

一种 3 mm 波扫描天线

陈章樑 何锦春*

关键词:天线设计,毫米波技术,极化扭转板,误差分析

【摘要】本文介绍了一种 3 mm 波、极化扭转板式的扫描天线,并着重对该天线的主要参数进行了误差分析,最后列出了天线的电性能测试数据。

一、前 言

本文介绍了一种偏馈椭圆切割抛物面扫描天线,它由天线罩、主反射面、极化扭转板和馈源四部分构成,图 1 中画出了该天线的结构示意图。其中,主反射面和天线罩合为一体,它将馈源发出的水平极化波反射到扭转板上,极化扭转板再将水平极化波变为垂直极化,并将其辐射出去,同时通过偏转扭转板来实现波束的扫描。在主反射面和极化扭转板上分别有水平和 45°倾斜的平行金属栅条。这是一种大家熟悉的天线形式,其原理和技术都很成熟。然而我们知道,随着频率的增加,对天线加工精度的控制变得越来越难。考虑到天线电性能的可靠性、加工的精度、成本等多方面因素,对于 3 mm 波天线的设计而言,误差分析便提到了一个极为重要的位置上,因为合理的误差分析不仅可以保证天线的电性能指标,同时也可以使设计出来的尺寸及精度易于实现,从而降低加工成本。本文的目的也正在于给出一种误差分析的思考方法。

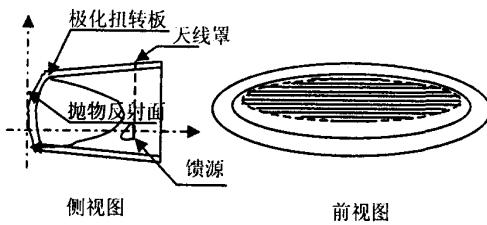


图 1 天线结构示意图

* 陈章樑 信息产业部电子第十研究所 研究员 成都 610036
何锦春 信息产业部电子第十研究所 成都 610036

二、天线主要参数的误差分析

在这部分里,我们将对天线的某些主要参数进行误差分析,并给出其计算公式。

1. 抛物面

天线的抛物面由一系列水平的平行金属栅条构成,并与天线罩的内表面紧贴而合为一体。水平金属栅条的作用是让垂直极化波通过,而让水平极化波反射。由此,本天线的极化方式为垂直极化。

对于水平极化波而言,金属栅条的归一化等效电路如图 2 所示^[1]。

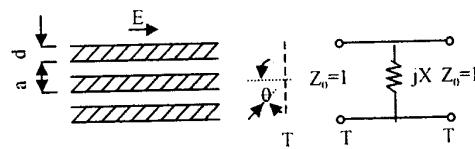


图 2 金属栅条的归一化等效电路(水平极化波)

其中

$$X \approx \frac{a \cdot \cos\theta}{\lambda} \ln(\csc \frac{\pi d}{2a}) \quad (1)$$

式中,θ 为入射角。可以推出功率反射系数为

$$|\Gamma|^2 = \frac{1}{1 + 4X^2}$$

设 ρ 为我们希望的功率反射系数, 则有

$$\begin{aligned} |\Gamma|^2 &\geq \rho \\ \Rightarrow \frac{d}{a} &\geq \frac{2}{\pi} \sin^{-1} [e^{-\frac{\lambda}{2a \cos \theta} \sqrt{\frac{1}{\rho} - 1}}] \end{aligned} \quad (2)$$

对于垂直极化波而言, 金属栅条的归一化等效电路如图 3 所示^[1]。其中

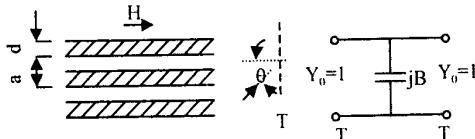


图 3 金属栅条的归一化等效电路(垂直极化波)

$$B \approx \frac{4a \cdot \cos \theta}{\lambda} \ln \left[\csc \frac{\pi(a-d)}{2a} \right] \quad (3)$$

