

引用格式:王 迪,王雪梅,何 岷,等. 弹载相控阵雷达单阵元高精度去耦方法[J]. 科学技术与工程, 2019, 19(21): 189-194
Wang Di, Wang Xuemei, He Min, et al. Accurate calculation of antenna radiation of elastic-borne phased array radar based on mutual coupling[J]. Science Technology and Engineering, 2019, 19(21): 189-194

弹载相控阵雷达单阵元高精度去耦方法

王 迪¹ 王雪梅^{1*} 何 岷² 张金昌²
(火箭军工程大学¹,西安 710025;北京遥感设备研究所²,北京 100854)

摘 要 针对目前工程实践中弹载相控阵雷达近场测试中无法有效补偿阵元间互耦的问题,对某型号弹载相控阵雷达的矩形贴片天线,建立单阵元辐射模型,结合信号子空间基本原理,提出一种基于信号波达方向估计值计算单阵元互耦总影响系数的方法。该方法通过均匀矩形阵列信号波达方向估计值计算一个阵元与其周围八个阵元的互耦系数,将互耦系数累加后的结果作为对单阵元的互耦总影响系数,将近场测试值除以互耦总影响系数可得互耦校准后的阵元参数。微波暗室实验结果表明:该方法得到的阵元幅值和相位与理论计算值相近,说明方法是有效的。该方法可以应用到某型弹载相控阵雷达天线校准中,能有效补偿阵元间互耦。

关键词 矩形贴片天线 均匀矩形阵列 信号波达方向估计值 互耦系数 单阵元 近场测试

中图法分类号 TN821+.8; **文献标志码** A

精确制导技术的进一步发展,对导引头功能提出了一系列要求,传统雷达的机械扫描天线已不能满足这些要求,而具备诸多优势的相控阵导引头雷达成为精确制导技术的发展方向,因此如何利用相控阵技术提高导弹精确制导性能已成为备受国内外关注的课题^[1,2]。由于互耦对弹载相控阵天线性能影响很大,会降低导弹制导精度,因此研制弹载相控阵天线时必须考虑互耦影响。

矩形贴片天线阵元间的互耦会导致阵元在阵中的输入阻抗与孤立阵元的输入阻抗相比发生变化,引起阵元辐射效率及系统效率降低,进而引起阵列失配和极化特性变坏等问题^[3],严重影响以矩形贴片天线为阵元的弹载相控阵雷达的性能,因此阵列互耦的校准问题是阵列校准领域的一个重要研究方向。

平面近场测试技术是近场测试技术中最为成熟的一种,适用于定向天线的校准、测量。文献[4]提出了一种基于坐标变换技术的宽角扫描相控阵天线测量的新方法。文献[5]提出了一种基于最小二乘法的平面波综合方法,通过最小二乘方法来求得使目标函数最小的单元激励。近场测试技术操作简单,但忽略阵元间存在的互耦效应,

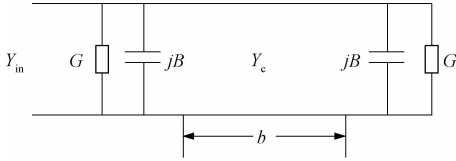
2019年1月2日收到
第一作者简介:王 迪(1994—),男,汉族,河北邢台人,硕士研究生。E-mail:15319767083@163.com。
*通信作者简介:王雪梅(1967—),女,汉族,吉林农安人,硕士,教授。E-mail:978177674@qq.com

因此难以精确的修正阵元的幅相误差,目前针对弹载相控阵雷达天线近场测试并没有较好的互耦校准方法,文献[6]提出的互耦校准技术无需外场测量装置,但要求各阵元通道可以独立控制其工作状态,仅适用于相控阵天线的机内测试系统,文献[7,8]提出的换相法目前仅应用于星载相控阵天线的校准。文献[9—14]所提出的方法大多针对线阵、圆阵,大多工程实用性不强。本文结合弹载相控阵雷达天线近场测试,提出了一种高精度去耦方法,利用设置辅助阵元获得的信号波达方向(direction of arrival, DOA)估计值计算阵元互耦总影响系数,不同于其他方法对对阵列方向图校准,本方法可以对每个阵元进行互耦校准,精度高,校准后的结果可以直接在微波暗室实验验证,能够应用于工程实践中。经过实验验证,本方法可以对天线每个阵元进行有效去耦。

