

利用天线互耦修正天线测量误差

洪家才 王晓春 (讲师) 国防科工委指挥技术学院 (101416)

摘 要 用散射网络概念和天线口径面的平面波谱, 把天线问题用网络方法来求解, 推导出了天线耦合公式。并利用这种耦合的计算方法, 修正紧缩场中被测天线方向图的误差。

关键词 天线 耦合 平面波谱 方向图: 紧缩场

1 引言

天线耦合的计算一直是天线问题特别是天线阵问题的一个难点。一般天线问题的计算方法很难计算天线间的耦合, 而精确的计算方法如矩量法、FDTD 法等用到这类问题时又过于复杂。本文试图用散射网络的概念, 利用天线口径面的平面波谱, 即远区方向图的特性求天线间的耦合。实际上是把天线问题用网络方法来求解。

天线的低副瓣测量技术在天线测量中占有越来越重要的地位, 而天线的低副瓣测量受天线测试方法和测试环境制约。现在国际上常用的紧缩场测试技术, 由于紧缩场的静区场分布可以精确确定, 因此可以利用上述天线耦合的计算方法, 确定紧缩场的静区场分布不均时对其中测试天线方向图的影响, 进一步对紧缩场中测定天线方向图进行修正。

2 天线的平面波谱

设天线的口径场为 $\vec{g}(X, Y)$, 平面波谱为 $\vec{S}(k_x, k_y)$, $\vec{S}_a(k_x, k_y)$ 为口径平面波谱, 则根据 Fourier 变换, 和 Fourier 反变换:

$$\vec{S}(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{E}(x, y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (1)$$

$$\vec{E}(\vec{r}) = \frac{1}{4\pi^2} \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{S}(k_x, k_y) e^{-j\vec{k} \cdot \vec{r}} dk_x dk_y \quad (2)$$

则

$$\vec{S}_a(k_x, k_y) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \vec{g}(x, y) e^{-j(k_x x + k_y y)} dx dy \quad (3)$$

式中

$$\vec{k} = (k_x, k_y, \gamma)$$

$$\gamma = \sqrt{k^2 - k_x^2 - k_y^2}$$

$$k = 2\pi/\lambda$$

根据平面波谱理论, 天线远区方向图与口径场的平面波谱的关系如下^[1]:

$$\vec{f}(\theta, \Phi) \propto \vec{E}\vec{Y} \approx \cos\theta \vec{S}_a(k_x, k_y) - \sin\theta (S_x \cos + S_y \sin\Phi) \hat{Z} \quad (4)$$

其中, S_x, S_y 是 s 的 x, y 分量,

当 θ 较小时, $\sin\theta \approx 0, \cos\theta \approx 1$, 式(4)可简化为

$$\vec{f}(\theta, \Phi) \propto \vec{S}_a(k_x, k_y) \quad (5)$$

· 又因为远区的方向图 f 与平面波谱 S 成正比 (Kerns, 1981) [1]

$$\vec{f}(\theta, \Phi) = -j\gamma \vec{S}(k_x, k_y) \quad (6)$$

天线方向图反映天线对空间的能量传输情况, 因此, 从图论观点看, 天线的平面波谱是散射参数中的传输参数。

因此, 当 θ 较小时

$$\vec{S}(k_x, k_y) \approx \vec{S}_a(k_x, k_y) = \iint_A \vec{g}(x, y) e^{-jk_x x - jk_y y} dx dy \quad (7)$$

(其中 A 是 $g(x, y)$ 不为 0 的区域)

当 θ 较大时, 由式(6)和式(4)通过 S_a 求得。

3 两天线的耦合公式 [2,3]

两天线耦合示意图如图 1, 其中 \vec{K}, \vec{R} 分别为 $\vec{k}, \vec{\gamma}$ 横向分量, r, d 分别为纵向分量, $a_i, b_i (i = 0, 1, 2)$ 分别为各参考面的人射波和反射波幅度。耦合公式推导如下:

