

相控阵天线的互耦和近场校准

李 杰,高火涛,郑 霞

(武汉大学电子信息学院,湖北武汉 430079)

摘 要: 本文在分析相控阵天线近场特性的基础上,根据信号子空间的基本理论,结合模拟退火算法,提出了一种利用近场辅助源估计相控阵天线互耦系数的方法.大量的计算机仿真结果表明,本方法使用校准源少,校准源到天线阵距离近,算法稳健,即使在雷达工作,并且存在其它未知信号时,也能准确估计出天线阵的互耦系数.

关键词: 相控阵; 互耦; 近场校准; 模拟退火算法

中图分类号: TN911.72; TN82 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2005) 01-0119-04

Mutual Coupling Analysis and Calibration Method of Phased Array Antenna in Near Field

LI Jie, GAO Huo-tao, ZHENG Xia

(School of Electronic Information, Wuhan University, Wuhan, Hubei 430079, China)

Abstract: Basing on signal subspace principle and utilizing the simulated annealing algorithm, The paper provides an estimation method for estimation of mutual coupling coefficient among phased array with assistant signal sources in near field. Some simulation results demonstrate that this method is feasible, even with other unknown incident signals.

Key words: phased array, mutual coupling, near field calibration, simulated annealing algorithm

1 引言

高频相控阵天线单元的间距不够大时,阵元间的耦合很强,如果不进行适当的补偿,会引起天线增益下降、副瓣电平抬高.而且,阵中天线单元的方向图与孤立情况下相比发生严重的畸变,特别是阵列边缘的天线单元方向图变化尤为剧烈,从而导致以 MUSIC 为代表的基于模型的多种 DOA 空间谱估计算法性能严重下降甚至完全失效.因此,对阵列模型误差进行校准使得现有的超分辨率算法能够投入到实际应用,就成为一个很重要的研究课题.

自上世纪 80 年代中期以来,国内外一些学者对模型误差校正技术进行了许多研究,并且提出了许多解决问题的方法^[1~3].本文基于信号子空间的基本原理,结合模拟退火算法,提出了一种近场辅助信号源估计相控阵雷达天线互耦系数的方法.计算机模拟结果证明了此方法的可行性.

2 互耦对阵中单元方向图和高分辨算法的影响

本课题组采用的探测海流的高频地波雷达相控阵天线的设计方案是^[4].采用二元八木天线作为阵列单元构成八元均匀直线阵.其中前排天线高 7 米,后排反射天线高 11 米,前后排间距 8 米,天线阵长 120 米,工作频率在 7 ~ 8MHz.形成宽

15 度左右的波束.本文用矩量法^[7]模拟了天线阵工作在 7.5MHz 考虑互耦时天线单元在阵中的方向图和天线单元的孤立方向图.其中在模拟天线单元阵中方向图的时候,分别在 1, 2, ..., M ($M = 8$) 单元上馈电,其余 $M - 1$ 个天线单元接匹配负载.结果如图 1 所示,且与文献[4]中的结果吻合.

由于阵中各单元的对称性关系,图中只画出了一部分单元的阵中方向图(黑线表示孤立单元的方向图,1-4 分别表示第 1-4 单元的阵中方向图).很显然天线单元在阵中的方向图与孤立单元的方向图之间存在很大的差异,特别是阵列中的边缘单元的方向图变形尤为剧烈.阵中单元方向图的这种畸变是由天线阵中各个天线之间相互耦合引起的.

基于理想模型阵列高分辨算法,如多重信号分类法(MUSIC)和最小方差法(MVM),只有在满足下列假设条件时,方能获得良好的性能:各接收通道的幅相特性完全一致;天线各阵元特性完全一样;天线阵元之间不存在互耦;阵元



图1 考虑互耦时单元在阵中的方向图

实际位置与理论位置无偏差; 实际噪声模型与假设模型严格一致. 当不满足上述假设条件, 或者不从硬件或软件上进行有效补偿或校准各种误差因素的影响, 其性能将严重下降, 甚至完全失效.

