

## 基于海洋回波的高频地波雷达阵列幅相误差校准

董志飞 柯亨玉 董晓辉

(武汉大学电子信息学院电波传播实验室 武汉 430079)

**摘要:** 针对现有无源校准方法在高频地波雷达中失效的问题, 该文提出了一种基于海洋回波的高频地波雷达阵列幅相误差校准算法。该算法利用相控阵中相邻天线对同一海流面元回波之间满足的关系, 建立多组幅相误差方程并联合求解。通过对模拟的海洋回波的数据进行处理, 分析算法的幅相误差校准值的估计偏差。将此算法应用在实测数据处理中, 验证了其有效性及可靠性。

**关键词:** HF 地波雷达; 阵列校准; 海洋回波

中图分类号: TN 959.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2007)06-1437-04

## HF Ground Wave Radar Array Calibration for Amplitude and Phase Errors Based on Sea-Echo

Dong Zhi-fei Ke Heng-yu Dong Xiao-hui

(Radio Wave Propagation Laboratory, Electronics & Information College,  
Wuhan University, Wuhan 430079, China)

**Abstract:** An algorithm of HF ground wave radar array calibration for amplitude and phase errors based on sea-echo is proposed in this paper. According to the relation between the adjacent antenna sea-echo responses for the same ocean cell, the equations of amplitude and phase errors are developed and solved. The bias of calibration results is analyzed by numerical simulation, and its application in HF ground wave radar OSMAR2000 shows this algorithm effective and credible.

**Key words:** HF ground wave radar; Array calibration; Sea-echo

### 1 引言

近几十年来, 对海探测的高频地波雷达系统中常采用各种超分辨率信号处理算法, 如 MUSIC, MVDR 等等。这些算法大多基于一定的信号模型, 对于接收阵列有严格的要求, 比如阵元的实际位置与标定位置无偏差、天线阵元之间不存在互耦、各接收通道间的幅响应必须一致等等。当阵列不满足这些条件时, 算法的性能会急剧下降, 甚至无法工作。而在实际应用中, 很难从硬件上实现完全理想的接收系统。因此, 这些模型误差是不可避免的, 且必须通过一定的方式进行校准。

一般来说, 接收阵列的幅相误差校准方法大致可分为“有源校准”和“无源校准”两类。有源校准是通过接收某一个或多个已知源的来波实现接收系统的校正; 而无源校准方法是通过接收到的数据进行处理, 从而实现接收系统的校正, 这类方法不需要任何关于回波的先验信息。用于对海探测的高频地波雷达系统通常架设在海边, 如果采用有源校准, 则校正用辅助源必须放置在海上或海边。在海中放置辅助源比较昂贵, 并且不易维护; 在海边放置, 则易受到地

形影响。因此, 无源校准方法对于高频地波相控阵雷达具有更重要的意义。目前, 已经有多种无源校准的算法被提出, 如 Paulraj 和 Kailath<sup>[1]</sup> 的利用均匀线性阵接收的非相关信号构成的协方差矩阵为 Toeplitz 矩阵这一性质来获取阵元及通道的幅相误差值; Friedlander 和 Weiss<sup>[2, 3]</sup> 提出的方法则利用噪声子空间和信号子空间正交的性质, 构造代价函数, 通过迭代获得误差和角度的联合估计。通过实测数据验证, 这些算法在类似 OSMAR2000 这种小型相控阵雷达中不适用<sup>[4]</sup>。深入分析, 可知这些算法没有充分利用接收信号的先验信息。由于海洋回波信号具有一定的平稳随机性, 因此如果充分利用海洋回波的统计信息, 有可能从中提取阵列幅度和相位误差并进行校准。