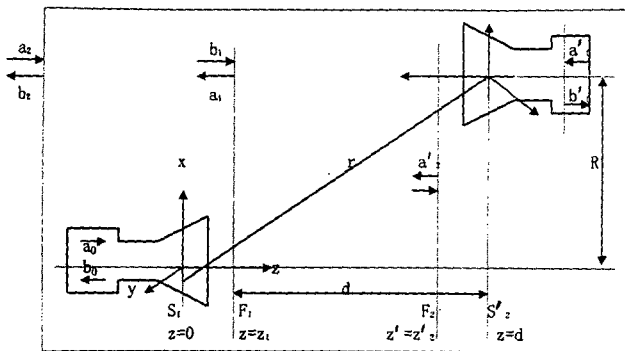


图 1 两天线耦合示意图

两个天线构成的系统可以看成是一个传输系统, 只考虑两天线, 则 $\hat{a}_2 = 0$ (无外界入射波), 而 \hat{b}_2 的波谱与考虑问题无关, 因此根据散射矩阵理论:

$$\begin{cases} b_0 = S_{00}a_0 + \hat{S}_{01}\hat{a}_1 \\ \hat{b}_1 = \hat{S}_{10}a_0 + \hat{S}_{11}\hat{a}_1 \end{cases} \quad (8)$$

其中, $S_{00}, \hat{S}_{01}, \hat{S}_{10}, \hat{S}_{11}$ 分别为 S_0, S_1 两端口网络的四个 S 参数, 参数上带 \wedge 表示向量, 分别代表各种模式。

同理

$$\begin{cases} b'_0 = S'_{00}a'_0 + \hat{S}'_{02}\hat{a}'_2 \\ \hat{b}'_2 = \hat{S}'_{20}a'_0 + \hat{S}'_{22}\hat{a}'_2 \end{cases} \quad (9)$$

其中, $S'_{00}, \hat{S}'_{02}, \hat{S}'_{20}, \hat{S}'_{22}$ 分别为 S'_0, S'_1 两端口网络的四个 S 参数。两网络之间的联系:

$$\begin{cases} a'_2(m, \bar{K}) = b_1(m, \bar{K}) e^{j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} \\ \alpha_1(m, \bar{K}) = b'_2(m, \bar{K}) e^{-j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} \end{cases} \quad (10)$$

(m 代表不同传播模式)

或写成:

$$\begin{bmatrix} \hat{a}_1 \\ \hat{a}'_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \hat{T}_{12} \\ \hat{T}_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{b}_1 \\ \hat{b}'_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

其中:

$$\begin{aligned} \hat{T}_{12} &= T_{12}(m, \bar{K}; n, \bar{L}) = \delta_{mn} \delta(\bar{K} - \bar{L}) e^{-j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} \\ \hat{T}_{21} &= T_{21}(m, \bar{K}; n, \bar{L}) = \delta_{mn} \delta(\bar{K} - \bar{L}) e^{-j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} \end{aligned}$$

现在设左天线发, 右天线收, 把收发天线的两端口 S_0 和 S_Q 看成两端口网络, 则

$$\begin{cases} b_0 = M_{00} a_0 + M_{0Q} a'_Q \\ b'_Q = M_{Q0} a_0 + M_{QQ} a'_Q \end{cases} \quad (12)$$

利用式(8), (9), (10) 式, 若令 $a_0 = 0$, 求 b'_Q/a'_Q , 得

$$M_{Q0} = S'_{00} + \hat{S}'_{02} \hat{R} (1 - \hat{S}'_{22} \hat{R})^{-1} \hat{S}'_{20} \quad (13)$$

若令 $a'_Q = 0$, 求 b'_Q/a_0 , 得

$$M_{Q0} = \hat{S}'_{02} T_{21} (1 - \hat{S}_{11} \hat{R}')^{-1} \hat{S}_{10} \quad (14)$$

其中

$$\hat{R} = \hat{T}_{21} \hat{S}_{11} \hat{T}_{12} \quad \hat{R}' = \hat{T}_{12} \hat{S}'_{22} \hat{T}_{21}$$