式中, θ 为入射角。则有

$$Y_i = 1 + jB$$

因为垂直极化波能够通过金属栅条, 故我们可设功率反射系数为 $1 - \rho$ (这里的 ρ 与(2)式中的 ρ 相同), 按照上面类似的推导我们可以得出

$$\frac{d}{a} \leq 1 - \frac{2}{\pi} \sin^{-1} [e^{-\frac{\lambda}{2a \cos \theta} \sqrt{\frac{1}{\rho} - 1}}] \quad (4)$$

由(2)式和(4)式可解出

$$a \leq \frac{-\lambda}{\cos \theta \cdot \ln 0.5} \sqrt{\frac{1}{\rho} - 1} \quad (5)$$

根据(2)、(4)、(5)式并根据加工的难易考虑不同的 ρ 值, 便可确定 a 和 d 的尺寸及公差范围。

由于实际上金属栅条与天线罩成为一体, 故我们应当考虑天线罩厚度带来的影响。在天线罩的正前端, 当按(2)、(4)、(5)式确定出 a 、 d 的尺寸后, 可以证明天线罩的厚度对于水平极化波的影响可以忽略。对垂直极化波而言, 我们主要考虑天线罩厚度所带来的增益损失。垂直极化波在通过水平金属栅条和天线罩壁时, 将有少部分的能量被反射回来或是在罩壁中损耗掉从而造成增益损失。

由金属栅条和天线罩壁所构成的结构可以用图 4 的归一化电路来等效。

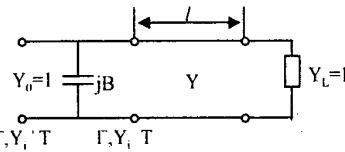


图 4 金属栅条和天线罩壁结构的等效归一化电路

其中

$$Y_i = Y \cdot \frac{1 + Y \cdot \tanh(\gamma \cdot l)}{Y + 1 \cdot \tanh(\gamma \cdot l)}$$

在介质的损耗正切 $\tan \delta$ 很小时有

$$Y \approx \begin{cases} \sqrt{\epsilon_r} \cdot \frac{\cos \theta'}{\cos \theta} & (TE \text{ 波}) \\ \sqrt{\epsilon_r} \cdot \frac{\cos \theta}{\cos \theta'} & (TM \text{ 波}) \end{cases}$$

其中 θ 为入射角, $\cos \theta' = \sqrt{1 - \frac{\sin^2 \theta}{\epsilon_r}}$

$$\gamma \approx \frac{\pi}{\lambda} \tan \delta + j \cdot \frac{2\pi}{\lambda}$$

$$\text{其中 } \lambda = \frac{\lambda_0}{\cos \theta' \cdot \sqrt{\epsilon_r}}$$

则当天线罩壁的厚度 $l = \frac{\lambda}{2}$ 时, 可得

$$\begin{aligned} \Gamma &= \frac{1 - Y_i}{1 + Y_i} \approx \frac{(1 - K)(1 - Y^2)}{2Y(1 + K) + (1 - K)(1 + Y^2)} \\ &= \Gamma_m \cdot e^{j\theta} \end{aligned} \quad (6)$$

$$\text{其中 } K = e^{-\frac{2\pi l \tan \delta}{\lambda}} = e^{-\pi \cdot \tan \delta}$$

这便是没有金属栅条时(比如天线罩的侧壁部分)天线罩带来的反射。当材料的介电常数和损耗正切确定后, 便可由(6)式计算出天线罩壁造成的增益损失。

在天线罩的正前端由于金属栅条的存在, 则相应的反射系数为

$$|\Gamma'| = \left| \frac{1 - jB - Y_i}{1 + jB + Y_i} \right| = \left| \frac{1 - jB - \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}}{1 + jB + \frac{1 - \Gamma}{1 + \Gamma}} \right| \quad (7)$$