本文正是利用某一距离元环带上的海洋回波信号, 提出了一种高频地波雷达阵列幅相误差校准算法。该算法的思路是首先建立相邻两个接收单元间的幅度误差与接收信号自相关系数的方程式以及相邻两个接收单元间的相位误差与接收信号互相关系数的方程式, 这两个方程式中都含有一个未知常量。然后利用已知的信息, 求出该常量。最后, 将多个接收单元的幅相误差方程联合, 求出幅相误差值。通过对模拟的海洋回波的数据进行处理, 分析该算法的估计偏差; 将此算法应用在实测数据处理中, 验证了该算法的有效性及其可靠性。

2005-11-28 收到, 2006-06-28 改回

国家 863 计划项目(2002AA639170)和教育部重点项目(01114)资助课题

## 2 阵列接收信号数学模型

在高频地波雷达系统中,常采用FMCW体制,海洋回波经雷达接收机采样后,由DSP板及相关软件完成不同距离元回波的分隔<sup>[5]</sup>。这样可以得到不同接收单元上的多个距离元环带上的时间采样序列,不妨设采样点数为 $N$ 。

如图1所示,由 $M$ 个单元构成的均匀线性接收阵列,阵间距为 $d$ ,阵法线垂直于阵列方向;发射波束为宽波束,覆盖的张角区域为 $[\theta_1, \theta_2]$ 。图中, $x(\theta, t)$ 表示 $\theta$ 角度所对应的一小块面元的海洋回波信号。对任意一根接收天线而言,接收信号可以看成是来自各个不同方向上小面元的海洋回波信号的叠加。

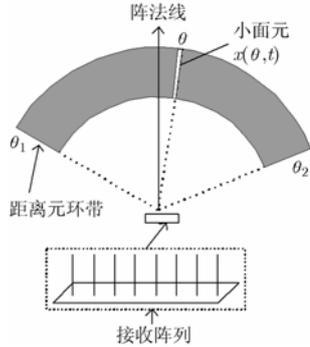


图1 单距离元环带阵列接收信号示意图

以第一根天线为参考点,考虑通道失配的影响<sup>[6]</sup>,设第 $i$ 根天线的通道失配因子为 $g_i e^{j\varphi_i}$ ,则接收信号可以写成

$$X_i(t) = g_i e^{j\varphi_i} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(\theta, t) e^{-j \frac{2\pi d}{\lambda} (i-1) \sin \theta} d\theta + n_i(t), \quad t = 1, 2, \dots, N, \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (1)$$

其中 $n_i(t)$ 表示第 $i$ 根接收天线上的噪声。

需要指出的是,对于 $x(\theta, t)$ 表示 $\theta$ 方向上所对应的小面元的海洋散射回波信号而言, Barrick在其专利<sup>[7]</sup>中指出,对于任意相差 $0.5^\circ$ 以上的海洋面元而言,可以认为它们的回波信号彼此不相关。此外,依据文献中对海洋回波特性的理论分析和对实测回波信号的统计验证,可以知道,在海洋环境充分发展,海洋回波是平稳随机过程,具有各态历经性;即使是来自单一方向的海洋回波采样时间信号序列也是由大量的独立的小面元海洋回波构成,根据大数定律可以认为它是高斯分布的;同时,在海洋回波信号中,一阶Bragg散射占海洋回波能量的大部分<sup>[8]</sup>,当海态变化不太剧烈时,海洋回波能量在统计意义上十分稳定。这样,来自各个方位上的海洋回波相关系数可表示为

$$E[x(\theta, t) \cdot x^*(\theta', t)] = \sigma(\theta)^2 \delta(\theta - \theta') \quad (2)$$

其中参数 $\sigma(\theta)^2$ 为小面元回波信号的方差。式(2)的物理意义可解释为,不同角度上的面元回波信号互不相关,且对于任意角度上的海洋回波信号在统计意义下的能量强度不变。

## 3 阵列幅相校准算法

上一节给出了接收信号模型及海洋回波特性,为了求出

各个接收单元的幅相误差因子 $g_i e^{j\varphi_i}$ ,下面从接收信号出发,通过研究它们的相关性分别推导出幅度和相位误差因子的方程。

### 3.1 幅度校准

首先考虑幅度误差因子 $g_i$ 求取。文献[9]提出,可利用各个通道接收信号的一阶功率谱进行幅度误差校准,其实质是利用了一阶海洋回波的能量稳定性。类似地,也可通过考察接收信号的平均能量,即用各个天线接收信号自协方差来进行幅度误差因子的校准。

