

发射阵列互耦及幅相误差校正

苏洪涛 张守宏 保铮

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室 西安 710071)

摘要 该文研究了基于发射方向图综合的双基地高频地波超视距雷达发射天线阵互耦、幅度及相位误差模型。根据误差模型的特点,提出一种发射天线阵列误差校正的方法。该方法利用收、发天线之间的直达波信号,采用迭代最小二乘法对发射天线阵误差进行估计。仿真结果验证了该方法的有效性。

关键词 双基地雷达, 高频地波雷达, 互耦校正, 幅相误差校正

中图分类号: TN958.93

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)05-0941-04

Mutual Coupling, Gain and Phase Error Calibration for Transmitting Array

Su Hong-tao Zhang Shou-hong Bao Zheng

(Key Laboratory of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract An error model of transmitting array mutual coupling, gain and phase error of the synthetic transmitted beam bistatic HF-Surface Wave Radar (HF-SWR) is investigated in this paper. According to the characteristics of the error model, a transmitting array calibration method is proposed. This method employs the direct signal between receiving antenna and transmitting antenna as calibration sources, and utilizes an iterative Least Square (LS) algorithm to estimate the errors of transmitting array. Simulation results validate the effectiveness of this method.

Key words Bistatic radar, HF-SWR, Mutual coupling calibration, Gain and phase error calibration

1 引言

文献[1]提出了一种新的双(多)基地高频地波超视距雷达,该雷达借鉴脉冲/孔径综合雷达(SIAR)^[2]的基本原理,将发射系统安装在岸上,在接收站(岸基或舰船)只安装接收设备,从而构成双(多)基地雷达系统。这一系统,其接收站隐蔽(仅接收信号,不辐射能量),所以具有良好的抗电子侦察、抗有源定向干扰、抗反辐射导弹(ARM)的能力。此雷达系统通过对各个无方向性辐射单元(发射天线)的信号进行编码,接收端进行分离-调相-求和处理,得到特定方向的窄脉冲回波,即通过接收端的处理可以等效地综合出发射波束。由于发射天线阵列误差的存在,接收端所综合的等效发射方向图会发生畸变,导致检测性能下降。许多学者在阵列误差校正方面做了大量工作,其中基于方向参数与误差参数联合估计思想的一类误差校正方法受到了人们普遍的重视^[3-4],文献[5]研究了发射天线阵互耦校正问题,这些方法都需要若干方位已知或未知的校正源。本文根据双(多)基地高频地波超视距雷达的特点,提出一种发射天线阵误差校正的方法,该方法利用收、发天线间的直达波信号进行发射阵列互耦、幅度以及相位误差的校正。

2 发射阵列误差模型

2.1 基于发射波束综合的高频地波超视距雷达信号处理过程

基于发射波束综合的高频地波超视距雷达信号处理过

程如图1所示。假设双基地高频地波超视距雷达采用 N 个岸基发射天线,各个天线单元的方向图特性相似,发射波形为调频中断连续波(FMICW),则第 l 路发射信号可表示为

$$s_l(t) = g(t)A \exp \left[j2\pi \left((f_0 + \Delta f_l)t - \frac{\mu}{2}t^2 \right) \right] \quad (1)$$

式中, f_0 为雷达工作频率; Δf_l 为第 l 路发射信号的相对频率偏移; μ 为调频率; A 为发射信号幅度; $g(t)$ 为门控信号用于控制对调频连续波信号的截断。由于高频地波雷达调频带宽较窄(一般为几千赫~几十千赫),而各个发射阵元的发射载频各不相同,因此各发射阵元的辐射信号不能在空间形成发射相干方向图,其发射能量为原波束的各个方向的能量相加。目标回波信号为

$$r(t) = \sum_{l=1}^N g(t - \tau_l)A \exp \left[j2\pi \left(f_l(t - \tau_l) - \frac{\mu}{2}(t - \tau_l)^2 \right) \right] \quad (2)$$

