

文章编号 1005-0388(2001)03-0329-05

随机误差对超低副瓣天线平面近场测量的影响*

于丁 傅德民 刘其中 焦永昌 毛乃宏

(西安电子科技大学天线与电磁散射研究所, 陕西 西安 710071)

摘要 导出了平面近场测量中近场幅相随机误差所引起的误差谱的解析表达式。利用计算机模拟和统计平均的方法研究了近场幅相随机误差对超低副瓣天线平面近场测量结果的影响, 并给出不同口径尺寸的超低副瓣天线的平面近场测量, 为保证 -55dB 副瓣 $\pm 5\text{dB}$ 的测试精度, 所能允许的近场幅相随机误差的最大起伏度。

关键词 超低副瓣天线 平面近场测量 随机误差 最大起伏度

中图分类号 TN82 文献标识码 A

The effect of random errors on planar near-field measurements with ultra-low sidelobe antennas

YU Ding FU De-min LIU Qi-zhong JIAO Yong-chang MAO Nai-hong

(Institute of Antennas and EM Scattering, Xidian University, Xi'an Shanxi 710071, China)

Abstract The analytical expressions of the error spectra caused by random errors in the measurement of amplitude and phase of the near field in planar near-field measurements are presented. The effect of random errors in the measurement of amplitude and phase of the near field on planar near-field measurements with ultra-low sidelobe antennas is studied by means of computer simulation and statistical average, and the maximum permissible varying intervals of random errors in the measurement of amplitude and phase of the near field for planar near-field measurements with ultra-low sidelobe antennas are given in order to ensure the measurement accuracy of $\pm 5\text{dB}$ for -55dB sidelobe with different aperture size.

Key words ultra-low sidelobe antenna planar near-field measurement random error

maximum varying interval

1 引言

平面近场测量是近场测量技术中研究最早、应用最多的测量方法, 被广泛用于测量天线的远场方向图和其它远场电参数, 并特别适用于对大型相控阵天线及其超低副瓣天线的测量和调整。对平面近场测量进行误差分析对于保证高精度测试具有重要意义, 这方面国外一些学者已经开展了一些工作^[1,2], 但主要限于对系统误差的分析上, 国内这方

面的研究尚处于探索阶段。通常情况下, 系统误差对平面近场测量的影响是主要的, 而随机误差的影响则很小。但是对于超低副瓣天线或高性能天线的平面近场测量, 随机误差将最终限制测试精度, 此时必须考虑随机误差的影响^[3,4]。因此, 研究随机误差对超低副瓣天线平面近场测量的影响无论在理论上还是在实际中均具有重要意义, 这也正是本文研究的主题。

2 随机误差所引起的误差谱

由平面近场测量理论,有如下耦合方程:

$$b'_0(\mathbf{P})/a_0 = F' \int t_{10}(\mathbf{K}) \cdot s'_{02}(\mathbf{K}) e^{-j\gamma d} e^{-j\mathbf{K} \cdot \mathbf{P}} dk_x dk_y \quad (1)$$

式中, b'_0 为探头输出信号的复振幅, a_0 为待测天线输入信号的复振幅, $\mathbf{P} = x\hat{x} + y\hat{y}$ 为探头在扫描面上的横向位置, d 为待测天线与扫描面之间的距离。 $\mathbf{K} = k_x\hat{x} + k_y\hat{y}$ 为传播矢量的横向分量, γ 为纵向分量, t_{10} 为待测天线的发射特性, s'_{02} 为探头的接收特性, F' 为失配因子。 $t_{10}(\mathbf{K}) \cdot s'_{02}(\mathbf{K})$ 为耦合积, 通常用 $D(\mathbf{K})$ 来表示, 即 $D(\mathbf{K}) = t_{10}(\mathbf{K}) \cdot s'_{02}(\mathbf{K})$, 这也正是作者要确定误差的物理量, 对(1)式作傅立叶反变换, 得

$$D(\mathbf{K}) = \frac{e^{j\gamma d}}{4\pi^2 F' A} \int B(\mathbf{P}) e^{j\mathbf{K} \cdot \mathbf{P}} dx dy \quad (2)$$