1 弹载相控阵雷达天线单阵元模型

某弹载相控阵雷达天线为矩形微带贴片天线,设辐射源长为 a ,宽为 b ,介质板厚度为 h , $h \ll \lambda_0$, λ_0 为自由空间波长,将矩形微带贴片看成场沿 a 边没有变化的传输线谐振器,场沿 b 边呈驻波变化,辐射主要由开路端 a 边处边缘产生,因此微带天线可表示为相距 b 的两条平行缝隙^[15](长为 a ,宽为 h)。矩形微带天线等效模型见图1,实物模型见图2。

首先计算微带线的一条开路终端缝隙辐射。在



Y_c 是微带线的特性导纳, G 为缝隙两端之间辐射电导,

B 开路缝隙的等效电容, Y_m 微带线的输入导纳

图1 矩形微带天线等效模型

Fig. 1 Rectangular microstrip antenna equivalent model

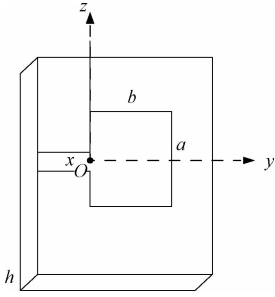


图2 矩形微带天线模型

Fig. 2 Rectangular microstrip antenna model

$y=0$ 处的缝隙,其上等效面磁流为

$$M_s = -\mathbf{n} \times \mathbf{x} E_x = \mathbf{y} \times \mathbf{x} E_0 = -z E_0 = -z \frac{V_0}{h} \quad (1)$$

式(1)中, V_0 是缝隙端电压; $\mathbf{x}$ 是 x 方向单位矢量; $\mathbf{y}$ 是 y 方向单位矢量; $\mathbf{n}$ 是缝隙表面外法线方向单位矢量; E_0 为 V_0 产生的电场; E_x 为贴片与接地板间的电场。

该磁流所产生的电矢量为

$$\mathbf{F} = \frac{1}{4\pi} \int_v \mathbf{M}_s \frac{e^{-jk_0 r}}{r} dv \quad (2)$$

式(2)中, r 为某点到磁流的距离。

对远区观察点 $P(R, \theta, \varphi)$, R 以 O 为原点的矢径, θ 从 z 轴算起, φ 从 x 轴算起, 式(2)化为

$$\mathbf{F} = -z \frac{V_0}{\pi R} e^{-jk_0 R} \frac{\sin(k_0 h \sin \theta \cos \varphi)}{k_0 h \sin \theta \cos \varphi} \times \frac{\sin\left(\frac{1}{2} k_0 a \cos \theta\right)}{k_0 \cos \theta} \quad (3)$$

式(3)中, $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0}$, λ_0 为自由空间波长。

用球坐标分量表示, $\mathbf{F}$ 所引起的电场为

$$\mathbf{E} = -\nabla \times \mathbf{F} = -\left[\mathbf{R} \left(\frac{1}{R} \frac{2F_\varphi}{2\theta} + \frac{F_\varphi}{R \tan \theta} - \frac{1}{R \sin \theta} - \frac{1}{R \sin \theta} \times \frac{2F_\theta}{2\varphi} \right) + \boldsymbol{\theta} \left(\frac{1}{R \sin \theta} \frac{2F_R}{2\varphi} - \frac{2F_\varphi}{2R} - \frac{F_\varphi}{R} \right) + \boldsymbol{\varphi} \left(\frac{2F_\theta}{2R} + \frac{F_\theta}{R} - \frac{1}{R} \frac{2F_R}{2\theta} \right) \right] \quad (4)$$

式(4)中, $\mathbf{R}$ 、 $\boldsymbol{\theta}$ 、 $\boldsymbol{\varphi}$ 分别为 R 、 θ 、 φ 方向的单位矢量;

F_φ 、 F_θ 、 F_R 分别为 $\mathbf{F}$ 所引起的电场在 φ 、 θ 、 R 方向的分量。

对于远区场, 只保留 R^{-1} 项, 则有

$$\mathbf{E} \approx \boldsymbol{\theta} \frac{2F_\varphi}{2R} - \boldsymbol{\varphi} \frac{2F_\theta}{2R} \approx -jk(\boldsymbol{\theta} F_\varphi - \boldsymbol{\varphi} F_\theta) \quad (5)$$