式中 $f_l = f_0 + \Delta f_l$, $\tau_l = \tau_0 - \Delta \tau_l - v_l t / c$, 而 $\tau_0 = R/c$, R

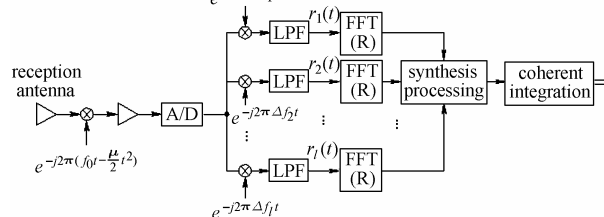


图1 基于发射波束综合的高频地波超视距雷达信号处理过程

Fig.1 Signal processing scheme of transmit

beamforming based HF-SWR

为目标相对于接收站和发射站的距离和, c 为光速;
 $\Delta\tau_l = \mathbf{r}_l^T \mathbf{k} / c$, \mathbf{r}_l 为第 l 个发射阵元相对于参考点的距离矢量,
 $\mathbf{k} = [\cos\theta_T \quad \sin\theta_T]^T$ 为指向目标的单位矢量, T 表示转置,
 θ_T 为目标相对于发射阵的方位角(由于高频地波雷达信号主要沿海表面传播, 所以目标信号的角度仅考虑方位角);
 v_r 为目标相对于接收站和发射站的双基地径向速度,
 $t' = nT_r + t$, ($0 < t \leq T_r$), t 表示距离维采样时间(快时间),
 T_r 为调频周期, n 为调频周期数。该接收信号与发射基
 准信号 $\exp\left[j2\pi\left(f_0 t - \frac{\mu}{2} t^2\right)\right]$ 复混频后的信号为

$$s_r(t) = \sum_{l=1}^N g(t - \tau_l) A \exp\left[j2\pi\left((\Delta f_l + \mu\tau_l)t - f_l\tau_l - \frac{\mu}{2}\tau_l^2\right)\right] \quad (3)$$

对式(3)的信号分别与复正弦信号 $\exp(-j2\pi\Delta f_l t)$ 相乘, 并分别经过低通滤波, 忽略门控信号 $g(t)$ 的影响, 可得到 N 路基带信号(如图1所示):

$$r_l(t) = A \exp\left[j2\pi\left(\mu\tau_l t - f_l\tau_l - \frac{\mu}{2}\tau_l^2\right)\right], \quad l=1, \dots, N \quad (4)$$

通常 $\tau_0 \gg \Delta\tau_l$, $f_l\tau_l \gg (\mu/2)\tau_l^2$, 因此, 分别对式(4)所示信号进行快速傅里叶变换(FFT)即可获得目标的距离和信息。经过距离维 FFT 处理后, 距离和为 R 的目标回波信号为

$$r_l(R) = A' \exp(-j2\pi f_l \tau_l), \quad l=1, \dots, N \quad (5)$$

上式中, A' 为经过距离维 FFT 处理后目标回波信号的幅度。对式(5)中同一个距离门, N 个通道信号的相位项进行补偿然后求和, 可以得到目标相对于发射阵列的方位角, 对经过综合后的信号进行相干积累就可以获得目标的速度信息。

2.2 发射阵列误差模型

2.1 节所给出的高频地波超视距雷达的信号处理过程是假定阵列无误差情况下得到的, 而实际阵列存在互耦、幅度以及相位误差等误差, 这些误差的存在会严重影响波束形成的效果, 从而影响目标方位的估计。这里我们仅考虑天线互耦、幅度及相位误差的影响。假定 \mathbf{C} 为 $N \times N$ 发射互耦矩阵, $C_{l,k}$ 为其第 l 行、第 k 列的元素, 表示第 k 个天线对第 l 个天线影响的互耦系数。由于发射信号带宽较窄, 满足窄带工作条件^[6], 因此发射天线通道误差可用一对角阵表示为

$$\mathbf{\Gamma} = \text{diag}(\Gamma_1, \dots, \Gamma_N) \quad (6)$$

上式中, $\Gamma_l, l=1, \dots, N$ 表示各个发射通道的幅相误差, diag 表示 $\mathbf{\Gamma}$ 的主对角线元素由各个发射通道的幅相误差组成, 非对角线元素为零。