当 $l = \frac{\lambda}{2} + \Delta$ 时,我们认为微小的 Δ 变化只引起 Γ 相位上的改变,即 $\Gamma(\Delta) = \Gamma_m \cdot e^{\frac{j\pi\Delta}{\lambda}}$,将其代入(7)式可得

$$|\Gamma'|^2 \approx \frac{\Gamma_m^2 - \Gamma_m B \sin\left(\frac{4\pi}{\lambda}\Delta\right)}{1 - \Gamma_m B \sin\left(\frac{4\pi}{\lambda}\Delta\right)} \quad (8)$$

由(8)式可以看出,当 Δ 取 $0 \sim 0.25\lambda$ 时 $|\Gamma'|^2 \leq \Gamma_m^2$ 。考虑到 Δ 太大会使(6)式中的 K 值减小从而增大 Γ_m ,故我们把天线罩厚度的公差范围取为 $\Delta \leq 0.125\lambda$ 。

2. 极化扭转板

极化扭转板为一椭圆形平板,其背面是金属,正面为 45° 倾斜的平行金属栅条,中间是介质层,其结构示意图见图 5。

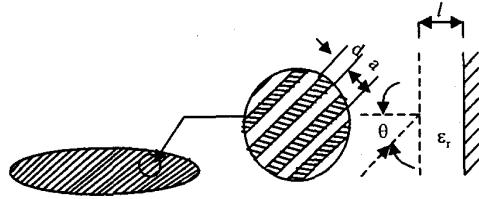


图 5 扭转板结构示意图

设水平极化波以 θ 角入射到扭转板上,其切向电场可分解为 2 个正交的分量,一个平行于金属栅条 $E_{//}$,另一个垂直于金属栅条 E_{\perp} 。

对于 $E_{//}$ 而言,扭转板的归一化等效电路如图 6 所示。

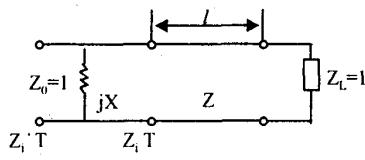


图 6 扭转板的归一化等效电路

$$Z'_i = \frac{jX \cdot Z_i}{Z_i + jX} \quad (9)$$

$$X \approx \frac{a \cdot \cos\theta}{\lambda} \ln\left(\csc \frac{\pi d}{2a}\right)$$

$Z_i = Z \cdot \tanh(\gamma \cdot l)$ 是当金属栅条不存在时扭转板的归一化等效波阻抗,且有

$$Z \approx \frac{1}{\sqrt{\epsilon_r}} \cdot \frac{\cos\theta'}{\cos\theta}, \cos\theta' = \sqrt{1 - \frac{\sin^2\theta}{\epsilon_r}};$$

$$\gamma = \alpha + j\beta \approx \frac{\pi}{\lambda} \tan\delta + j \frac{2\pi}{\lambda}, \lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_r} \cdot \cos\theta'}.$$

当 $l = \frac{\lambda}{4}$ 时,有

$$Z_i = Z \cdot \frac{1 + e^{-\frac{\pi}{2}\tan\delta}}{1 - e^{-\frac{\pi}{2}\tan\delta}} = Z \cdot \frac{1 + K}{1 - K} \quad (10)$$

式中,K 为损耗因子,K=1 对应着扭转板没有介质损耗。对于低损耗介质来说,一般其 $\tan\delta < 0.01$,即 $K \geq 0.98$,此时(9)式可近似为 $Z'_i \approx jX$,故反射系数为

$$\Gamma_{//} \approx \frac{jX - 1}{jX + 1} \approx -e^{-j2X} \quad (11)$$

对于 E_{\perp} 而言,扭转板的归一化等效电路如图 7 所示。

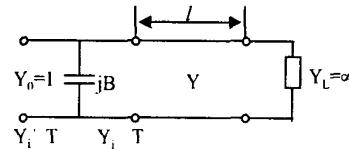


图 7 对于 E_{\perp} 而言的扭转板的归一化等效电路

$$Y'_i = jB + Y_i$$

$$B \approx \frac{4a \cdot \cos\theta}{\lambda} \ln\left[\csc \frac{\pi(a-d)}{2a}\right]$$

$$Y_i = \frac{1}{Z_i} = \frac{1-K}{Z(1+K)}$$

则其反射系数为

$$\Gamma_{\perp} \approx \frac{1 - Y'_i}{1 + Y'_i} \approx \left[1 - \frac{2(1-K)}{Z(1+K)}\right] \cdot e^{-j2B} \quad (12)$$