式中, $B(\mathbf{P})$ 为以探头在 \mathbf{P}_0 的输出为参考的归一化探头输出 $b'_0(\mathbf{P})/b'_0(\mathbf{P}_0)$; $A = a_0/b'_0(\mathbf{P}_0)$, 是待测天线输入端的 a_0 与探头在参考点的输出 $b'_0(\mathbf{P}_0)$ 之比, 称为归化常数。

由于 $D(\mathbf{K})$ 是空间带宽有限的, 故利用取样定理, (2)式中的积分可以通过下面的求和来精确计算, 于是有

$$D(\mathbf{K}) = \frac{e^{j\gamma d}}{4\pi^2 F' A} \delta_x \delta_y \sum_i B(\mathbf{P}_i) e^{j\mathbf{K} \cdot \mathbf{P}_i} \quad (3)$$

其中, δ_x 和 δ_y 分别为沿 x 和 y 方向近场数据点间隔, 这一求和可以用 FFT 算法很方便地计算。

无误差时探头的输出可以表示为

$$B(\mathbf{P}) = a(\mathbf{P}) e^{j\Psi(\mathbf{P})} \quad (4)$$

式中, $a(\mathbf{P})$ 表示幅度, $\Psi(\mathbf{P})$ 表示相位。

对 $a(\mathbf{P})$ 和 $\Psi(\mathbf{P})$ 进行测量时将会引入一定的随机误差, 分别用 $\Delta a(\mathbf{P})$ 和 $\Delta \Psi(\mathbf{P})$ 表示, 于是接收机所指示的幅度 a_m 和相位 Ψ_m 为

$$a_m(\mathbf{P}) = a(\mathbf{P}) + \Delta a(\mathbf{P}) \quad (5)$$

$$\Psi_m(\mathbf{P}) = \Psi(\mathbf{P}) + \Delta \Psi(\mathbf{P}) \quad (6)$$

则测量数据中的误差 $\varepsilon(\mathbf{P})$ 为

$$\begin{aligned} \varepsilon(\mathbf{P}) &= [a(\mathbf{P}) + \Delta a(\mathbf{P})] e^{j[\Psi(\mathbf{P}) + \Delta \Psi(\mathbf{P})]} - a(\mathbf{P}) e^{j\Psi(\mathbf{P})} \\ &= [a(\mathbf{P})(e^{j\Delta \Psi(\mathbf{P})} - 1) + \Delta a(\mathbf{P}) e^{j\Delta \Psi(\mathbf{P})}] e^{j\Psi(\mathbf{P})} \end{aligned} \quad (7)$$

展开上式中的指数相位误差因子, 只保留误差的一阶项, 得

$$\varepsilon(\mathbf{P}) \approx [\Delta a(\mathbf{P}) + j a(\mathbf{P}) \Delta \Psi(\mathbf{P})] e^{j\Psi(\mathbf{P})} \quad (8)$$

因为傅立叶变换具有线性性质, 所以由(2)式可得误差谱为

$$\begin{aligned} \Delta D(\mathbf{K}) &= \frac{e^{j\gamma d}}{4\pi^2 F' A} \int \varepsilon(\mathbf{P}) e^{j\mathbf{K} \cdot \mathbf{P}} dx dy \\ &= C \int [\Delta a(\mathbf{P}) + j a(\mathbf{P}) \Delta \Psi(\mathbf{P})] e^{j[\Psi(\mathbf{P}) + \mathbf{K} \cdot \mathbf{P}]} dx dy \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $C = \frac{e^{j\gamma d}}{4\pi^2 F' A}$, 下同。

首先考虑(9)中幅度误差项的影响。

令 $\phi(\mathbf{K}, \mathbf{P}) = \Psi(\mathbf{P}) + \mathbf{K} \cdot \mathbf{P}$, 并将积分化为求和, 则幅度误差项(第一项)具有如下形式:

$$\begin{aligned} \Delta D_a(\mathbf{K}) &= C \delta_x \delta_y \sum_{i=1}^N [\Delta a(\mathbf{P}_i) \cos \phi(\mathbf{K}, \mathbf{P}_i) + \\ &\quad j \Delta a(\mathbf{P}_i) \sin \phi(\mathbf{K}, \mathbf{P}_i)] \end{aligned} \quad (10)$$