令 $\mathbf{x} = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_N(t)]^T$ 为 N 个发射天线的输入激励信号, 其中 $s_l(t), l=1, 2, \dots, N$ 为第 l 个天线的输入信号, 其信号表示式如式(1), 则当发射天线无误差时, 发射天线阵的输出矢量(忽略发射机内噪声影响)为

$$\mathbf{y} = \mathbf{x} \quad (7)$$

当发射天线存在互耦、幅度及相位误差时, 发射天线阵的输出矢量(忽略发射机内噪声影响)为

$$\mathbf{y}_E = \mathbf{C}\mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{x} \quad (8)$$

则当发射天线存在互耦、幅度及相位误差时, 第 l 路发射信号可表示为

$$s'_l(t) = g(t) \sum_{k=1}^N C_{l,k} \cdot \Gamma_k \cdot \exp\left[j2\pi\left((f_0 + \Delta f_k)t - \frac{\mu}{2}t^2\right)\right] \quad (9)$$

此时, 接收端单个接收天线接收到的目标回波信号, 应当是上述各个发射阵元发射的信号到达目标后的返回信号, 其可表示为

$$\begin{aligned} r'(t) &= \sum_{l=1}^N s'_l(t - \tau_l) \\ &= \sum_{l=1}^N \sum_{k=1}^N g(t - \tau_l) C_{l,k} \Gamma_k A \\ &\quad \cdot \exp\left[j2\pi\left(f_k(t - \tau_l) - \frac{\mu}{2}(t - \tau_l)^2\right)\right] \end{aligned} \quad (10)$$

上式所示接收信号, 经过图1所示的信号处理过程, 经过混频、复正弦信号相乘、低通滤波, 忽略门控信号 $g(t)$ 的影响, 并经过 FFT 后, 对应目标所在距离单元的 N 路等效信号为

$$r'_l = A' \Gamma_l \sum_{k=1}^N C_{k,l} \exp(-j2\pi f_l \tau_k), \quad l=1, \dots, N \quad (11)$$

式中 A' 为经过距离维 FFT 处理后目标回波信号的幅度。从式(11)可以看出, 由于互耦的存在, 式(11)中的第 l 路接收等效信号可视为无互耦误差时, 各个阵元发射频率均为 f_l 的信号, 并且以互耦矩阵的第 l 列为发射权矢量时的接收信号。

将式(11)所示的信号写成矢量形式, 其可表示为

$$\mathbf{r}(R, \theta_T) = A' \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}(R, \theta_T) \mathbf{c} \quad (12)$$

上式中

$$\mathbf{A}(R, \theta_T) = \begin{bmatrix} \mathbf{a}_1(R, \theta_T) & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{a}_2(R, \theta_T) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \mathbf{a}_N(R, \theta_T) \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中 $\mathbf{a}_i(R, \theta_T) = [e^{-j2\pi f_i \tau_1}, e^{-j2\pi f_i \tau_2}, \dots, e^{-j2\pi f_i \tau_N}]$, $i=1, \dots, N$ 。
 $\mathbf{c} = [\mathbf{c}_1^T, \mathbf{c}_2^T, \dots, \mathbf{c}_N^T]^T$, 其中 $\mathbf{c}_i, i=1, \dots, N$ 表示互耦矩阵 \mathbf{C} 的第 i 列。 (R, θ_T) 表示与距离和为 R , 相对于发射天线阵方位角为 θ_T 的目标有关。

在上面的分析中, 我们没有考虑噪声的影响。对于发射天线, 其发射信噪比足够大, 所以发射天线内噪声的影响可以忽略; 而对于接收天线, 由于高频段外部噪声要远远大于接收机内部噪声, 所以噪声的影响不能忽略。考虑接收端噪声的影响, 式(12)应修正为

$$\mathbf{r}(R, \theta_T) = A' \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}(R, \theta_T) \mathbf{c} + \mathbf{n} \quad (14)$$