由式(3)和式(5)以及坐标转换关系得一条开路端缝隙的辐射场为

$$\begin{aligned} E_1 &= \boldsymbol{\varphi} j k_0 F_\theta = -\boldsymbol{\varphi} j k_0 F_x \sin \theta = \\ &\boldsymbol{\varphi} j \frac{V_0}{\pi R} e^{-jk_0 R} \frac{\sin(k_0 h \sin \theta \cos \varphi)}{k_0 h \sin \theta \cos \varphi} \times \\ &\frac{\sin\left(\frac{1}{2} k_0 a \cos \theta\right)}{k_0 \cos \theta} \sin \theta \end{aligned} \quad (6)$$

$y=b$ 处缝隙的等效磁流为

$$M_{sb} = -\mathbf{y} \times \mathbf{x} (-E_0) = -z E_0 = -z \frac{V_0}{h} \quad (7)$$

M_{sb} 与 M_s 同向, 合成的场由式(6)的 E_1 乘一因子得出:

$$\begin{aligned} E &= \boldsymbol{\varphi} j \frac{V_0}{\pi R} e^{-jk_0(R - \frac{1}{2} b \sin \theta \cos \varphi)} \frac{\sin(k_0 h \sin \theta \cos \varphi)}{k_0 h \sin \theta \cos \varphi} \times \\ &\frac{\sin\left(\frac{1}{2} k_0 a \cos \theta\right)}{k_0 \cos \theta} \sin \theta \cos\left(\frac{1}{2} k_0 b \sin \theta \cos \varphi\right) \end{aligned} \quad (8)$$

因为 $k_0 h \ll 1$, 天线方向函数为

$$\begin{aligned} F(\theta, \varphi) &= \frac{\sin\left(\frac{1}{2} k_0 a \cos \theta\right)}{k_0 \cos \theta} \sin \theta \times \\ &\cos\left(\frac{1}{2} k_0 b \sin \theta \cos \varphi\right) \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)即为矩形贴片天线天线方向函数。

H 面 ($\varphi=0$):

$$F_H(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{1}{2} k_0 a \cos \theta\right)}{k_0 \cos \theta} \sin \theta \quad (10)$$

E 面 ($\theta = \frac{\pi}{2}$):

$$F_E(\varphi) = \cos\left(\frac{1}{2} k_0 b \sin \varphi\right) \quad (11)$$

2 均匀矩形阵互耦系数计算

2.1 信号模型

一个由 $m \times n$ 个相同的各向同性的阵元组成的均匀矩形阵列, 阵列行间距和列间距分别为 d_x 、 d_y 。

阵列每行 n 个阵元和每列 m 个阵元则阵列输出信号矢量可以表示为

$$\mathbf{X}(t) = \mathbf{C} \mathbf{A} \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (12)$$

式(12)中, $\mathbf{X}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_{mn}(t)]^T$ 为接受信号矢量; $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_l(t)]^T$ 为待

估计源信号矢量; l 为其个数, $\mathbf{n}(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_{mn}(t)]^T$ 为阵列噪声矢量, $\mathbf{C}$ 为互耦矩阵; $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1, \varphi_1), \mathbf{a}(\theta_2, \varphi_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_l, \varphi_l)]$ 为阵列流形矩阵, 其中 $\mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i) = \mathbf{a}_y(\theta_i, \varphi_i) \otimes \mathbf{a}_x(\theta_i, \varphi_i)$, $i = 1, 2, \dots, l$; $\mathbf{a}_x$ 和 $\mathbf{a}_y$ 分别为一行和一列的理想导向矢量: $\mathbf{a}_x(\theta_i, \varphi_i) = [1, \beta_x(\theta_i, \varphi_i), \dots, \beta_x^{n-1}(\theta_i, \varphi_i)]^T$, $\beta_x(\theta_i, \varphi_i) = e^{j2\pi d_x \cos\theta_i \sin\varphi_i / \lambda}$; $\mathbf{a}_y(\theta_i, \varphi_i) = [1, \beta_y(\theta_i, \varphi_i), \dots, \beta_y^{m-1}(\theta_i, \varphi_i)]^T$, $\beta_y(\theta_i, \varphi_i) = e^{j2\pi d_y \sin\theta_i \sin\varphi_i / \lambda}$