在测量技术中, 两天线间的反射可忽略, 则 $\hat{S}_{11} = 0, \hat{S}'_{22} = 0$, 因此 $M_{Q0} = \hat{S}'_{02} \hat{T}_{21} \hat{S}_{10}$, $M_{QQ} = \hat{S}'_{00}$, 这时如果接收天线终端负载的反射系数为 Γ'_L , 由(12) 式可得:

$$b'_Q = (1 - \Gamma'_L S'_{00})^{-1} \hat{S}'_{02} \hat{T}_{21} \hat{S}_{10} a_0$$

考虑不同 m 和 \bar{k} , 上式精确写为:

$$b'_Q = (1 - \Gamma'_L S'_{00})^{-1} a_0 \iint \sum_m S'_{02}(m, \bar{K}) S_{10}(m, \bar{K}) e^{j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} d\bar{K}$$

而

$$\sum_m (m, \bar{K}) S_{10}(m, \bar{K}) = \tilde{S}'_{02}(\bar{K}) \cdot \tilde{S}_{10}(\bar{K}) \quad (15)$$

$$\therefore b'_Q = \frac{a_0}{1 - \Gamma'_L S'_{00}} \iint \tilde{S}'_{02}(\bar{K}) \cdot \tilde{S}_{10}(AKK - \mathbb{J}) e^{j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} d\bar{K} \quad (16)$$

假如接收天线是互易的, 则^[1]

$$\eta_0 k S'_{02}(\bar{K}) = Y_0 \gamma S'_{20}(-\bar{K}) \quad (\text{Kerns, p76})$$

代入式(17)

$$b'_Q = a_0 \frac{1 - \Gamma'_L S'_{00}}{k Z_0 \eta'_0} \iint \gamma \tilde{S}'_{20}(-AKK - \mathbb{J}) \cdot \tilde{S}_{10}(\bar{K}) e^{j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} d\bar{K} \quad (17)$$

把式(6)代入上式, 并把所有常数合记为 c , 得

$$\frac{b'_Q}{a_0} = - \iint_{\bar{k} < k} \frac{\tilde{f}_1(-\bar{K}) \cdot \tilde{f}(\bar{K})}{\gamma} e^{j \cdot \bar{k} \cdot \bar{r}} d\bar{K} \quad (18)$$

此式是计算天线耦合的通式。此式表示, 在两天线的某一相对位置上, 发射天线的功率为

a_0 , 接收天线在该方位上的接收功率密度为 b'_0 , 所有方位上 b'_0 与方位角的关系是耦合后的天线的方向图。

4 待测天线与 CAR 间的耦合

在图 2 所示的紧缩场中, 与 K 有关的是 (θ, Φ) , 与 $-K$ 相关的是 (θ_i, Φ_i) , 两天线的坐标关系为(设 $R = 0$):

$$x_i = x$$

$$y_i = -y$$

$$z_i = d - z$$

$$\therefore \theta_i = \theta$$

$$\Phi_i = \pi + \Phi$$

因此, (18) 式变为:

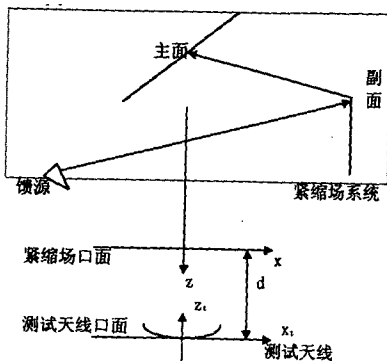


图 2 紧缩场测试系统

$$\frac{b'_0}{a_0} = -c \iint_{K=A} \frac{\tilde{f}_i(\theta, \pi + \Phi) \cdot \tilde{f}(\theta, \Phi)}{\gamma} e^{j\gamma d} k du k dv \quad (19)$$

如果是理想情况, CAR 天线发射单个平面波, 则 CAR 的平面波谱为 delta 函数:

$$\tilde{f}(\theta, \Phi) = \tilde{f}_0 \delta(k_x) \delta(k_y) \quad (20)$$

\tilde{f}_0 是方向性系数的幅值, 则式(19)变为:

$$\frac{b'_0}{a_0} = -c \frac{e^{jkd_z}}{k} \tilde{f}_0 \cdot \tilde{f}_i(0, \pi + \Phi) \quad (21)$$