第 $i$ 根天线上的接收信号自协方差为

$$E[X_i(t)X_i^*(t)] = E \left[ \left( g_i e^{j\varphi_i} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(\theta, t) e^{-j \frac{2\pi d}{\lambda} (i-1) \sin \theta} d\theta + n_i \right) \cdot \left( g_i^* e^{-j\varphi_i} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x^*(\theta, t) e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (i-1) \sin \theta} d\theta + n_i^* \right) \right] \quad (3)$$

不妨假设各个天线上接收信号的噪声为零均值独立高斯分布,

$$E[n_i] = 0, \quad E[n_i n_j^*] = \sigma_n^2 \delta(i - j) \quad (4)$$

其中 $i$ 和 $j$ 表示相控阵天线单元的编号。

利用式(2)和式(4)将式(3)化简,得

$$E[X_i(t)X_i^*(t)] = g_i^2 \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 d\theta + \sigma_n^2 \quad (5)$$

一般来说,海洋回波中一阶谱占海洋回波能量的大部分,比相邻的二阶谱以及噪声电平高得多(一般要高20~30dB)。在宽波束雷达中,由于不同方向上的流速不同,回波信号的一阶谱会发生展宽,展宽后的一阶谱区在整个频域范围内所占区域十分稳定。因此,可以通过一个线性滤波器在频率内对接收到的信号 $X_i(t)$ 滤波,只保留一阶谱部分,从而减小噪声对接收信号的影响。通过滤波后,信号变为 $\hat{X}_i(t)$ ,可以忽略式(5)中第二项,有

$$E[\hat{X}_i(t)\hat{X}_i^*(t)] = g_i^2 \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 d\theta \quad (6)$$

通常,以第一根天线为参考天线,令 $g_1 = 1$ ,有

$$\frac{E[\hat{X}_i(t)\hat{X}_i^*(t)]}{E[\hat{X}_1(t)\hat{X}_1^*(t)]} = \frac{g_i^2 \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 d\theta}{g_1^2 \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 d\theta} = \frac{g_i^2}{g_1^2} = g_i^2, \quad i = 2, 3, \dots, M \quad (7)$$

利用上式即可求出幅度误差因子 $g_i$ 。其中 $E[\hat{X}_i(t)\hat{X}_i^*(t)]$ 可由估计式 $E[\hat{X}_i(t)\hat{X}_i^*(t)] = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N \hat{X}_i(t)\hat{X}_i^*(t)$ 给出。

### 3.2 相位校准

相位校准就是要求出相位误差因子 $\varphi_i$ 。为了分析天线之间的相位误差关系,先考虑第 $i$ 根和第 $k$ 根天线的接收信号的互相关系数:

$$E[X_i(t)X_k^*(t)] = E \left[ \left( g_i e^{j\varphi_i} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(\theta, t) e^{-j \frac{2\pi d}{\lambda} (i-1) \sin \theta} d\theta + n_i \right) \cdot \left( g_k^* e^{-j\varphi_k} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x^*(\theta, t) e^{j \frac{2\pi d}{\lambda} (k-1) \sin \theta} d\theta + n_k^* \right) \right] \quad (8)$$