其中 \mathbf{n} 表示噪声矢量, 为零均值平稳高斯序列。

3 发射阵列互耦、幅度及相位误差的校正方法

在双基地高频地波超视距雷达工作条件下, 直达波信号

的信噪比可达 30~70dB, 而接收天线相对于发射阵列的距离以及方位是可以精确测量的, 因此, 我们可以利用直达波信号来进行发射天线阵的互耦、幅度及相位误差校正。由第 2 节的分析我们知道, 基于发射波束综合的地波超视距雷达接收端只需少量的接收天线, 因此可以比较容易地实现舰载接收。这里, 我们用固定接收站以及舰载接收站的直达波信号进行发射天线阵的互耦、幅度及相位误差校正。假设共有 M 个直达波信号(包括固定接收站接收的直达波信号以及舰载接收站在不同位置、不同时刻所接收的直达波信号), 对应的接收天线相对于发射天线阵的距离以及相对于参考点的方位角为 (R_m, θ_{Tm}) , $m=1, 2, \dots, M$ 。为了简化书写, 我们将式(12)中与 (R_m, θ_{Tm}) , $m=1, 2, \dots, M$ 有关的项用下标 m 表示, 经过距离 FFT 处理后的直达波信号的幅度用 α_m 表示, 则 M 个直达波信号可表示为:

$$\mathbf{r}_m = \alpha_m \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}_m \mathbf{c} + \mathbf{n}_m, \quad m=1, 2, \dots, M \quad (15)$$

因此, 发射阵元互耦、幅度及相位误差的校正转化为下述最小二乘求解的问题

$$\{\hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{\Gamma}}, \hat{\mathbf{c}}\} = \arg \min_{\mathbf{a}, \mathbf{\Gamma}, \mathbf{c}} \sum_{m=1}^M \|\mathbf{r}_m - \alpha_m \mathbf{\Gamma} \mathbf{A}_m \mathbf{c}\|_F^2 \quad (16)$$

式中 $\mathbf{a} = [\alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_M]^T$, $\|\cdot\|_F$ 是 Frobenius 范数。

式(16)中, 未知参数(复数)的个数为: $M + N + N^2$, 而独立方程的个数为 MN 个, 因此, 保证未知参数有唯一解的必要条件为

$$M \geq \left\lceil \frac{N^2 + N}{N - 1} \right\rceil \quad (17)$$

上式中 $\lceil x \rceil$ 表示对 x 的下取整。在实际工作中, 由于有舰载接收站的存在, 所以上述条件很容易满足。

式(16)的求解过程可用迭代来实现, 每次迭代使两组参数固定, 求解另一组参数。其迭代求解过程主要包括以下 3 步:

第 1 步 固定第 $k-1$ 次迭代时获得的 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)}$ 和 $\hat{\mathbf{c}}^{(k-1)}$, 求解 $\hat{\alpha}_m^{(k)}, m=1, 2, \dots, M$, 则

$$\hat{\alpha}_m^{(k)} = \frac{(\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)} \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{c}}^{(k-1)})^H \mathbf{r}_m}{(\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)} \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{c}}^{(k-1)})^H (\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)} \mathbf{A}_m \hat{\mathbf{c}}^{(k-1)})} \quad (18)$$

第 2 步 固定 $\hat{\alpha}_m^{(k)}, m=1, 2, \dots, M$ 和 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)}$ 求解 $\hat{\mathbf{c}}^{(k)}$, 则:

$$\hat{\mathbf{c}}^{(k)} = (\mathbf{R}_{\mathbf{a}, \mathbf{\Gamma}}^{(k)})^{-1} \mathbf{r}_{\mathbf{a}, \mathbf{\Gamma}}^{(k)} \quad (19)$$

