

一种新型圆形智能天线阵互耦补偿研究

高 峰¹, 刘其中¹, 单润红², 肖良勇³

- (1. 西安电子科技大学天线与微波技术国家重点实验室, 陕西西安 710071;
2. 国防科技大学计算机学院, 湖南长沙 410073;
3. 西安海天天线科技股份有限公司, 陕西西安 710075)

摘 要: 本文研究了一种新型圆形智能天线阵在 3G 通信系统所在频段的互耦补偿. 采用矩量法分析了阵列的互耦和导引向量、阵列流形的补偿, 在此基础上实现了下行链路波束形成和上行链路 DOA 算法的补偿, 同时通过实验验证了互耦补偿的有效性.

关键词: 智能天线; 圆阵; 互耦补偿; 同轴直排; 矩量法

中图分类号: TN821+.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2004)11-1871-04

Analysis of Mutual Coupling Compensation of a Novel Smart Antenna Circular Array

GAO Feng¹, LIU Qi-zhong¹, SHAN Run-hong², XIAO Liang-yong³

- (1. National Key Laboratory of Antennas and Microwave Technology, Xidian Univ., Xi'an, Shaanxi 710071, China;
2. National University of Defense Technology, Institute of Computer, Changsha, Hunan 410073, China;
3. Xi'an Haitian Antenna Technologies Co. Ltd., Xi'an, Shaanxi 710075, China)

Abstract: This paper investigates the benefit of mutual coupling compensation in a novel smart antenna circular array at 3G communication system frequency. Mutual coupling of antenna arrays and the compensation of steering vector and array manifold are analysed via method of moment (MoM). Based on it, the paper implements the compensation of downlink beamforming and uplink DOA algorithm. Finally, experiments in antenna array prove the efficiency of mutual coupling compensation.

Key words: smart antenna; circular array; mutual coupling compensation; coaxial collinear; method of moment

1 引言

智能天线技术是在微波技术、自动控制理论、自适应天线技术、数字信号处理技术和软件无线电技术等多学科基础上综合发展而成的一门新技术. 它之所以受到人们的普遍重视, 是由于它具有自动地适应环境变化, 增强系统有用信号的检测能力, 优化天线方向图, 并能有效地跟踪有用信号, 抑制和消除干扰及噪声, 而保持系统性能在某种准则下最佳的缘故.

全面的认识智能天线的潜力需要掌握电磁场对天线各单元及其相互之间的作用, 这些影响除了会引起幅度、相位不匹配外, 还会造成单元间的互耦. 前期许多对天线互耦的研究采用天线校准方法 (Array Calibration Methods)^[1-3], 这些方法建立在理想的阵列模型上, 并未考虑潜在的电场规律.

近年来, 国内外对互耦的研究也越来越重视, 文献[4~6]研究了线阵、圆阵的天线各单元的互耦问题. 这些研究大多采用了偶极子作为阵列单元, 并且每个阵列单元就是多个单元并馈组成的偶极子线阵, 将这些阵列组阵, 假如组成一个 7 元阵^[6], 就需要 28 个馈源, 整个天线阵的成本很高而且不容易

保证相位的一致性, 如果按照文献[6]中的方式组成一个 8 元阵, 采用该文中的计算软件 (Numerical Electromagnetic Code, NEC) 是无法计算的, 因为这时整个阵列的馈源数已经超过了软件能够计算的容量. 国内的文献相对更简单一些, 将阵列的单元看作一个理想的对称振子^[7].

本文采用了同轴印刷振子组成一种新型的均匀圆阵, 这种串馈结构, 既减少了馈源 (每个阵元只需要一个馈源), 降低了成本, 又保证了天线阵的增益. 频率采用了我国 3G 通信标准的频段, 同时对阵列的结构性能和互耦参数进行了优化设计. 本文采用了矩量法 (MoM) 计算了天线各单元间的互耦, 研究了导引向量的互耦补偿, 并通过 8 元阵的实验天线检验了经过补偿的波束形成和波达估计 (DOA Estimate) 算法的有效性.