由于小面元信号  $x(\theta, t)$  与噪声信号  $n_i(t)$  不相关, 且不同天线之间的噪声也互不相关, 则式(8)可以化简为

$$\begin{aligned} E[X_i(t)X_k^*(t)] &= E\left[g_i e^{j\varphi_i} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x(\theta, t) e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(i-1)\sin\theta} d\theta \right. \\ &\quad \left. \cdot g_k^* e^{-j\varphi_k} \int_{\theta_1}^{\theta_2} x^*(\theta, t) e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(k-1)\sin\theta} d\theta \right] \\ &= g_i g_k^* e^{j(\varphi_i - \varphi_k)} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \int_{\theta_1}^{\theta_2} E[x(\theta, t)x^*(\theta', t)] \\ &\quad \cdot e^{-j\frac{2\pi d}{\lambda}(i-1)\sin\theta} e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(k-1)\sin\theta'} d\theta d\theta' \end{aligned} \quad (9)$$

同样, 利用式(2)将上式进一步化简, 得

$$E[X_i(t)X_k^*(t)] = g_i g_k^* e^{j(\varphi_i - \varphi_k)} \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(k-i)\sin\theta} d\theta \quad (10)$$

考虑式中的积分部分, 令

$$C_{ik} = \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}(k-i)\sin\theta} d\theta = |C_{ik}| e^{j\varphi_{ik}} \quad (11)$$

显然, 根据前面提到的海洋回波特性,  $\sigma(\theta)$  是稳定的分布; 而雷达探测张角  $[\theta_1, \theta_2]$  由雷达发射波束和周围地理环境所决定, 也是稳定取值范围。这样, 当  $i$  和  $k$  给定时,  $C_{ik}$  可看作一个常量, 那么  $C_{ik}$  的复角主值  $\varphi_{ik}$  也是一个常量。由积分关系式还可以看出,  $\varphi_{ik}$  的取值只与  $i-k$  相关; 当  $i < k$  时, 只存在  $M-1$  个互不相同的  $\varphi_{ik}$  值。

令  $E[X_i(t)X_k^*(t)]$  的复角为  $\phi_{ik}$ , 这样, 由式(11)得下面等式:

$$\phi_{ik} = \varphi_i - \varphi_k + \varphi_{ik} + 2m\pi, \quad i, k = 1, 2, \dots, M \quad (12)$$

其中  $m$  为一任意整数,  $\phi_{ik}$  可以由估计式  $E[X_i(t)X_k^*(t)] = \frac{1}{N} \sum_{t=1}^N X_i(t)X_k^*(t)$  的复角主值给出。

如果以第一根天线作为参考点, 可以令  $\varphi_1 = 0$ 。同时, 如果不限定第  $i$  根天线相位误差因子  $\varphi_i$  的取值范围, 就会有无穷多组满足条件的解, 即对于任何  $\varphi_i + 2k\pi$  都是满足条件的, 式(12)正是由此导致引入参数  $m$ 。反过来, 如果令  $m = 0$ , 则必然能找到一组满足条件的解。

因此, 我们令  $i = 1, \dots, M-1, k = i+1$ , 利用  $\varphi_1 = 0, m = 0$  这一条件, 可以得到如下方程组:

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & \ddots & \dots & 0 \\ \vdots & 0 & \ddots & 1 & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -1 & 1 \end{bmatrix}_{M \times M} \begin{bmatrix} \varphi_1 \\ \varphi_2 \\ \vdots \\ \varphi_{M-1} \\ \varphi_M \end{bmatrix}_{M \times 1} = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_{12} - \phi_{12} \\ \vdots \\ \varphi_{M-2M-1} - \phi_{M-2M-1} \\ \varphi_{M-1M} - \phi_{M-1M} \end{bmatrix}_{M \times 1} \quad (13)$$

表1 通道增益(真实/估计值)

通道代号	1	2	3	4	5	6	7	8
通道幅度真实值	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0	7.0	8.0
通道幅度估计值	1.0	2.001	2.999	3.974	4.928	5.965	7.086	8.143

根据式(11), 有:  $\varphi_{12} = \varphi_{23} = \dots = \varphi_{(M-1)M}$ , 令其为  $\gamma$ , 如果能够求出  $\gamma$  的值, 那么解此方程组就可以求出一组相位误差因子  $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_M$ 。显然,  $\gamma$  的值的求取是相位校准能否成功的关键因素。考虑式(11), 有

$$\gamma = \arg\left(\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sigma(\theta)^2 e^{j\frac{2\pi d}{\lambda}\sin\theta} d\theta\right) \quad (14)$$