其中 $\mathbf{R}_{\mathbf{a}, \mathbf{\Gamma}}^{(k)} = \sum_{m=1}^M (\hat{\alpha}_m^{(k)})^H \hat{\alpha}_m^{(k)} (\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)} \mathbf{A}_m)^H (\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)} \mathbf{A}_m)$

$$\mathbf{r}_{\mathbf{a}, \mathbf{\Gamma}}^{(k)} = \sum_{m=1}^M (\hat{\alpha}_m^{(k)} \hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)} \mathbf{A}_m)^H \mathbf{r}_m$$

第 3 步 固定 $\hat{\alpha}_m^{(k)}, m=1, 2, \dots, M$ 和 $\hat{\mathbf{c}}^{(k-1)}$ 求解 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k)}$, 则

$$\hat{\boldsymbol{\delta}}^{(k)} = (\mathbf{R}_{\mathbf{a}, \mathbf{c}}^{(k)})^{-1} \mathbf{r}_{\mathbf{a}, \mathbf{c}}^{(k)} \quad (20)$$

上式中 $\hat{\boldsymbol{\delta}}^{(k)} = \text{diag}(\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k)})$ 为列矢量, 即 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^k = \text{diag}(\hat{\boldsymbol{\delta}}^{(k)})$,

$$\mathbf{R}_{\mathbf{a}, \mathbf{c}}^{(k)} = \sum_{m=1}^M (\hat{\alpha}_m^{(k)})^H \hat{\alpha}_m^{(k)} (\text{diag}(\mathbf{A}_m \mathbf{c}^{(k-1)}))^H (\text{diag}(\mathbf{A}_m \mathbf{c}^{(k-1)})),$$

$$\mathbf{r}_{\mathbf{a}, \mathbf{c}}^{(k)} = \sum_{m=1}^M (\hat{\alpha}_m^{(k)} \text{diag}(\mathbf{A}_m \mathbf{c}^{(k-1)}))^H \mathbf{r}_m。$$

定义代价函数:

$$J^{(k)} = \sum_{m=1}^M \|\mathbf{r}_m - \hat{\alpha}_m^{(k)} \mathbf{\Gamma}^{(k)} \mathbf{A}_m \mathbf{c}^{(k)}\| \quad (21)$$

则误差参数迭代求解过程可分为如下几步完成:

- (1) 根据 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)}$ 和 $\hat{\mathbf{c}}^{(k-1)}$, 利用式(18)求解 $\hat{\alpha}_m^{(k)}$, $m=1, 2, \dots, M$;
- (2) 固定 $\hat{\alpha}_m^{(k)}, m=1, 2, \dots, M$ 和 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k-1)}$, 利用式(19)求解 $\hat{\mathbf{c}}^{(k)}$;
- (3) 固定 $\hat{\alpha}_m^{(k)}, m=1, 2, \dots, M$ 和 $\hat{\mathbf{c}}^{(k-1)}$, 利用式(20)求解 $\hat{\mathbf{\Gamma}}^{(k)}$;
- (4) 利用式(21)计算 $J^{(k)}$, 如果 $J^{(k)} - J^{(k+1)} > \varepsilon$ (ε 为预先设定的门限), 则 $k = k + 1$, 转到(1); 如果 $J^{(k)} - J^{(k+1)} \leq \varepsilon$ 则结束。

我们知道, 对发射阵列的校正过程实际上是预失真校正过程, 因此, 在获得互耦矩阵和幅相误差矩阵的估计后, 对激励信号进行预失真处理, 经过预失真处理后发射天线阵的输出矢量可表示为

$$\mathbf{y}_C = \mathbf{C}\mathbf{\Gamma}(\hat{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{\Gamma}})^{-1} \mathbf{x} \quad (22)$$

由第 2 节的分析我们知道, 当发射天线阵无误差时, 接收端等效信号的导向矢量为

$$\mathbf{a}(\theta_T) = [e^{-j2\pi f_1 \tau_1}, e^{-j2\pi f_2 \tau_2}, \dots, e^{-j2\pi f_N \tau_N}]^T \quad (23)$$

