+5}) - \arg(r_{i,i+2}) + 2(k_1 - k_2)\pi] \csc 108^\circ} \right\} + 72^\circ i + 36^\circ \quad (9)$$

$$\mathbf{f} = \sin^{-1} \{ (\mathbf{I} \sec 18^\circ / 8\pi R) \{ [\csc 108^\circ (\arg(r_{i+3,i+5}) - \arg(r_{i,i+2}) + 2(k_1 - k_2)\pi)]^2 + [\sec 108^\circ (\arg(r_{i+3,i+5}) + \arg(r_{i,i+2}) + 2(k_1 + k_2)\pi)]^2 \}^{1/2} \} \quad (10)$$

且

$$\begin{aligned} & -(4R/I) \sin \mathbf{f} \cos 18^\circ \sin 108^\circ - [\arg(r_{i+3,i+5}) - \arg(r_{i,i+2})] / 2\pi \quad k_1 - k_2 \\ & (4R/I) \sin \mathbf{f} \cos 18^\circ \sin 108^\circ - [\arg(r_{i+3,i+5}) - \arg(r_{i,i+2})] / 2\pi \end{aligned} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} & (4R/I) \sin \mathbf{f} \cos 18^\circ \cos 108^\circ - [\arg(r_{i+3,i+5}) + \arg(r_{i,i+2})] / 2\pi \quad k_1 + k_2 \\ & -(4R/I) \sin \mathbf{f} \cos 18^\circ \cos 108^\circ - [\arg(r_{i+3,i+5}) + \arg(r_{i,i+2})] / 2\pi \end{aligned} \quad (12)$$

式中 $\arg(\cdot)$ 表示复数求幅角运算。

根据前面假设, 以上测向算法存在测向模糊, 因此须对结果进行去模糊处理。目标到达角应同时位于5组基线测出的方位组合中, 所以可通过求方位组合交集的办法找出到达角。

2.3 测向误差处理

定位精度常常由圆概率误差 s_{CEP} 衡量。不标明指数的情况下, $s_{\text{CEP}(50)} = 0.75s_{\text{RMS}}^{[5]}$ 。由误差传递公式, 卫星测向定位系统对地面通信信号的定位精度 s_{RMS} 为

$$s_{\text{RMS}} = \text{sqrt}(s_{i_q}^2 + s_{i_f}^2) \quad (13)$$

式中 s_{i_q} 和 s_{i_f} 分别代表由方位角估计误差和俯仰角估计误差引起的地面覆盖面弧长变化的均方根值。

设方位角误差和俯仰角误差分别为 Δq 和 Δf (均为弧度), s_{i_q} 和 s_{i_f} 分别为

$$s_{i_q} = \Delta q \cdot c \quad (14)$$

$$s_{i_f} = \{ [(r+h) \cos f / r] / \text{sqrt}(1 - [(r+h) \sin f / r]^2) - 1 \} \Delta f r \quad (15)$$

式中 r 为地球半径, h 为卫星高度, 地心角 $b = \sin^{-1}[(r+h) \sin f / r] - f$; 地面圆半径 $c = r \sin b$ 。

2 DSP硬件实现

校正/测向处理板的硬件部分主要包含DSP处理单元, 输入、输出接口和控制单元。DSP处理单元是整个系统的核心, 它完成对输入信号所有的运算及其处理, 具体包括天线阵列通道不一致性校正、测向和计算目标经纬度等。根据系统总体要求, 通过对算法的运算精度、运算工作量和存储空间大小的估计, 选择了TI公司的TMS320C6701浮点数字信号处理器芯片。该芯片采用了VLIW CPU核结构, 浮点运算速度可以达到1 000 MIPS。DSP的时钟选择120 MHz, 外接两个FLASHRAM29c020, 用于存储主程序。

P1接口为校正、测向处理板和主控计算机的通信接口, 主要完成与有效载荷计算机相联, 可以将经处理板处理得到的数据传送到主控计算机, 也可以接收计算机发出的数据或指令, 完成与计算机的双向通信。P2接口为源数据及编码信号输入端, 为校正、测向处理板和下变频单元的接口, 用于接收并处理下变频单元输入的12位采样信号。控制单元完成整个系统工作时序的控制, 由FPGA芯片来完成。

3 仿真结果与实验误差处理

为测试本文方法及DSP实现的性能,我们用计算机仿真了多种情况的数据在电路板上进行100次蒙特卡罗实验,结果如表2和表3所示。设信号采样点数为1 024,信噪比为5 dB,调制方式为QPSK方式,信号频率为2 400 MHz,由此计算出定位误差 s_{RMS} 为3.386 7 km,达到了系统要求的测向精度。

表2 通道相对幅相不一致性的实验结果表

幅度			相位/(°)		
真值	均值	均方差	真值	均值	均方差
1	1	0	0	0	0
0.906 1	1.018 9	0.113 2	44.606 3	44.434 9	0.769 1
0.975 8	1.068 0	0.092 7	-118.359 4	-117.818 9	0.646 4
0.860 3	0.985 5	0.125 5	89.981 3	89.909 3	0.417 6
0.907 7	1.001 5	0.093 8	-176.486 1	-176.560 5	0.352 8

表3 地面目标的到达角的实验结果表

方位角/(°)			俯仰角/(°)		
真值	均值	均方差	真值	均值	均方差
-12	-11.932 0	0.399 1	20	19.980 3	0.003 5

4 结 论

本文的方案实现了阵列天线的通道增益不一致性的校正,算法利用从馈电口馈入的辅助源和信号之间的相关性来完成,不需在地面另加辐射信号源,减小了复杂度;采用了较成熟的数字干涉仪体制完成地面目标方位估计,保证了方案的可靠性。在DSP中实现后,经仿真数据测试,系统性能达到了设计要求。

参 考 文 献

- [1] Schmidt R O. Multiple emitter location and signal parameter estimation[J]. IEEE Trans on AP, 1986, 34(3): 276-280
- [2] Ziskind I, Wax M. Maximum likelihood localization of multiple sources by alternating projections[J]. IEEE Trans on Assp, 1988, 36(10): 1 553-1 560
- [3] See C M S. Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gains and phases[J]. Electron Lett, 1994, 30(5): 373-374
- [4] 朱旭东. 相关处理在干涉测向仪中的应用[J]. 现代雷达, 2003, 25(1): 22-25
- [5] 孙仲康. 定位导航与制导[M]. 北京: 国防工业出版社, 1987. 50-72

编 辑 徐安玉