需要指出的是, 该方程组解受  $\gamma$  的值的准确度的影响较大,  $\gamma$  的值波动较大时, 所得的相位校准值会出现较大的偏差。为增强其稳定性, 同幅度校准时一样, 通过一个线性滤波器进行预滤波, 只保留信噪比较高的一阶谱部分。此时,  $\gamma$  中的积分限有可能不再连续, 即只包含一阶回波较强的部分分立海流元。采用滤波后数据, 处理过程不受影响。由于采用信噪比较高的海流回波, 整个处理更为稳健。

为得到  $\gamma$  的值, 可以利用某对较为稳定的相邻通道相位关系或者已知方位的目标。在 OSMAR2000 中, 就是利用天线阵前方的灯塔回波帮助确定  $\gamma$  的值。

对上面的误差校正算法小结如下: (1)根据时域采样数据, 对其进行预滤波, 计算出  $E[\hat{X}_i(t)\hat{X}_i^*(t)]$  的估计值, 然后由式(7)求出幅度校准因子; (2)对滤波后的采样数据, 计算  $\phi_{ik}$  的估计值; (3)利用已知信息求出  $\gamma$ , 通过求解方程组(13)得到相位校准因子。

#### 4 仿真实验分析与实测数据处理结果

为验证本文所提方法的正确性, 通过计算机仿真实验, 分析其性能; 通过对实测数据进行处理, 验证该算法的有效性。

**仿真实验 1** 在仿真实验中, 假设阵元个数  $M = 8$ , 相邻阵元间的间距取为  $\lambda/2$ , 采样样本数  $N = 1024$ 。接收信号数据由式(2)得到, 其中每一个小面元的信号仿真见文献[10]。信号与系统噪声相互独立, 且噪声为高斯白噪声。在一阶谱区的信噪比为 30dB 的条件下, 所得结果如表 1 和表 2 所示。

**仿真实验 2** 信号参数同上, 将一阶谱区的信噪比改为 15dB, 所得结果如表 3 和表 4 所示。

从上面的仿真结果可以看到, 校准的结果是比较理想的。当信噪比为 30dB 时, 幅度校准值的平均相对偏差在真实值的 3%以内, 相位校准值的均方根角度误差  $4.501^\circ$ 。当信噪比为 15dB 时, 幅度校准值的平均相对偏差在真实值的 8%以内, 相位校准值的均方根角度误差  $5.081^\circ$ 。可以看出, 随着信噪比的下降, 幅度校准值的平均相对偏差有所增大, 而相位校准值的平均偏差变化不大, 这是由于幅度校准受噪

表 2 通道相位真实 / 估计值

通道代号	1	2	3	4	5	6	7	8
通道相位真实值(°)	0.0	10.0	20.0	30.0	40.0	50.0	60.0	70.0
通道相位估计值(°)	0.0	12.314	24.450	35.951	46.529	56.053	64.498	71.400

表 3 通道增益真实 / 估计值

通道代号	1	2	3	4	5	6	7	8
通道幅度真实值(dB)	1.0	2.0	3.0	4.0	5.0	6.0	7.0	8.0
通道幅度估计值(dB)	1.0	1.992	2.952	3.847	4.675	5.501	6.507	7.606

表 4 通道相位真实 / 估计值

通道代号	1	2	3	4	5	6	7	8
通道相位真实值(°)	0.0	10.0	20.0	30.0	40.0	50.0	60.0	70.0
通道相位估计值(°)	0.0	8.434	16.442	23.996	32.104	43.287	55.966	74.200