2 阵列互耦模型的建立

2.1 阵列单元模型

同轴直排印刷振子天线, 易于提高增益和组阵, 具有良好的一致性. 其基本形式如图 1 所示:

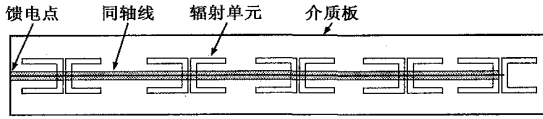


图 1 同轴直排印刷振子天线

我们取每个振子为半波对称振子, 并忽略同轴线的损耗, 则电流积分方程为^[8]:

$$\begin{aligned} & \frac{j}{\omega \epsilon} \int_s \frac{\partial J(z')}{\partial z} \frac{\partial \phi(z, z', \phi')}{\partial z} + k^2 J(z') \phi(z, z', \phi') dS' \\ & + \sum_{n=1}^{N-1} I(-1)^{n+1} \frac{\Phi_n}{\Phi_1} \sum_{k=2}^{N-1} (-1)^{k+1} \Pi'(k:1) I_k \\ & - \sum_{k=n+1}^{N-1} (-1)^{k+1} \Pi'(k:n) I_k \delta(z-z_n) \\ & = \sum_{n=1}^{N-1} (-1)^{n+1} \frac{\Phi_n}{\Phi_1} V_g \delta(z-z_n) \end{aligned} \quad (1)$$

其中

$$\begin{aligned} \Pi'(k:n) = & (r_1 p_{k-1} p_{k-2} \dots p_{n+1}) + \dots + (r_k p_{k-1} \dots q_{m+1} p_{m-2} \\ & \dots p_{m-3} \dots p_{n+1}) + \dots + (r_k q_{k-1} q_{k-3} \dots q_{n+2}) \end{aligned} \quad (2)$$

式中, $\phi(z, z', \phi')$ 是相位函数, r_i 与传输线的特性阻抗相关联, p_i, q_i 是计算系数.

根据式(1)即可利用矩量法(MoM)计算出同轴直排天线的电流值和阻抗矩阵. 文中, 选用分段正弦函数为电流展开基函数:

$$\begin{cases} F_n(z) = \frac{\sin k(z-z_{n-1})}{\sin k(z_n-z_{n-1})}, & z_{n-1} \leq z < z_n \\ F_n(z) = \frac{\sin k(z_{n+1}-z)}{\sin k(z_{n+1}-z_n)}, & z_n \leq z < z_{n+1} \end{cases} \quad (3)$$

检验函数采用点选配的方法, 即可求出考虑互耦的阻抗矩阵, 进而求出阵列单元的各项参数, 然后优化出天线的尺寸. 图 1 所示为本文优化设计的 5 个振子的天线阵列单元的结构.

2.2 阵列互耦模型

如图 2 所示, M 个阵元在水平面上沿圆周等间距排列构成圆阵.

本文采用矩量法计算天线阵单元间的互耦, 确定各端口考虑互耦的真实激励电压. 广泛采用的分析互耦的一种方法, 是将天线阵中各单元间的关系视为多端口耦合网络, 各单元电流和电压的关系可由网络方程给出^[9]:

$$[V] = [I][Z] \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \text{其中, } Z_{mn} = & \int (J_m \cdot E_n^s) dV \\ V_m = & - \int (J_m \cdot E_i) dV \end{aligned}$$

J_m 为第 m 个检验函数, E_n^s 为第 n 个单元的辐射电场, E_i 为入射平面波电场, 则有^[10]:

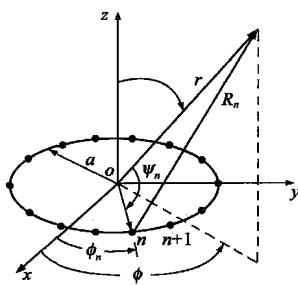


图 2 圆阵结构示意图

$$[Z] = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1M} \\ s_{1M} & s_{11} & \dots & s_{1(M-1)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{12} & s_{13} & \dots & s_{11} \end{bmatrix} \quad (5)$$

在计算实践中发现, Z 阵的元素可以看成是由 M 个具有对称性的子阵 $s_{1j} (j = 1, 2, \dots, M)$ 按式(5)所示的规律排列而成. 其中 M 是组成圆周阵的单元数, 子阵的阶数等于各振子的分段数目, 而各元素的数值取决于圆阵中各分段间的互阻抗. 显然, 当只要求得 Z 中第一行的 M 个子矩阵即可布成 Z 阵. 这样, 就构造了 TOEPLITZ 矩阵, 利用 TOEPLITZ 矩阵的性质可以大大的节省计算时间.