一般情况下, 求解(18)式即可计算天线间的耦合, 但上式只计算了待测天线和 CAR 间一个相对位置时的耦合, 当待测天线从固定坐标系转 (θ_0, Φ_0) , 则待测天线相对固定坐标系的平面波谱就会发生变化。当 (θ_0, Φ_0) 比较小时, 可以看成平面波谱的平移, 这样, 转动过的天线平面波谱在固定坐标系中相对未转动天线平移了 \bar{K}_0 , 即:

$$\tilde{S}_i^m(-\bar{K}) = \tilde{S}_i(\bar{K}_0 - \bar{K}) \quad (22)$$

这里, \bar{K}_0 是与 (θ_0, Φ_0) 相关的

$$\bar{K}_0 = \langle k \sin \theta_0 \cos \Phi_0, k \sin \theta_0 \sin \Phi_0, 0 \rangle = k(u_0, v_0, -0, 0) \quad (23)$$

这时耦合公式(18)变为:

$$b(\bar{K}_0) = c \gamma \iint \tilde{S}_i(\bar{K}_0 - \bar{K}) \cdot \tilde{S}(AKK - \bar{K}) d\bar{K} \quad (24)$$

这里 $d = 0, R = 0$

因为平面波谱的反 Fourier 变换是口径场, 则上式的积分的反 Fourier 变换是口径场的点积, 因此:

$$\iint b(\bar{K}_0) e^{j(k_0 x + k_0 y)} d\bar{K}_0 \propto \tilde{g}_i(x, y) \cdot \tilde{g}(x, y) \quad (25)$$

$$\therefore b(\theta, \Phi) = c_1 \iint \tilde{g}_i(x, y) \cdot \tilde{g}(x, y) e^{-jk(xu + yv)} dx dy \quad (26)$$

注意, 上式是在 (θ_0, Φ_0) 比较小的情况下推导出来的。

由式 (26) 可以看出, 当 CAR 是理想的, 即 $g(x, y) = 1$ 时, 式 (26) 就是式 (6), 是待测天线的平面波谱。

5 CAR 静区场不均匀性对待测天线远区方向图测量的影响

双柱面紧缩场测试系统经过布局优化、边缘锯齿处理和馈源设计及加工定位精度控制等一系列措施后, 紧缩场静区的场分布比较理想, 但还不是完全的理想分布状态, 主极化幅度分布不完全均匀、相位不完全同相、交叉极化不全为零, 这种不完全理想的静区场分布对待测天线的远区方向的测试必然带来误差。根据耦合公式, 待测天线受到紧缩场的耦合, 测得的方向图发生变化, 与实际的方向图有一定的偏差。图 3 是几种待测天线口面场分布在计算得到的紧缩场静区场分布情况下, 根据式 (26) 编程算得的仿真待测天线的测量方向图与实际方向图的比较 (实线是实际方向图, 长虚线是仿真的测量方向图, 短虚线是两者的差)。且图中计算的仿真测量方向图与紧缩场实测的方向图一致。该程序不仅能根据算得的紧缩场静区场分布计算理论上已知口面场分布的待测天线的测量误差, 而且可以直接把测量的紧缩场静区场分布代入计算。这样, 根据在该紧场测得的的天线方向图, 可以通过反 Fourier 变换得到口径面的场分布, 通过上述程序计算推出误差的大小, 从而修正测量的天线方向图, 使其更接近实际值。大大提高紧缩场中待测天线方向图的测量精度。