2.2 互耦系数估计

由于互耦的影响与距离有很大关系, 距离越远, 阵元间互耦的影响近似为 0, 因此假设阵列中每个阵元只受到来自周围个阵元的互耦影响(图 3)。

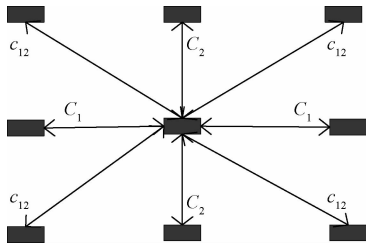


图 3 互耦影响示意图

Fig. 3 Mutual coupling effect diagram

每一行相邻阵列单元互耦系数为 c_1 , 每一列相邻阵列单元互耦系数为 c_2 , 对角线相邻阵列单元互耦系数为 c_{12} , 互耦矩阵 $\mathbf{C}$ 可以表示为一个分块条带对称 Toeplitz 矩阵的形式:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 & 0 & \cdots & 0 \\ \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2 \\ 0 & \cdots & 0 & \mathbf{C}_2 & \mathbf{C}_1 \end{bmatrix}_{mn \times mn} \quad (13)$$

式(13)中, $\mathbf{C}_1$ 为每一个行子阵的互耦子矩阵, $\mathbf{C}_2$ 为相邻两个行子阵间的互耦子矩阵。

$$\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} 1 & c_1 & 0 & \cdots & 0 \\ c_1 & 1 & c_1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & c_1 & 1 & c_1 \\ 0 & \cdots & 0 & c_1 & 1 \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (14)$$

$$\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} c_2 & c_{12} & 0 & \cdots & 0 \\ c_{12} & c_2 & c_{12} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & c_{12} & c_2 & c_{12} \\ 0 & \cdots & 0 & c_{12} & c_2 \end{bmatrix}_{n \times n} \quad (15)$$

则阵列输出信号的协方差矩阵为

$$\mathbf{R}_x = \mathbf{E}[\mathbf{x}(t)\mathbf{x}^H(t)] = \mathbf{C}\mathbf{A}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H\mathbf{C}^H + \sigma_n^2\mathbf{I} \quad (16)$$

式(16)中: $\mathbf{R}_s$ 为源信号的协方差矩阵; $\mathbf{I}$ 是一个 $mn \times mn$ 的单位阵。

需要将均匀矩形阵列最外围的一圈阵元都设置为辅助阵列, 这样, 利用中间子阵列的输出信号, 可以直接对信号的 DOA 进行估计。构造出如下空间谱来估计信号波达方向:

$$\mathbf{P}(\theta, \varphi) = \frac{1}{\|\tilde{\mathbf{E}}_n^H \tilde{\mathbf{a}}(\theta, \varphi)\|^2} \quad (17)$$

具体过程可以参考文献[15]。

获得空间谱后, 需要对其进行空域扫描, 寻找其峰值的位置以得到的估计值, 得到信号 DOA 的估计值之后, 可以利用全部阵列包括辅助阵元的输出信号对互耦系数进行估计。

由互耦矩阵 $\mathbf{C}$ 的特点可以得到关于阵列实际导向矢量:

$$\mathbf{C}\mathbf{a} = \begin{bmatrix} \mathbf{C}_1\mathbf{a}_x + \mathbf{C}_2\mathbf{a}_x\beta_y \\ \mathbf{C}_2\mathbf{a}_x + \mathbf{C}_1\mathbf{a}_x\beta_y + \mathbf{C}_2\mathbf{a}_x\beta_y^2 \\ \vdots \\ \mathbf{C}_2\mathbf{a}_x\beta_y^{m-3} + \mathbf{C}_1\mathbf{a}_x\beta_y^{m-2} + \mathbf{C}_2\mathbf{a}_x\beta_y^{m-1} \\ \mathbf{C}_2\mathbf{a}_x\beta_y^{m-2} + \mathbf{C}_1\mathbf{a}_x\beta_y^{m-1} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$\mathbf{C}_1$ 、 $\mathbf{C}_2$ 有如下关系^[16,17]:

$$\mathbf{C}_1\mathbf{a}_x = \begin{bmatrix} 1 & \beta_x \\ \beta_x & \beta_x^2 \\ \vdots & \vdots \\ \beta_x^{n-2} & \beta_x^{n-1} \\ \beta_x^{n-1} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \beta_x^{n-3} \\ 0 & \beta_x^{n-2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{K}_x\mathbf{c}'; \quad \mathbf{C}_2 = \mathbf{K}_x\mathbf{c}'' \quad (20)$$