式中, N 为数据点的总数。

再来考虑(9)中相位误差项的影响。

对于副瓣区域, 由于随机相位误差所引起的误差谱为

$$\begin{aligned} \Delta D_\Psi(\mathbf{K}) &= \frac{e^{j\gamma d}}{4\pi^2 F' A} \int j a(\mathbf{P}) \Delta \Psi(\mathbf{P}) e^{j\phi(\mathbf{K}, \mathbf{P})} dx dy \\ &= j C \delta_x \delta_y \sum_{i=1}^N [a(\mathbf{P}_i) \Delta \Psi(\mathbf{P}_i) \cos \phi(\mathbf{K}, \mathbf{P}_i) + \\ &\quad + j a(\mathbf{P}_i) \Delta \Psi(\mathbf{P}_i) \sin \phi(\mathbf{K}, \mathbf{P}_i)] \end{aligned} \quad (11)$$

当幅度误差和相位误差均存在时, 如果假定幅度误差和相位误差是独立的, 则总误差 ΔD 可以用下式来估计。

$$\Delta D = \sqrt{\Delta D_a^2 + \Delta D_\Psi^2} \quad (12)$$

3 计算机模拟

3.1 建立计算模型

如图 1 所示, 由半波振子构成的矩形天线阵列位于 xoy 平面上, 半波振子沿 x 轴方向放置。设沿 x 轴方向的半波振子数为 M , 沿 y 轴方向的半波振子数为 N 。阵列沿 x 方向的电流分布为 -55dB 副瓣的切比雪夫分布, 沿 y 方向的电流分布为余弦分布。阵列单元沿 x 方向的间隔为 dx , 沿 y 方向的间隔为 dy 。扫描面到阵列中心 o 的距离为 d 。扫描面上沿 x 方向的取样点数为 M' , 沿 y 方向的取样点数为 N' 。沿 x 方向的取样间隔为 Δx , 沿 y 方向的取样间隔为 Δy 。这里假定 M' 和 N' 均为奇数, 且 $M' = 2M'' + 1$, $N' = 2N'' + 1$ 。

设近场幅度随机误差的最大起伏度为 dam (分贝), 近场相位随机误差的最大起伏度为 dph (弧度), 且近场幅度和相位随机误差均服从正态分布。

设理论近场幅度分布为 $a(l_1 \Delta x, l_2 \Delta y, d)$, $l_1 =$

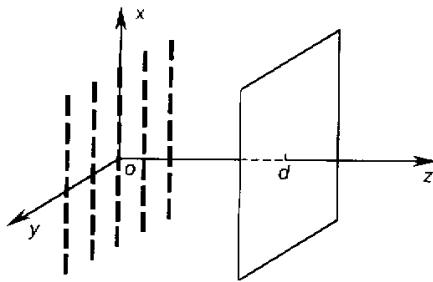


图1 计算模型示意图

$-M'', -M''+1, \dots, M''; l_2 = -N'', -N''+1, \dots, N''$, 则引入近场幅度随机误差后, 近场幅度分布为

$$a_m(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) = a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)[1 + \delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)] \quad (13)$$

式中, $\delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 为近场幅度随机误差因子, $a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 和 $\delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 均为标准量(非分贝数)。

将上式转化为分贝数形式, 则有

$$\begin{aligned} 20\lg a_m(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) &= 20\lg a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) + \\ &\quad 20\lg[1 + \delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)] \end{aligned} \quad (14)$$

其中:

$$- dam \leqslant 20\lg[1 + \delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)] \leqslant dam \quad (15)$$

令 $20\lg(1 + \delta_1) = dam$, 得

$$\delta_1 = 10^{\frac{dam}{20}} - 1 = e^{\frac{dam}{20}\ln 10} - 1 \quad (16)$$

令 $20\lg(1 + \delta_2) = -dam$, 得

$$\delta_2 = 10^{-\frac{dam}{20}} - 1 = e^{-\frac{dam}{20}\ln 10} - 1 \quad (17)$$

所以

$$\delta_2 \leqslant \delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) \leqslant \delta_1 \quad (18)$$

故 $\delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 服从均值为 $\mu = \frac{\delta_1 + \delta_2}{2}$, 均方差为 $\sigma = \frac{\delta_1 - \mu}{3} = \frac{\delta_1 - \delta_2}{6}$ 的正态分布, 即 $\delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) \sim N\left(\frac{\delta_1 + \delta_2}{2}, \frac{(\delta_1 - \delta_2)^2}{36}\right)$ 。