对于高频表面波雷达, 由于天线阵列工作波长较长, 条件、在一定的误差范围内容易满足, 接收通道的幅相误差通过闭环实验也较容易实时获得. 因此, 天线之间的互耦就成为影响测向精度的关键因素. 对于一个宽带系统, 为了降低或消除互耦的影响, 要么通过测量或精确计算的方法获得天线在阵中的响应, 要么实测天线的互耦系数. 对于架设在海边的大型岸基高频相控阵天线, 难以准确获得阵中单元天线的远场方向图; 而实测互耦系数的工作量非常大, 测量期间信噪比变化剧烈, 导致前后测量的精度不同. 本文提出了一种近场辅助信号源估计相控阵雷达天线阵互耦系数的方法.

3 近场校准原理

3.1 近场校准源位置的确定

如图 2 所示: $x_m = (m - 4) d - d/2, m = 1, 2, \dots, M$ 在天线阵的正前方 R 处放置一个辅助发射天线作为信号源, 辅助天线可以做成浮标的形式放置在海面上. 天线阵作接收用, 分析每个接收单元所接收到信号的幅度和相位随着距离 R 的变化, 如果能在近场范围内找到一个合适的 R , 使得此时天线之间的互耦在误差范围内接近于远场平面波照射时的情况, 就能够在近场范围内对天线阵进行校准.

利用矩量法^[7] (分域正弦基函数的伽辽金法) 计算出考虑互耦时包括发射天线在内的所有天线上的电流分布 $I_m, m = 1, 2, \dots, 2M + 1$, 由偶极子天线的近场辐射公式^[8]:

$$\begin{aligned} E_r &= \frac{Idl \cos \theta}{2} \left[\frac{1}{r^2} - j \frac{1}{r^3} \right] e^{-jkr} \\ E_\theta &= \frac{Idl \sin \theta}{4} \left[j \frac{2}{r} + \frac{1}{r^2} - j \frac{1}{r^3} \right] e^{-jkr} \\ E_\phi &= 0 \end{aligned} \quad (1)$$

利用叠加原理, 先把整个天线看成是由许许多多的偶极子天线组成, 这些偶极子天线上各段的电流大小和方向并不相同, 然后利用矢量积分求和的方法, 把它们在 x_m 产生的场强叠加起来, 就可以得到该点的总场强. 第 m 个接收单元接收到的电场是另外 $M - 1$ 个天线单元散射电场和发射天线辐射电场在处的叠加. 从中可以提取信号的幅度 A_m 和相位 ϕ_m . 由于信号源到达每个接收单元的路程差附加了一个相位, 因此需要对接收信号的相位进行修正. 从第 m 个接收单元接收的信号中减去辅助发射天线的发射电场在接收单元处的相位 ϕ_m , 就得到阵元间的互耦引起的相位 $\phi_m = \phi_m - \phi_m$. 为了便于比较, 以第一个接收通道的相位为 0, 则 $\phi_m = \phi_m - \phi_1$; 以第一个接收通道的幅度为 1, 则 $A_m = A_m/A_1$. 本文用矩量法模拟了 A_m 和 ϕ_m 随 R 的变化曲线. 如图 3 所示. 由于天

线阵列的对称性, 图中只画出了一部分接收通道的幅相特性.

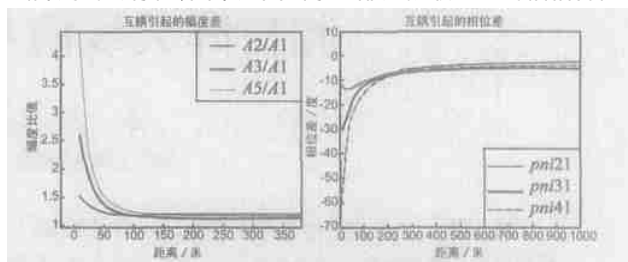


图 3 互耦引起的幅度相位差随距离的变化

从图 3 中可以看出: 在 $R > 100$ 米时, 幅度的变化趋于一个稳定值, 在 $R > 200$ 米时, 相位的变化比较平缓. $R > 400$ 米时的变化趋于一个稳定值. 当 R 很大的时候发射天线发射的电波到达天线阵时近似于平面波, 此时天线的互耦近似等于平面波照射时候的互耦, 因此可以得出当 $R > 400$ 米的时候天线阵各天线单元之间的互耦近似等于远场平面波照射时候的互耦. 这就为本文的近场校准提供了依据.