结合(1)、(3)、(4)和(5)即可计算出整个阵列电压矩阵 V , 进而可以求得考虑互耦的阵列的各项参数.

3 天线阵列的实现和互耦补偿

本文将 8 个阵元在水平面上沿半径为 a 的圆周等间距排列构成圆阵. 则理论上(没有补偿)的导引向量为

$$a(\theta, \phi) = [a_0(\theta, \phi), a_1(\theta, \phi), \dots, a_{M-1}(\theta, \phi)]^T \quad (6)$$

$$\text{其中 } a_m(\theta, \phi) = e^{-j\beta(x_m \cos \phi \sin \theta + y_m \sin \phi \sin \theta + z_m \cos \theta)}$$

对于圆周阵, 则有

$$a_m(\theta, \phi) = e^{-j\beta a (\sin \theta \cos(\phi - \phi_m) - \sin \theta_0 \cos(\phi_0 - \phi_m))} \quad (7)$$

包含所有 θ, ϕ 的一组导引向量称为阵列流形(Array Manifold), 定义矩阵 A 为包含一系列响应不同角度的导引向量构成的阵列流形矩阵. (θ, ϕ) 这对角称为接收平面波的波达方向(Direction of Arrival, DOA). 为简单起见, 除非特别说明, 我们都认为多径分量以水平面方向 $\theta = \pi/2$ 到达基站, 因此方位角 ϕ 就可以完全确定 DOA.

设修正导引向量为^[1]

$$a_c(\theta) = C(\theta) a(\theta) \quad (8)$$

修正矩阵 $[C(\theta)]$ 修正了幅度、相位的失配和互耦的影响. 其表达式为^[4]

$$C = A_{true} A_{theo}^H (A_{theo} A_{theo}^H)^{-1} \quad (9)$$

A_{true} 和 A_{theo} 分别为矩量法确定的(补偿)阵列流形矩阵和理论(未补偿)阵列流形矩阵. 一旦阵元数目 M 确定, 则 C 可由通过求解下面的最小代价函数得到^[11]

$$J_c = \sum_{n=0}^{M-1} \| U^H C \Gamma a(\theta_n) \|^2 \quad (10)$$

其中 $U = [u_{N+1}, u_{N+2}, \dots, u_M]$, $u_i, (i = 1, 2, \dots, M)$ 为矩阵 $R_x = E(XX^H)$ 的特征向量; $\Gamma = \text{diag}\{\alpha_1 e^{-jw_0 \phi_1}, \alpha_2 e^{-jw_0 \phi_2}, \dots, \alpha_M e^{-jw_0 \phi_M}\}$, α 和 ϕ 分别为第 i 个传感器的幅度和延迟相位.

实验测试环境为天线暗室和开阔场地. 指标如下表所示, 其中温度范围是在天线暗室中测量的.

表 1

频率范围	1880~2025MHz	驻波比	VSWR < 1.4
插入损耗	< -15dB	不圆度	< ±1dB
极化方式	垂直极化	圆阵半径	0.5λ
半功率波瓣宽度	> 14°	最大风速	200km/h
下倾角度	6°~7°	温度范围	-45°~55°

3.1 导引向量补偿与未补偿的比较

首先,我们研究理论导引向量和补偿阵列导引向量随角度(Relative Angle Change, RAC)的变化趋势,有^[6]

$$RAC(\%) = 100 \times \sqrt{1 - \frac{a_c^* \cdot a}{\|a_c\| \cdot \|a\|}} \quad (11)$$