设理论近场相位分布为 $\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$, $l_1 = -M'', -M''+1, \dots, M''; l_2 = -N'', -N''+1, \dots, N''$, 则引入近场相位随机误差后, 近场相位分布为

$$\begin{aligned} \Psi_m(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) &= \Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) + \\ &\quad \delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $\delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 为近场相位随机误差因子, $\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 和 $\delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 的单位为弧度。且有

$$-dph \leqslant \delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) \leqslant dph \quad (20)$$

所以 $\delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 服从均值为 0, 均方差为 $\frac{dph}{3}$ 的正态分布, 即有 $\delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) \sim N\left(0, \frac{(dph)^2}{9}\right)$ 。

故引入近场幅相随机误差后, 扫描面上各取样点处的近场为

$$\begin{aligned} E_m(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) &= a_m(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) \cdot e^{j\Psi_m(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)} \\ &= a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)[1 + \delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)] \cdot \\ &\quad e^{j[\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d) + \delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)]} \\ &= E(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)[1 + \delta_a(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)] \cdot \\ &\quad e^{j\delta_\Psi(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)} \end{aligned} \quad (21)$$

式中, $E(l_1\Delta x, l_2\Delta y, d)$ 为扫描面上各取样点处的理论近场; $l_1 = -M'', -M''+1, \dots, M''; l_2 = -N'', -N''+1, \dots, N''$ 。

计算机模拟过程如下:

(1) 计算理论 E 面和 H 面远场方向图和理论近场幅相分布, 并由理论近场通过近远场变换计算出 E 面和 H 面远场方向图, 并与理论 E 面和 H 面远场方向图进行比较; (2) 引入近场幅相随机误差, 计算近场分布, 再由近远场变换计算出 E 面和 H 面远场方向图, 并与理论 E 面和 H 面远场方向图进行比较, 以观察近场幅相随机误差对结果的影响; (3) 在(2)的基础上, 进一步利用统计平均的方法研究近场幅相随机误差对超低副瓣天线平面近场测量结果的影响, 并给出对于不同口径尺寸的超低副瓣天线, 为保证 -55dB 副瓣 $\pm 5\text{dB}$ 的测试精度, 所能允许的近场幅相随机误差的最大起伏度 dam 和 dph 。

3.2 计算结果及讨论

在以下的计算中, 均取 $f = 9375\text{MHz}$, $dx = dy = 0.7\lambda$, $d = 4\lambda$, $M' = 85$, $N' = 67$, $\Delta x = \Delta y = 0.45\lambda$ 。

(1) 理论计算所得 E 面和 H 面远场方向图与由理论近场通过近远场变换所得 E 面和 H 面远场方向图的比较。

计算中取 $M = 43$, $N = 31$, 所计算的 E 面远场方向图的角域范围为 $-44^\circ \sim 44^\circ$, 所计算的 H 面远场方向图的角域范围为 $-47^\circ \sim 47^\circ$ 。计算结果如图 2 所示。从图中可以看出, 由理论近场通过近远场变换得到的 E 面和 H 面远场方向图与理论计算得到的 E 面和 H 面远场方向图吻合得很好。因此, 可以忽略有限扫描面截断误差的影响。