3.2 近场校准的模型

根据阵列理论, 设由 M 个天线单元构成的天线阵列位于同一个平面内, 有 D 个 ($D < M$) 不同方向窄带来波信号源处于天线阵的近区场, 距离天线阵中心为 R_k . 设 C 表示天线间的互耦系数矩阵, 且天线后端接收通道的幅相已经通过闭环实验校准, 则仅考虑天线之间存在互耦时, 天线的输出向量可写成^[5]:

$$X(t) = CAS(t) + N(t) \quad (2)$$

$$\text{其中 } x_m(t) = \sum_{k=1}^D s_k(t) a_m(k) + n_m(t) \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (3)$$

$$X(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T$$

$$S(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_D(t)]^T$$

$$A(k) = [a_1(k), a_2(k), \dots, a_D(k)]$$

$$N(t) = [n_1(t), n_2(t), \dots, n_M(t)]^T$$

$n_m(t)$ 为第 m 个阵元的加性噪声, 这里我们考虑的是零均值高斯白噪声, $s_k(t)$ 为第 k 个信号源到达天线阵参考点的复包络, $a_m(k)$ 为第 m 个阵元对第 k 个信号的响应. C 为描述天线间互耦的矩阵

$$C = \begin{bmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1M} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2M} \\ \dots & \dots & \ddots & \dots \\ c_{M1} & c_{M2} & \dots & c_{MM} \end{bmatrix}$$

$a(k)$ 为天线阵的方向向量,

$$a_k(k) = [d_{k1} f(k_1) \exp(-jk(r_{k1} - R_k)), \dots, d_{kM} f(k_M) \exp(-jk(r_{kM} - R_k))] \quad (4)$$

其中, $f(k_m)$ 由天线单元的方向因子, $d_{km} = R_k/r_{km}$ 为振幅相对于阵中心的归一化因子. 由式 (2) 可得空间相关矩阵

$$R = [X(t) X(t)^H] = CAR_s^H C^H + \sigma^2 I \quad (5)$$

式中 T 表示转置, H 表示复共轭转置. $R_s = E[S(t) S(t)^H]$ 为信号复包络的协方差矩阵. 阵元接收的噪声是均值为零、方差

为 1, 且与信号无关的白噪声。

对 R 进行特征值分解后, 它的 D 个大特征值与 $M-D$ 个小特征值相应的特征向量分别构成信号子空间 E_S 和噪声子空间 E_N , 且设 $E_S = [e_1, e_2, \dots, e_D]$, $E_N = [e_{D+1}, e_{D+2}, \dots, e_M]$, 对于噪声子空间, 当考虑到阵元之间的互耦时, 可以证明, 噪声子空间与信号源向量 A 不再正交, 而是噪声特征值向量与 CA 正交。

$$E_N^H CA = 0 \quad (6)$$

模拟退火算法是一种基于热力学统计物理的算法, 其算法结构简洁, 对初始点的选取依赖性不强, 原则上问题的维数也不受限制, 能有效的求出全局最小点或近似全局最小点, 是一种全局优化算法, 很适合求解大规模多参数非线性优化问题。可以将模拟退火算法引入天线阵列互耦系数的估计问题中, 选取目标函数为:

$$J(c_{11}, c_{12}, \dots, c_{ij}, \dots, c_{MM}) = \min E_N^H CA^2 \quad (7)$$

估计互耦系数矩阵 C , 就是对上式在 C 域内寻优求目标函数的最小值。

这样, 利用天线阵能在较长时间保持相对稳定的特点, 一次估计出天线互耦系数矩阵 C , 将之存入计算机中, 此后雷达每次正式观测之前, 只需通过闭环实验测量天线后端接收通道的失配系数, 然后利用 $X^d = C^{-1}X$ 即可补偿阵列模型误差的影响。同时, 本文提出的有源估计 C 的方法, 还可进一步推广到通道不一致的估计上。不同的是, 此时的信号模型为^[6]

$$X(t) = AS(t) + N(t) \quad (8)$$

其中, $\Gamma = \text{diag}(\Gamma_1, \Gamma_2, \dots, \Gamma_M)$ 为天线后端接收通道的失配系数, $\Gamma_m = g_m \exp(j\phi_m)$ 为第 m 个通道相对于第一个通道的失配系数。