式(13)中, $\mathbf{c}' = [1, c_1]^T$; $\mathbf{c}'' = [c_2, c_{12}]^T$; $\mathbf{K}_x$ 是一个 $n \times 2$ 矩阵:

$$\mathbf{K}_x = \begin{bmatrix} 1 & \beta_x \\ \beta_x & \beta_x^2 \\ \vdots & \vdots \\ \beta_x^{n-2} & \beta_x^{n-1} \\ \beta_x^{n-1} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \beta_x^{n-3} \\ 0 & \beta_x^{n-2} \end{bmatrix} \quad (21)$$

定义 $\mathbf{K}_y$ 类似 $\mathbf{K}_x$:

$$\mathbf{K}_y = \begin{bmatrix} 1 & \beta_y \\ \beta_y & \beta_y^2 \\ \vdots & \vdots \\ \beta_y^{m-2} & \beta_y^{m-1} \\ \beta_y^{m-1} & 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \vdots & \vdots \\ 0 & \beta_y^{m-3} \\ 0 & \beta_y^{m-2} \end{bmatrix} \quad (22)$$

因此式(18)可以写成如下形式:

$$\mathbf{C}\mathbf{a} = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_x & \mathbf{T}_x\beta_y \\ \mathbf{T}_x\beta_y & \mathbf{T}_x + \mathbf{T}_x\beta_y^2 \\ \vdots & \vdots \\ \mathbf{T}_x\beta_y^{m-2} & \mathbf{T}_x\beta_y^{m-3} + \mathbf{T}_x\beta_y^{m-1} \\ \mathbf{T}_x\beta_y^{m-1} & \mathbf{T}_x\beta_y^{m-2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{c}' \\ \mathbf{c}'' \end{bmatrix} = \mathbf{T}\mathbf{c} \quad (23)$$

式(23)中, $\mathbf{c} = [1 \quad c_1 \quad c_2 \quad c_{12}]^T$ 。

由矩阵子空间理论可知, 矩阵 $\mathbf{E}_s$ 所张成的信号子空间和矩阵 $\mathbf{C}\mathbf{A}$ 张成的列空间相同, 并且与 $\mathbf{E}_n$ 所张成的噪声子空间正交。于是有

$$\|\mathbf{E}_n^H \mathbf{C}\mathbf{a}(\theta_i, \varphi_i)\| = 0, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (24)$$

将式(23)代入式(24)得

$$\|\mathbf{E}_n^H \mathbf{T}(\theta_i, \varphi_i) \mathbf{c}\| = 0, \quad i = 1, 2, \dots, l \quad (25)$$

在以往的实验中, 得到了全部 l 的个信号 DOA 估计值, 因此定义系数矩阵:

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_n^H \mathbf{T}[a(\hat{\theta}_1, \hat{\varphi}_1)] \\ \vdots \\ \mathbf{E}_n^H \mathbf{T}[a(\hat{\theta}_l, \hat{\varphi}_l)] \end{bmatrix} = [\mathbf{p}_1 \quad \mathbf{p}_2 \quad \mathbf{p}_3 \quad \mathbf{p}_4] \quad (26)$$

式(26)化为

$$\mathbf{P}\mathbf{c} = 0 \quad (27)$$

求解上述齐次方程组, 得到它的最小二乘解为

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ c_{12} \end{bmatrix} = -[\mathbf{p}_2 \quad \mathbf{p}_3 \quad \mathbf{p}_4]^* \mathbf{p}_1 \quad (28)$$

由于所测试的天线行间距和列间距相同, $d_x = d_y$, 因此可以认为 $c_1 = c_2$, 因系数矩阵变为 $\mathbf{P}' = [\mathbf{p}_1 \quad \mathbf{p}_2 + \mathbf{p}_3 \quad \mathbf{p}_4]$ 。