(2) 引入近场幅相随机误差, 改变近场幅相随机误差的最大起伏度, 分别由理论计算和近远场变换得到 E 面远场方向图, 并将结果进行比较。

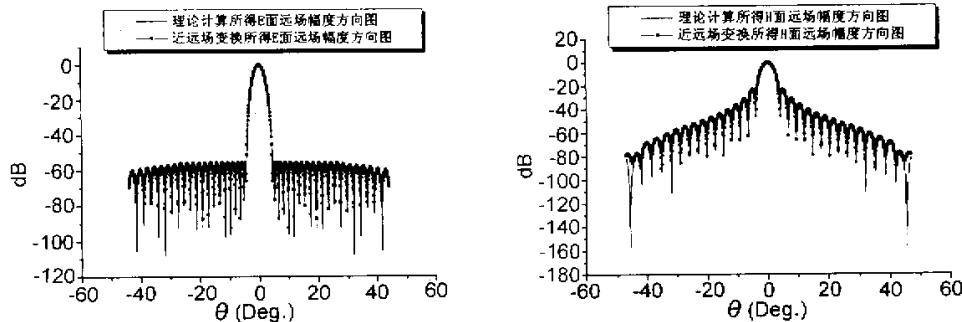


图 2 近远场变换所得 E 面和 H 面远场方向图与理论计算所得 E 面和 H 面远场方向图的比较

a. $dam = 0.5 \text{ dB}$, $dph = 5^\circ$

计算结果如图 3(a) 所示。

b. $dam = 1.0 \text{ dB}$, $dph = 10^\circ$

计算结果如图 3(b) 所示。

c. $dam = 2.0 \text{ dB}$, $dph = 20^\circ$

计算结果如图 3(c) 所示。

这里计算参数同(1)节, 分别计算了以下三种情况。

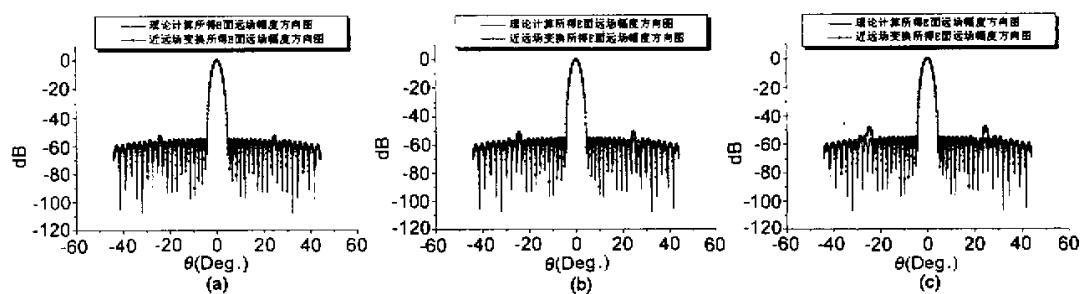


图 3 近远场变换所得 E 面远场方向图与理论计算所得 E 面远场方向图的比较

计算参数同(1)节, 由已知条件计算出理论 E 面远场方向图, 并求出理论最大副瓣电平 $SLLM_0$ 。给定近场幅相随机误差的最大起伏度 dam 和 dph 以及统计次数 N_0 (这里统一取 $N_0 = 100$, 且对于每次统计, 近场幅相随机误差的分布都是不同的)。对于每次统计, 由近远场变换计算出相应的 E 面远场方向图, 并求出相应的最大副瓣电平 $SLLM_i$ ($i = 1, 2, \dots, N_0$)。然后将这些最大副瓣电平对功率平均求得平均最大副瓣电平 \bar{SLLM} , 进而求出平均最大副

瓣电平相对于理论最大副瓣电平的偏差 δ 以及均方误差 σ 。 δ 和 σ 分别按下式计算:

$$\delta = \bar{SLLM} - SLLM_0 \quad (22)$$

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{N_0} (SLLM_i - \bar{SLLM})^2}{N_0}} \quad (23)$$

计算结果如表 1 所示, 其中理论最大副瓣电平 $SLLM_0 = -55.04436 \text{ dB}$ 。

表 1 计算结果

dam,dph	dam=0.5dB,dph=5°	dam=1dB,dph=10°	dam=2dB,dph=20°
SLLM(dB)	-52.66053	-50.13825	-46.34907
δ (dB)	2.383831	4.906113	8.695293
σ (dB)	1.179390	1.849476	2.618559

从表1可以看出,随着近场幅相随机误差的最大起伏度dam和dph的增大,相应的平均最大副瓣电平SLLM、平均最大副瓣电平相对于理论最大副瓣电平的偏差 δ 以及均方误差 σ 也增大。其中,当dam=1dB,dph=10°时,平均最大副瓣电平相对于理论最大副瓣电平的偏差接近于5dB。

在以上计算的基础上,经反复计算进一步得到对于不同尺寸的超低副瓣天线,为使平均最大副瓣电平相对于理论最大副瓣电平的偏差 δ 的绝对值小于或等于5dB,所能允许的近场幅相随机误差的最大起伏度dam和dph。(这里对于不同尺寸的超低副瓣天线,已经证实由理论近场通过近远场变换得到的E面远场方向图与理论计算得到的E面远场方向图在所计算的角域内均吻合得很好,因而可以忽略有限扫描面截断引入的误差)。计算结果如表2所示,其中 W_x 和 W_y 分别表示矩形天线阵列沿x