而当发射天线存在互耦、幅度及相位误差时, 接收端等效信号的导向矢量可表示为

$$\mathbf{a}_E(\theta_T) = \mathbf{A}(\mathbf{R}, \theta_T) \text{colum}(\mathbf{C}\mathbf{\Gamma}) \quad (24)$$

上式中, $\text{colum}(\mathbf{X})$ 表示, 由矩阵 \mathbf{X} 的各列首尾相连, 构成列矢量。从式(24)可知, 当发射阵列不存在误差时, 即 $\mathbf{C}\mathbf{\Gamma} = \mathbf{I}$, \mathbf{I} 为单位矩阵, 则 $\mathbf{a}_E(\theta_T)$ 变成 $\mathbf{a}(\theta_T)$ 。

当对发射天线的互耦、幅度及相位误差校正后, 接收端等效信号的导向矢量可表示为

$$\mathbf{a}_C(\theta_T) = \mathbf{A}(\mathbf{R}, \theta_T) \text{colum}(\mathbf{C}\mathbf{\Gamma}(\hat{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{\Gamma}})^{-1}) \quad (25)$$

若互耦矩阵和幅相误差矩阵的估计较为准确, $\mathbf{C}\mathbf{\Gamma}(\hat{\mathbf{C}}\hat{\mathbf{\Gamma}})^{-1}$ 接近单位矩阵时, $\mathbf{a}_C(\theta_T)$ 也接近于 $\mathbf{a}(\theta_T)$ 。

与常规阵列处理时阵列的导向矢量不同, $\mathbf{a}(\theta_T)$, $\mathbf{a}_E(\theta_T)$ 和 $\mathbf{a}_C(\theta_T)$ 不仅与载频、方位角及阵元间距有关, 而且还与距离有关, 即存在距离与方位角耦合, 这是采用异频发射信号雷达本身所固有的特点。

在第 2 节分析中, 我们知道该雷达系统中目标方位信息的获取, 是通过对接收端的等效信号进行加权, 对目标方位角进行搜索, 获得目标相对发射天线阵的方位信息, 等效于在接收端综合发射方向图。接收端发射方向图综合权矢量为

$$\mathbf{w} = \frac{\mathbf{a}(\theta)}{\mathbf{a}^H(\theta)\mathbf{a}(\theta)} \quad (26)$$

上式中, $\mathbf{a}(\theta)$ 如式(23)所示。

4 仿真分析

在仿真中, 我们假设发射天线阵为 8 元等距线阵, 雷达工作平均频率为 7MHz, 阵元间距为 21m, 各个发射天线方向图特性相同。共有 $M = 30$ 组直达波信号, 直达波信号平均信噪比为 30dB, 直达波信号信噪比表示经距离处理后的信噪比。假设发射天线阵幅度误差满足方差 $\sigma_p = 0.3$ 的零均值正态分布, 相位误差亦满足方差 $\sigma_\varphi = 0.3$ 的零均值正态分布。互耦矩阵为一复数矩阵。

在该雷达系统中, 我们是对接收端的等效信号进行综合处理, 等效得到发射方向图, 因此, 为了便于比较, 我们使用如下合成发射方向图公式:

$$P(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}(\theta_T) \quad (27)$$

$$P_E(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}_E(\theta_T) \quad (28)$$

$$P_C(\theta) = \mathbf{w}^H \mathbf{a}_C(\theta_T) \quad (29)$$

式(27), 式(28)及式(29)分别表示理想发射天线阵综合方向图、发射天线阵存在互耦、幅度及相位误差时综合方向图及发射天线阵互耦、幅度及相位误差校正后的综合方向图。