式(11)表明了补偿的导引向量与未补偿(理论)导引向量的相对变化情况(百分比),图3显示了RAC随角度变化的趋势。

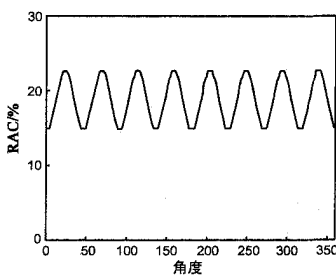


图3 RAC随角度变化情况

由图可知,局部最大(或最小)的数目和天线阵列阵元的数目相同,局部最小对应的角度对应于圆阵各阵元的位置。RAC曲线表明了需要补偿的各方位的百分比,它表明了对阵元所在位置的匹配补偿很小,说明此位置受各单元间的散射影响较小。

3.2 下行链路波束赋形的补偿

定义权向量为^[11]

$$w = [w_0, w_1, \dots, w_{M-1}]^H \quad (12)$$

其中,第 m 个权因子为

$$w_m = e^{-j\beta m \Delta x \sin \theta_0 \cos \phi_0} \quad (13)$$

则 (θ, ϕ) 方向的阵列因子为

$$f(\theta, \phi) = w^H a(\theta, \phi) \quad (14)$$

下面进行各端口的加权,并绘制出补偿前后的实验曲线,以检验补偿对波束赋形的影响。由于研究的是全向辐射的圆形智能天线阵,所以我们更关注阵列的H面方向图。

3.2.1 各端口等幅同相馈电

如图4所示,实线为未补偿时的中心频率处的归一化H面方向图,虚线表示补偿后的方向图。

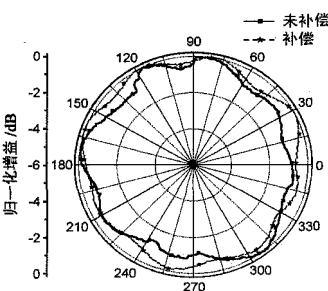


图4 等幅同相馈电H面方向图

由图可知,对于天线阵的全向辐射,互耦的存在导致天线阵的增益有所下降,各阵元所在的位置对应于局部最大点,经过补偿后天线的不圆度变得更好。

3.2.2 八个端口等幅异相馈电 选择以下的相位分布:

1,8 端口	2,7 端口	3,6 端口	4,5 端口
0°	122°	-66.2°	55.8°

如图5所示,为各端口等幅异相馈电的归一化H面方向图,实线表示未补偿的情况,虚线表示补偿后的方向图。

可以看出,补偿与没有补偿相比更有效地降低了旁瓣电平,特别是在 200° 附近旁瓣电平降低了近8dB;同时补偿有效地加深了零陷,提高了天线的效率。使天线主波束对准用户信号到达方向,旁瓣或零陷对准干扰信号到达方向,可以达到充分高效利用信号并删除或抑制干扰信号的目的。

3.3 DOA估计补偿

在方向识别的应用中,DOA估计对互耦很敏感,因此,互耦的影响需要加以重视。为了确定接收信号的波达方向,我们采用高分辨率的MUSIC算法。

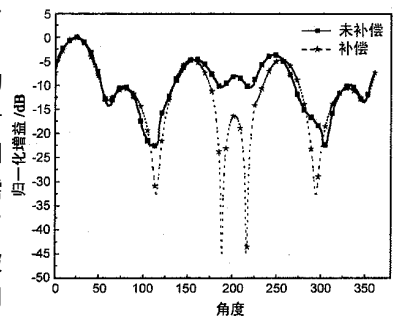


图5 天线阵H面方向图(异相馈电)

MUSIC算法是以几何观点考察信号参数估计的问题。如果有 D 个信号入射到阵列上,则 M 元阵列接收到的输入数据向量可以表示为 D 个入射波形与噪声的线性组合。即

$$u(t) = \sum_{l=0}^{D-1} a(\phi_l) s_l(t) + n(t) \quad (15)$$

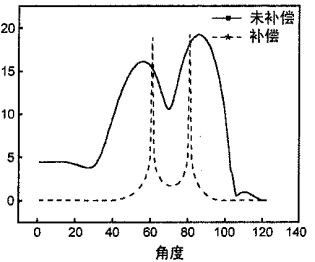


图6 互耦补偿前后的MUSIC空间谱估计

式中, $s^T(t) = [s_0(t), s_1(t), \dots, s_{D-1}(t)]$ 是入射信号向量, $n(t) = [n_0(t), n_1(t), \dots, n_{D-1}(t)]$ 是噪声向量, $a(\phi_j)$ 是对应于第 j 个信号的波达方向的阵列导引向量。