因此式化为

$$\mathbf{P}'\bar{\mathbf{c}} = 0 \quad (29)$$

式(29)中, $\bar{\mathbf{c}} = [1 \quad c_1 \quad c_{12}]^T$ 。

求解上面的方程组, 得到互耦系数的估计值为

$$\begin{bmatrix} c_1 \\ c_{12} \end{bmatrix} = -[\mathbf{p}_2 + \mathbf{p}_3 \quad \mathbf{p}_4]^* \mathbf{p}_1 \quad (30)$$

3 实验验证

被测试的天线为某型号弹载相控阵雷达天线, 该天线为八边形, 由多个均匀矩形子阵组成, 弹载相控阵天线单元为微带贴片天线, 结构如图4所示, 金属贴片尺寸为 $L = 9.5 \text{ mm}$, $W = 9.0 \text{ mm}$, 介质基片厚 1.2 mm , 相对介电常数为 2.73 , 天线性能良好。

选取天线表面一个均匀矩形子阵(图5)进行试验, 其中一次实验得到四个信号 DOA 估计值 $(64^\circ, 25^\circ)$ 、 $(30^\circ, 10^\circ)$ 、 $(44^\circ, 56^\circ)$ 、 $(18^\circ, 31^\circ)$, 可求得互耦系数 $c_1 = c_2 = 0.3417 + 0.4812i$, $c_{12} = 0.0913 -$

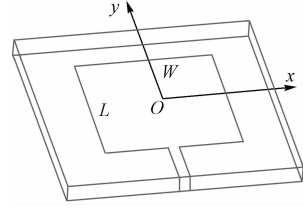


图4 天线单元结构图

Fig. 4 Antenna unit structure

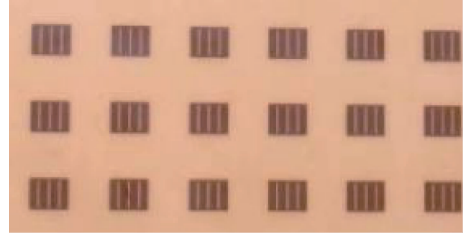


图5 均匀矩形子阵部分单元

Fig. 5 Uniform rectangular subarray partial unit

$0.2798i$ 。

每个单元受周围八个阵元的互耦总影响系数为

$$c_{zi} = 2c_1 + 2c_2 + 4c_{12} \quad (31)$$

式(31)中, i 表示第 i 个阵元。

天线单阵元辐射理论值 F_i 可由式(9)求得, 天线单阵元实际值 F'_i 在微波暗室(图6)通过近场测试得到。实验步骤总结如下:

- (1) 根据式(9)代入参数计算单元辐射理论值。
- (2) 实验得到 DOA 估计值。
- (3) 根据互耦系数算法求得互耦系数。
- (4) 近场测试得到单元辐射数据。
- (5) 校准值 $\hat{F}_i = \frac{F'_i}{c_{zi}}$ 。

对均匀矩形子阵每个阵元重复上述实验步骤, 获得单阵元校准矩阵:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} c_{z1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & c_{z2} & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & c_{zmn} \end{bmatrix}_{mn \times mn} \quad (32)$$

最后得校准公式

$$\begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ \vdots \\ F_{mn} \end{bmatrix} = \mathbf{J}^{-1} \begin{bmatrix} F'_1 \\ F'_2 \\ \vdots \\ F'_{mn} \end{bmatrix} \quad (33)$$

实验结果如图7和图8所示。

从图7可以看出, 未进行单阵元互耦补偿时近场测得的相位与每个阵元的相位理论值相差较大, 最大值约为 90° , 最小约为 20° ; 补偿后相位值偏差值最大约为 20° , 最小约为 10° 。