声影响比较大。在实际的海洋回波中,各距离元回波信噪比大多数能达到 20dB 以上,而且回波信噪比 30dB 左右距离元也很多,完全能满足算法对信噪比的要求。

**实测数据处理** 武汉大学高频地波雷达 OSMAR2000 在某地设有两个雷达站: A 站和 B 站。在 2001 年 12 月 24 日于 A 站作了探测海上移动目标的方位和距离目标对比试验。利用这场数据来验证校正算法的性能。首先利用海洋回波数据获得幅相误差估计值,然后对回波数据进行校正,最后得到试验船的方位值。采用第 7 个距离元上的回波进行校准,该距离元的信噪比约为 26dB。图 2 是所得的航迹图,图中径向单位为公里,角度单位为度。标号为 1 的轨迹为船载 GPS 数据所得,标号为 2 的轨迹为校正后数据估计得到。从图中可以看到,估计得到的试验船的方位值与真实值基本相符,说明本算法基本上是可靠和有效的。

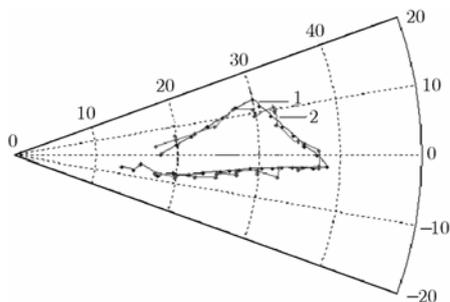


图 2 校正后实验船与 GPS 航迹对比图

## 5 结束语

本文提出了一种基于海洋回波的阵列幅相误差校准算法,通过对模拟的海洋回波的数据进行处理,分析了该算法的幅相误差校准值的估计偏差。将该算法应用在实测数据处理中,验证了该算法的有效性及其可靠性。由于海洋回波总是存在,该算法也有较好的适应性。

## 参考文献

[1] Paulraj A and Kailath T. Direction of arrival estimation by

eigenstructure methods with unknown sensor gain and phase[C]. ICASSP, Tampa, Florida, 1985, 2: 640-643.

- [2] Friedlander B and Weiss A J. Eigenstructure methods for direction finding with sensor gain and phase uncertainties[C]. ICASSP, New York, 1988, 5: 2681-2684.
- [3] Friedlander B and Weiss A J. Direction finding in the presence of mutual coupling. *IEEE Trans. on AP*, 1991, 39(3): 273-284.
- [4] 李国伟. 高频地波雷达目标探测中的误差校正研究. [硕士论文], 武汉: 武汉大学电子信息学院, 2003.
- [5] Khan R, Gamberg B, and Power D, *et al.* Target detection and tracking with a high frequency ground wave radar[J]. *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 1994, 19(4): 540-548.
- [6] 刘树德, 罗景青等. 空间谱估计及其应用[M]. 合肥: 中国科学技术大学出版社, 1997: 141-142.
- [7] Barrick D E and Lipa B J. Radar angle determination with MUSIC direction finding[P]. US Patent, 5, 990, 834. 1999-11-23.
- [8] Barrick D E and Snider J B. The statistics of HF sea-echo doppler spectra [J]. *IEEE Trans. on AP.*, 1977, 25(1): 19-28.
- [9] 杨绍麟, 柯亨玉等. 高频地波雷达基于海洋回波的通道幅度自校准方法[J]. *电子与信息学报*, 2002, (9): 1233-1237. YangShaolin and KeHengyu, *et al.* Self-calibration method of channel amplitude of HF ground wave radar based on sea echo. *Journal of Electronics and Information Technology*, 2002, (9): 1233-1237.
- [10] Law K E, Fernandez D M, and Paduan J D. Simulation-based evaluations of HF radar ocean current algorithms[J]. *IEEE Journal of Ocean Engineering*, 2000, 25(4): 481-491.

董志飞: 男, 1979 年生, 博士生, 研究方向为雷达阵列信号设计与处理。

柯亨玉: 男, 1957 年生, 教授, 博士生导师, 发表论文数十篇, 获省部级以上奖多项, 研究方向为天线理论与设计、电磁场理论与工程应用和高频无线电磁海洋遥感技术等。