和y方向的宽度,且均以波长为单位。

从表2可以看出,随着矩形天线阵列沿x和y方向半波振子数的增多,即随着阵列沿x和y方向口径尺寸的增大,为使平均最大副瓣电平相对于理论最大副瓣电平的偏差 δ 的绝对值小于或等于5dB,所能允许的近场幅相随机误差的最大起伏度dam和dph也增大。这里所得到的dam和dph的值可作为要保证-55dB副瓣±5dB的测试精度,所允许的近场幅相随机误差的最大起伏度。值得一提的是,由于这些结果是利用统计平均的方法得到的,因而具有一定的可信度。因此,对于超低副瓣天线平面近场测量,当天线口径尺寸较小时,为保证-55dB副瓣±5dB的测试精度,对近场幅相随机误差的要求较为严格;而当天线口径尺寸较大时,为保证这一精度,对近场幅相随机误差的要求则较为宽松。

表2 计算结果

M,N	$M=23$	$M=29$	$M=33$	$M=43$
	$N=11$	$N=17$	$N=21$	$N=31$
$W_x(\lambda)$	15.90	20.10	22.90	29.90
$W_y(\lambda)$	7.0	11.2	14.0	21.0
SLLM ₀ (dB)	-55.15731	-55.09871	-55.07538	-55.04436
dam(dB)	0.14	0.33	0.91	1.02
dph(deg.)	1.5	4.0	9.2	10.2
SLLM(dB)	-50.1684	-50.10603	-50.07991	-50.04783
δ (dB)	4.988914	4.99268	4.995464	4.996529
σ (dB)	4.435033	3.31338	1.358603	1.870911

4 结论

本文给出了平面近场测量中近场幅相随机误差所引起的误差谱的解析表达式。利用计算机模拟和统计平均的方法研究了近场幅相随机误差对超低副瓣天线平面近场测量结果的影响,得到了一些有用的结果和基本的规律,并最终给出对于不同口径尺寸的超低副瓣天线的平面近场测量,为保证-55dB副瓣±5dB的测试精度,所能允许的近场幅相随机误差的最大起伏度。由于这些结果是利用统计平均的方法得到的,因而具有一定的可信度。

参考文献

[1] A. D. Yaghjian. Upper-bound errors in far-field an-

tenna parameters determined from planar near-field measurements, Part 1: Analysis [M]. National Bureau of Standards, Tech. Note 667, Oct. 1975.

- [2] A. C. Newell. Error Analysis Techniques for Planar Near-Field Measurements [J]. IEEE Trans. on AP, 1988, 36(6):754~768.
- [3] A. C. Newell, C. F. Stubenrauch. Effect of Random Errors in Planar Near-Field Measurement [J]. IEEE Trans. on AP, 1988, 36(6):769~773.
- [4] J. B. Hoffman, K. R. Grimm. Far-Field Uncertainty Due to Random Near-Field Measurement Error [J]. IEEE Trans. on AP, 1988, 36(6):774~780.

于丁(1974-),男,江苏人,1995年和1998年在西安电子科技大学分别获得电磁场与微波技术专业学士和硕士学位。现为西安电子科技大学电磁

场与微波技术专业博士研究生。
主要研究方向为超低副瓣天线平
面近场测量、近场散射测量、时域
近场测量、天线与电磁场数值计
算以及电磁散射。

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

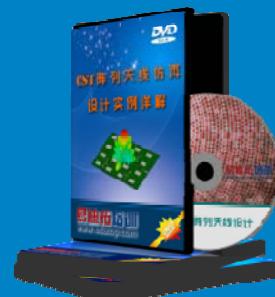
套装包含 6 门视频课程和 1 本图书，课程从基础讲起，内容由浅入深，理论介绍和实际操作讲解相结合，全面系统的讲解了 HFSS 天线设计的全过程。是国内最全面、最专业的 HFSS 天线设计课程，可以帮助你快速学习掌握如何使用 HFSS 软件进行天线设计，让天线设计不再难…

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，一直致力于专注于微波、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>