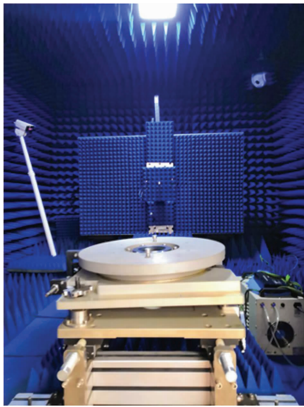


图6 实验微波暗室
Fig.6 Experimental microwave darkroom

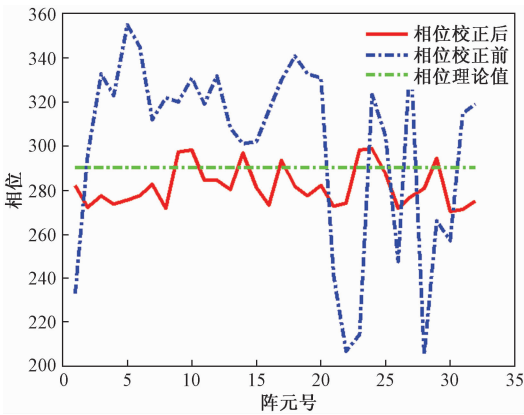


图7 相位校准结果
Fig.7 Phase calibration result

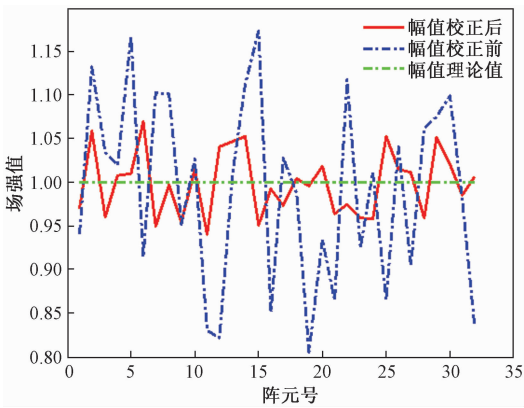


图8 幅值校准结果
Fig.8 Amplitude calibration result

从图8可以看出,未进行单阵元互耦补偿时近场测得的幅值与每个阵元的幅值理论值偏差较大,最大值约为0.2,最小约为0.01;补偿后幅值偏差大幅度变小,最大约为0.06,最小约为0。

4 结论

(1) 基于信号 DOA 估计值计算单阵元互耦总

影响系数的方法有效对单阵元互耦进行了补偿,互耦补偿后的幅值和相位比未用该方法补偿的数值更加接近理论值。

(2) 以往方法对天线阵列进行互耦补偿,对弹载相控阵雷达实用性不强,本文从另一个角度即单阵元互耦补偿对近场测试获得的单阵元参数进行互耦补偿,效果明显,便于应用,为下一步弹载相控阵雷达整机校准中互耦补偿奠定了基础。

参 考 文 献

1 Brookner E. Recent developments and future trends in phased arrays [C]//IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology. New York:IEEE, 2013:43-53

2 高 烽. 相控阵导引头的基本特点和关键技术[J]. 制导与引信, 2005, 26(4):1-5
Gao Fei. Basic features and key technologies of phased array seekers [J]. Guidance and Fuze, 2005, 26(4): 1-5

3 郑占旗,张立军,鲁 辉,等. 微带阵列天线单元耦合与辐射场合成特性研究[J]. 中国电子科学研究院学报,2011,6(1):1-6
Zheng Zhanqi, Zhang Lijun, Lu Hui, et al. Study on the coupling and radiation field synthesis characteristics of microstrip array antenna units[J]. Journal of China Academy of Electronics Science, 2011,6(1):1-6

4 王建晓,杨 林,龚书喜,等. 宽角扫描相控阵天线测量方法[J]. 西安电子科技大学学报,2015,42(2):40-44
Wang Jianxiao, Yang Lin, Gong Shuxi, et al. Wide angle scanning phased array antenna measurement method[J]. Journal of Xi'an University of Electronic Technology,2015,42(2):40-44

5 于 丁,贺 磊,傅德民,等. 基于最小二乘法的平面波综合[J]. 微波学报,2007(1):16-19,24
Yu Ding, He Lei, Fu Demin, et al. Planar wave synthesis based on least squares method [J]. Journal of Microwaves, 2007(1):16-19,24

6 高 铁,王金元. 大型有源相控阵校准的 MCM 法及其误差分析[J]. 微波学报,2002(1):6-10,19
Gao Tie, Wang Jinyuan. MCM method for large active phased array calibration and its error analysis [J]. Journal of Microwaves, 2002(1):6-10,19