图 2 中, 点划线、虚线及实线分别表示 $P(\theta)$, $P_E(\theta)$ 及 $P_C(\theta)$ 。图 2 为发射天线阵的主波束指向 50° 时, 理想发射天线阵的综合方向图、发射天线阵存在互耦、幅度及相位误差时的综合方向图, 以及用本文方法估计得到的互耦矩阵以及幅相误差矩阵对阵列互耦、幅度及相位误差进行校正后的综合方向图。从图 2 中可以看出, 当发射天线阵存在互耦、幅度及相位误差时, 综合出的发射方向图不仅偏离了主波束方向而且副瓣电平也很高, 而使用本文提出的方法对阵列误差进行校正后综合出的发射方向图与理想的发射方向图十分接近。

图 3 中, 点划线、虚线及实线分别表示 $P(\theta)$, $P_E(\theta)$ 及 $P_C(\theta)$ 。图中所示为波束指向为 90° 的情况, 从图中可以看出阵列误差校正后能获得比较理想的发射方向图。

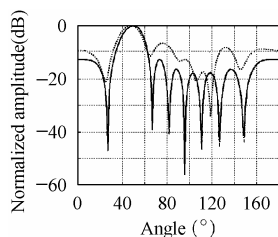


图 2 波束指向 50°
Fig.2 Beam steering 50°

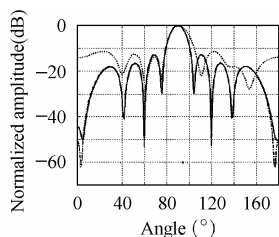


图 3 波束指向 90°
Fig.3 Beam steering 90°

5 结束语

本文主要研究基于发射波束综合的双基地高频地波超视距雷达发射天线阵互耦、幅度及相位误差校正问题。由于该雷达系统通过接收端的处理能够获得等效的发射方向图, 因此, 发射天线阵互耦、幅度及相位误差的影响体现在接收端进行的波束综合中。这些误差的存在, 会使接收端综合的发射方向图主瓣偏移以及副瓣升高, 会严重影响目标的检测性能。此外, 在双基地高频地波超视距雷达系统中, 各个接收站相对于发射天线阵的距离以及方位角都是可以精确测量的, 而直达波信号的信噪比也比较强, 所以我们提出利用直达波信号作为校正源, 采用迭代最小二乘法获得发射天线阵互耦、幅度及相位误差的估计。根据估计结果对发射天线阵的输入激励进行预失真校正, 从而实现发射天线阵互耦、幅度及相位误差校正。由于该方法对发射天线阵的互耦系数矩阵没有特别要求, 所以对阵列的构形也没有特殊的要求, 而直达波信号的信噪比又较高, 同时直达波信号也比较容易获得, 因此采用直达波信号进行阵列误差校正具有较强的实用性。仿真结果证明了该方法的有效性。

参考文献

- [1] 陈伯孝, 许辉, 张守宏. 舰载无源综合脉冲/孔径雷达及其若干关键问题[J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1776 - 1779.
- [2] 保铮, 张庆文. 一种新型的米波雷达-综合脉冲与孔径雷达[J]. 现代雷达, 1995, 17(1): 1 - 13.
- [3] See C M S. Method for array calibration in high-resolution sensor array processing [J]. *IEE Proc-Radar, Sonar Navig.*, 1995, 142(3): 90 - 96.
- [4] Solomon I S D, Gray D A, Abramovich Y I, et al.. Receiver array calibration using disparate sources [J]. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 1999, 47(3): 490 - 505.
- [5] 王炎, 徐善驾. 发射阵列互耦校正[J]. 电子与信息学报, 2004, 25(6): 979 - 983.
- [6] Zatman M. How narrow is narrowband [J]. *IEEE Proc-Radar, Sonar Navig.*, 1998, 145(2): 85 - 91.

苏洪涛: 男, 1974 年生, 讲师, 博士, 研究方向为自适应信号处理、天波及地波超视距雷达信号处理。

张守宏: 男, 1938 年生, 教授, 博士生导师, 中国电子学会会士, 研究领域为雷达系统与检测。

保铮: 男, 1927 年生, 教授, 博士生导师, 中国科学院院士, 中国电子学会会士, 研究领域为雷达信号处理及现代信号处理。