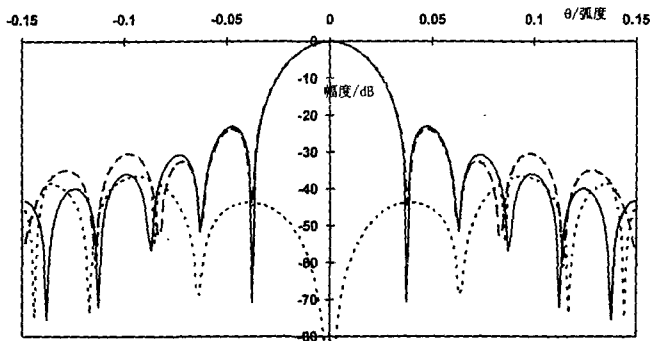


图 3 待测天线口面场分布为 $\cos\theta$ 时的耦合

参考文献

- 1 Kerns M. Plane Wave Scattering Theory of Antennas and Antenna - antenna Interactions. U. S. National Bureau of Standards, monograph 162. 1981
- 2 Yangjian D. Efficient Computation of Antenna coupling and Fields Within the Near - Field Region. IEEE Transaction on Antennas and Propagation, 1982, 30 (1): 113 ~ 127
- 3 Collin R. E. Antenna Theory, Part I. NewYork: McGraw - Hill Book Company, 1969. Chapter 3
- 4 Jonson F. Study on a Dual Reflect Compact Range. Final report. 1985

如何学习天线设计

天线设计理论晦涩高深, 让许多工程师望而却步, 然而实际工程或实际工作中在设计天线时却很少用到这些高深晦涩的理论。实际上, 我们只需要懂得最基本的天线和射频基础知识, 借助于 HFSS、CST 软件或者测试仪器就可以设计出工作性能良好的各类天线。

易迪拓培训(www.edatop.com)专注于微波射频和天线设计人才的培养, 推出了一系列天线设计培训视频课程。我们的视频培训课程, 化繁为简, 直观易学, 可以帮助您快速学习掌握天线设计的真谛, 让天线设计不再难...



HFSS 天线设计培训课程套装

套装包含 6 门视频课程和 1 本图书, 课程从基础讲起, 内容由浅入深, 理论介绍和实际操作讲解相结合, 全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程, 可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计, 让天线设计不再难...

课程网址: <http://www.edatop.com/peixun/hfss/122.html>

CST 天线设计视频培训课程套装

套装包含 5 门视频培训课程, 由经验丰富的专家授课, 旨在帮助您从零开始, 全面系统地学习掌握 CST 微波工作室的功能应用和使用 CST 微波工作室进行天线设计实际过程和具体操作。视频课程, 边操作边讲解, 直观易学; 购买套装同时赠送 3 个月在线答疑, 帮您解答学习中遇到的问题, 让您学习无忧。

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/cst/127.html>



13.56MHz NFC/RFID 线圈天线设计培训课程套装

套装包含 4 门视频培训课程, 培训将 13.56MHz 线圈天线设计原理和仿真设计实践相结合, 全面系统地讲解了 13.56MHz 线圈天线的工作原理、设计方法、设计考量以及使用 HFSS 和 CST 仿真分析线圈天线的具体操作, 同时还介绍了 13.56MHz 线圈天线匹配电路的设计和调试。通过该套课程的学习, 可以帮助您快速学习掌握 13.56MHz 线圈天线及其匹配电路的原理、设计和调试...

详情浏览: <http://www.edatop.com/peixun/antenna/116.html>



关于易迪拓培训:

易迪拓培训(www.edatop.com)由数名来自于研发第一线的资深工程师发起成立,一直致力和专注于微波、射频、天线设计研发人才的培养;后于 2006 年整合合并微波 EDA 网(www.mweda.com),现已发展成为国内最大的微波射频和天线设计人才培养基地,成功推出多套微波射频以及天线设计经典培训课程和 ADS、HFSS 等专业软件使用培训课程,广受客户好评;并先后与人民邮电出版社、电子工业出版社合作出版了多本专业图书,帮助数万名工程师提升了专业技术能力。客户遍布中兴通讯、研通高频、埃威航电、国人通信等多家国内知名公司,以及台湾工业技术研究院、永业科技、全一电子等多家台湾地区企业。

我们的课程优势:

- ※ 成立于 2004 年, 10 多年丰富的行业经验
- ※ 一直专注于微波射频和天线设计工程师的培养,更了解该行业对人才的要求
- ※ 视频课程、既能达到了现场培训的效果,又能免除您舟车劳顿的辛苦,学习工作两不误
- ※ 经验丰富的一线资深工程师主讲,结合实际工程案例,直观、实用、易学

联系我们:

- ※ 易迪拓培训官网: <http://www.edatop.com>
- ※ 微波 EDA 网: <http://www.mweda.com>
- ※ 官方淘宝店: <http://shop36920890.taobao.com>