7 尚军平,傅德民,于 丁. 以循环移位控制为基础的相控阵天线快速测量方法研究[J]. 微波学报,2006(增刊1):1-4
Shang Junping, Fu Demin, Yu Ding. Research on fast measurement method of phased array antenn based on cyclic shift control[J]. Journal of Microwaves, 2006(S1):1-4

8 尚军平,傅德民,焦永昌,等. 基于最佳配相控制的相控阵天线快速测量方法研究[J]. 电波科学学报,2008(2):331-334
Shang Junping, Fu Demin, Jiao Yongchang, et al. Study on fast measurement method of phased array antenn abased on optimalphase matching[J]. Journal of Radio Science,2008(2): 331-334

9 张 云. 相控阵天线近场幅相校准[J]. 中国电子科学研究学报, 2007(6):611-614
Zhang Yun. Near-field amplitude phase calibration of phased array antennas[J]. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2007(6): 611-614

- 10 程春悦,吕英华. 均匀圆形阵列互耦系数的测量与校正[J]. 电子测量与仪器学报,2005,19(6):45-48
Cheng Chunyue, Lu Yinghua. Measurement and correction of mutual coupling coefficients of uniform circular arrays[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrument, 2005, 19(6): 45-48
- 11 李 杰,高火涛,郑 霞. 相控阵天线的互耦和近场校准[J]. 电子学报,2005(1):119-122
Li Jie, Gao Huotao, Zheng Xia. Mutual coupling and near field calibration of phased array antennas[J]. Chinese Journal of Electronics, 2005(1): 119-122
- 12 王国龙,董 涛,杨红乔. 微带有源相控阵互耦效应及校准方法研究[J]. 无线电工程,2010,40(5):43-45
Wang Guolong, Dong Tao, Yang Hongqiao. Research on mutual coupling effect and calibration method of micro-band source phased array[J]. Radio Engineering, 2010, 40(5): 43-45
- 13 高叶霞. 一种六边形阵互耦误差校正方法研究[D]. 重庆:重庆大学,2015
Gao Yexia. Research on a mutual correction error correction method for hexagonal arrays [D]. Chongqing: Chongqing University, 2015
- 14 鲍健慧. 自适应阵列天线互耦校准方法的研究[D]. 西安:西安电子科技大学,2016
Bao Jianhui. Research on mutual coupling calibration method of adaptive array antenna [D]. Xi'an: Xidian University, 2016
- 15 刘 超. 阵列信号处理中的自校准技术[D]. 合肥:中国科学技术大学,2009
Liu Chao. Self-calibration technology in array signal processing [D]. Hefei:University of Science and Technology of China, 2009
- 16 Friedlander B, Weiss A J. Direction finding in the presence of mutual coupling[J]. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1990,39(5): 273-284
- 17 Wang B, Wang Y, Chen H. A robust DOA estimation algorithm for uniform linear array in the presence of mutual coupling[J]. IEEE Antennas and Propagation Society Internationa Symposium, 2003 (6):924-927

Accurate Calculation of Antenna Radiation of Elastic-borne Phased Array Radar Based on Mutual Coupling

WANG Di¹, WANG Xue-mei^{1*}, HE Min², ZHANG Jin-chang²

(Rocket Force University of Engineering¹, Xi'an 710025, China;

Beijing Institute of Remote Sensing Equipment², Beijing 100854, China)

[Abstract] In order to solve the current problem that mutual coupling can not be compensated in the current engineering practice, a single-element radiation model of a type of missile-loaded phased array radar is established. Combining the basic principle of signal subspace, a method for calculating the total influence coefficient of single-element mutual coupling based on the DOA is proposed. Firstly, the mutual coupling coefficient between one array element and the surrounding eight array elements was calculated by the DOA estimation value of the uniform rectangular array signal. Then the result of the mutual coupling coefficient was added as the total influence coefficient of the mutual coupling of the single element. Finally, the near-field test value was divided by the total mutual influence coefficient to obtain the array element parameters after mutual coupling calibration. The result of microwave darkroom experiment shows that the amplitude and phase of the array obtained by this method are similar to the theoretical calculations, so the method is effective. The method also can be applied to the calibration of a type of missile-borne phased array radar antenna, which can effectively compensate the mutual coupling between array elements.

[Key words] rectangular patch antenna uniform rectangular array signal direction of arrival estimate
mutual coupling coefficient single array element near field test