那么经过补偿后,DOA估计的算法—MUSIC算法的改进算法为:

$$P(\phi) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} a_{cm}^H(\phi) a_{cm}(\phi)}{\sum_{m=0}^{M-1} a_{cm}^H(\phi) V_n V_n^H a_{cm}(\phi)} \quad (16)$$

其中, $a_{cm}(\phi)$ 为补偿后的导引向量。图6为补偿前后的空间谱估计曲线,两个信噪比(SNR)为30dB的不相关等功率信号分别以 60° 和 80° 入射到8元的等距圆阵上面。

图5中实线表示未补偿的情况,虚线表示补偿后的结果。当超过一个信号时,互耦的影响将变得更加显著,这时候未补偿的空间谱的峰值已经不能准确的表达DOA的角度,但是补偿后的空间谱的尖锐峰值可以准确地表示波达方向。

4 结论

互耦特别是互耦补偿问题,一直是困扰智能天线设计的一个重要问题。结合同轴印刷振子组成圆形智能天线阵列的新技术及矩量法,本文计算了考虑互耦补偿的导引向量,比较了补偿和未补偿的区别,采用补偿的导引向量和阵列流形矩阵,提高了下行链路波束赋形和上行链路DOA估计的效率和天线阵的分辨力,对3G通信系统智能天线的研发具有指导意义。

参考文献:

[1] B Friendlander, Anthony J Weiss. Direction finding in the presence of

mutual coupling[J]. IEEE Trans on AP, 1991, 39(3): 273- 284.

- [2] C See. A method for array calibration in parametric sensor array processing[A]. Proc. of ICCS ' 94 Conference Proceedings[C]. Singapore: ICCS, 1994. 915- 919.
- [3] C C Yeh, M L Leou, D R Ucci. Bearing estimation with mutual coupling present[J]. IEEE on AP, 1989, 37(10): 1332- 1335.
- [4] T Su, K R Dandekar, H Ling. Simulation of mutual coupling effect in circular arrays for direction finding applications[J]. Microwave and Optical Technology, 2000, (9): 331- 336.
- [5] K Pasala, E Friel. Mutual coupling effects and their reduction in wide band direction of arrival estimation[J]. IEEE Trans on Aerospace and electronic systems, 1994, 30(4): 1116- 1122.
- [6] T Su, K R Dandekar, H Ling. Experimental study of mutual coupling compensation in smart antenna applications[J]. IEEE Trans on AP, 2002, 1(3): 480- 486.
- [7] 孙长果, 等. 考虑互耦影响下的智能天线数字波束赋形[J]. 微波学报, 2003, 19(1): 39- 42.
- [8] Akihide Sakitani, Shigen Egashira. Analysis of coaxial collinear antenna: Recurrence formula of voltages and admittances at connections[J]. IEEE Trans on AP, 1991, 39(1): 15- 21.
- [9] 康行健. 天线原理与设计[M]. 北京: 国防工业出版社, 1995. 102 - 106.
- [10] 李世智. 电磁辐射与散射问题的矩量法[M]. 北京: 电子工业出版社, 1985. 50- 90.
- [11] J C Liberti, T S Rappaport. 无线通信中的智能天线[M]. 马凉, 等, 译. 北京: 机械工业出版社, 2002. 81- 210.

作者简介:



高峰男, 1975 年出生于河北省, 西安电子科技大学博士生, 研究方向为智能天线和宽带小型化天线.



刘其中男, 1938 年出生于重庆市, 现为西安电子科技大学天线所教授、博士生导师, 主要从事天线数值计算与 CAD、宽带小型化天线和智能天线、电磁散射等的研究工作.



单润红女, 1976 年出生于河北省, 国防科技大学计算机学院博士生, 研究方向为高性能应用软件.