4 计算机模拟结果

模拟实验 1 两个校准信号源距天线阵中心 400 米, 分别位于 80 和 90 的方向上, 信噪比 20dB。图 4(a) 给出了采用 MUSIC 算法得到的补偿前后的校准信号的空间谱图(实线和虚线分别表示补偿前后的空间谱图), 可以看出, 补偿后的结果明显优于补偿前的结果, 并且 MUSIC 谱的两个峰值准确的对应 80 和 90 位置。证明了本文提出的近场估计相控阵天线互耦系数的方法的正确性。

模拟实验 2 在校准信号距天线阵的距离变为 200 米, 其它参数不变的情况下重复实验 1。图 4(b) 是对近场校准信号的空间谱补偿效果。可以看出校准源距天线阵列 200 米的时候本方法同样有效。

模拟实验 3 假设两校准信号信噪比为 10dB, 其他条件不变, 重复实验 1。图 4(c) 是分别位于 80 和 90°; 信噪比均为 10dB 的两个远场信号补偿前后的空间谱。可以看出补偿后的空间谱图有显著的改善, 并且 MUSIC 谱的两个峰值准确的对应 80 和 90 位置。说明即使在较低信噪比的情况下本方法效果依然良好。

模拟实验 4 在实际应用中, 除了所提供的两个确定的近场校准源外, 往往还有一些不确定的入射信号, 比如海面船只的反射信号。假设实验 1 中有干噪比 20dB 入射角未知(实

际入射角 60°70°) 的两个远场干扰信号入射到天线阵面。图 4(d) 给出了补偿前后干扰信号的空间谱。可以看出采用本文的算法可在已知两确定近场信号源情况下较为准确地估计出其他未知入射信号的到达角。因此本文所提算法具有一定的工程应用价值。

模拟实验 5 假设校准信号源只有一个, 距离天线阵中心 400 米, 方位角 80°, 信噪比 20dB。图 4(e) 给出了两个远场信号(方位角 80 和 90° 信噪比 10dB) 补偿前后的空间谱图, 图 4(f) 是校准信号源信噪比增加为 30dB 的情况下, 对相同远场信号补偿后的空间谱, 可以看出图 4(f) 的效果优于图 4(e) 的效果。表明了只有在只有一个校准信号的情况下, 本文的方法也能较准确地估计出天线阵的互耦系数, 但是要求校准源有较高的信噪比。

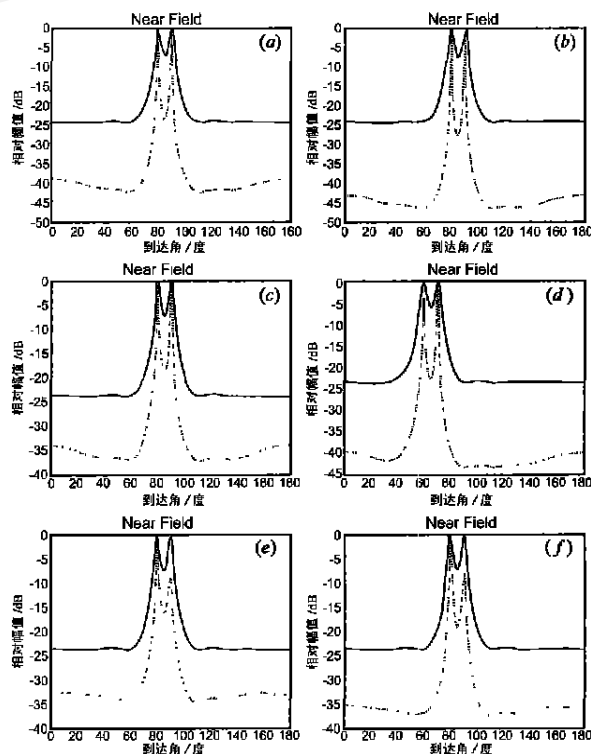


图 4 补偿前后的 MUSIC 谱

表 1 接收通道增益幅度、相位估计与模拟值比较

通道号	1	2	3	4	5	6	7	8	误差
幅值	1.0000	0.4717	1.6614	1.9345	2.0226	1.7698	0.7500	1.3897	0.4
模拟值									
幅值	1.0000	0.4698	1.6646	1.9362	2.0273	1.7677	1.1008	1.3952	2.5
估计值									
相位模	0.0000	-29.57	-115.6	-144.4	73.949	-18.33	-103.8	-131.4	
拟值									2.5
相位估	0.0000	-28.83	-115.5	-144.5	73.855	-18.61	-103.3	-131.4	
计值									

模拟实验 6 利用本算法还可实现天线阵后端接收通道幅相特性参数的提取。研究表明只需单信号源即可获得满意

的结果. 假设信噪比 20dB 距天线阵中心 400 米的信号, 以 80° 的入射角到达接收天线, 采样点为 512. 表 1 为接收通道增益幅度、相位估计值与给定的模拟值之间的比较. 从中可知, 估计值很好地逼近模拟值.

5 结论

针对相控阵天线互耦系数补偿的要求, 通过对天线阵近场性质进行分析, 基于信号子空间的基本原理, 结合模拟退火算法, 提出了一种近场估计天线阵互耦系数的方法. 该方法在距天线阵较近的距离, 用较少的信号源, 能准确地估计天线阵的互耦系数. 而且, 即使在雷达工作并确存在其它未知信号时, 也能实时准确地估计天线阵的互耦系数. 大量的计算机模拟结果表明, 本算法性能稳定, 在一定的信噪比要求下能收敛于全局最优. 本算法还可以进一步推广到天线阵互耦系数的实时校准和天线阵后端接收通道幅相误差的校准. 本文研究的互耦系数补偿方法的工程意义还在于: 利用天线体电特性能在较长时间保持相对不变的特点, 只需一次性准确测量或计算出天线阵元间的互耦系数矩阵, 将其存入计算机, 在不需增加任何硬件设备的情况下, 就能实现天线系统互耦的有效补偿或校准.

参考文献:

- [1] C C Yeh, et al. Bearing estimations with mutual coupling present [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1989, AP-37 (10): 1332 - 1335.
 - [2] See C M S. Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gain and phase [J]. Electron Lett 1994, 30 (3): 373 - 374.
 - [3] Friedlander B, Weiss A J. Direction finding in the presence of mutual coupling [J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1991, AP-39 (3): 273 - 284.
 - [4] GAO Huo-tao, YANG Zi-jie, KE Heng-yu, et al. Phased array design for a high performance compact high frequency surface wave radar [J]. Acta Electronic Sinica. 2002, 30 (6): 919 - 921 (Ch)
 - [5] GAO Huo-tao, KE Heng-yu, HOU Jie-chang, et al. Estimation of mutual coupling coefficient among array antenna with single assistant source [J]. J. Wuhan Univ (Nat. Sci. Ed.), 2001, 47 (5): 550 - 553 (Ch)
 - [6] ZHENG Xia. Estimating the Mutual Coupling Coefficient of Arrays [D]. Wuhan: Wuhan University, 2003 (Ch)
 - [7] 刘圣民. 电磁场的数值方法 [M]. 武汉: 华中理工大学出版社, 1991.
 - [8] 谢处方, 饶克谨. 电磁场与电磁波 [M]. 北京: 高等教育出版社, 1999.
- 作者简介:**
李 杰 武汉大学电子信息学院硕士研究生, 研究方向: 自适应天线理论与技术和电波传播与工程应用等. E-mail: lijie @whu. edu. cn.
高火涛 武汉大学电子信息学院副教授、博士, 中国电子学会高级会员, 发表论文数多篇, 研究方向: 天线理论与工程、复杂目标的电磁散射和自适应阵列信号处理等.
郑 霞 武汉大学电子信息学院硕士研究生, 研究方向: 自适应天线理论与工程和随机信号分析等.