为了使水平极化波经过扭转板的反射后变为垂直极化,必须 $\Gamma_{\perp} = -\Gamma_{//}$ 。而(11)式和(12)式告诉我们,由于介质层的损耗将不可避免地造成交叉极

化损失。

(1) 当 $B = X$ 时, 极化损失为

$$G_{LX} = 20 \lg \left[\sqrt{1 + \left[1 - \frac{2(1-K)}{Z(1+K)} \right]^2} \cdot \cos(\alpha - \frac{\pi}{4}) \right] \text{ (dB)}$$

(13)

$$\alpha = \tan^{-1} \left[1 - \frac{2(1-K)}{Z(1+K)} \right]$$

因为 K 和 $\tan\delta$ 有关, Z 和 ϵ_r 有关, 故我们可以根据需要按(13)式来确定介质材料的介电常数和损耗正切。

(2) 当 $|B - X| = \Delta$, 即

$$\left| \frac{4a \cdot \cos\theta \ln \left[\csc \frac{\pi(a-d)}{2a} \right]}{\lambda} - \frac{a}{\lambda \cdot \cos\theta} \ln(\csc \frac{\pi d}{2a}) \right| = \Delta$$

(14)

扭转板造成的极化损失为

$$\begin{aligned} G_L &\approx 20 \lg \left[\sqrt{1 + \left[1 - \frac{2(1-K)}{Z(1+K)} \right]^2} \cdot \cos(\alpha - \frac{\pi}{4}) \cdot \cos\Delta \right] \\ &= 20 \lg \left[\sqrt{1 + \left[1 - \frac{2(1-K)}{Z(1+K)} \right]^2} \cdot \cos(\alpha - \frac{\pi}{4}) \right] \\ &\quad + 20 \lg(\cos\Delta) \\ &= G_{LX} + G_{L\Delta} \end{aligned}$$

其中

$$G_{L\Delta} = 20 \lg(\cos\Delta) \quad (15)$$

根据设计需要, 我们可以按照(14)、(15)式来最终确定扭转板上平行金属栅条的 a 、 d 值及其公差范围。

扭转板厚度的公差主要造成 Γ_\perp 和 $-\Gamma_\parallel$ 之间相位上的差别。设扭转板厚度为 $l = \frac{\lambda}{4} + \Delta l$, 则 Γ_\perp

和 $-\Gamma_\parallel$ 之间相位差为 $\frac{4\pi}{\lambda}\Delta l$, 同(15)式相仿, 由此造成极化损失为

$$G_{L\Delta} = 20 \lg \left[\cos \left(\frac{2\pi}{\lambda} \Delta l \right) \right] \quad (16)$$

3. 表面公差

反射面的表面公差主要影响随机副瓣电平, 因此, 它有可能造成天线的副瓣电平变差。在文献[2]中给出了表面公差的均方根值与随机副瓣电平的概率关系, 我们这里不再分析。需要指出的是, 由于扭转板位于抛物面的近场区, 板上每一点的电场主要由抛物面上相应费涅尔区的场分布决定, 故抛物面的表面公差要求只需取算术平均公差。

三、天线尺寸与实验数据

我们研制的 3 mm 天线其抛物面的方位、俯仰口径分别为: $D_A = 590$ mm, $D_E = 110$ mm; 抛物面上金属条带的尺寸为: $a = 0.3$ mm, $d = 0.13$ mm; 极化扭转板上金属条带的尺寸为: $a = 0.3$ mm, $d = 0.09$ mm; 天线馈源采用角锥喇叭, 其口径尺寸为: 16.72 mm \times 2.82 mm, 喇叭口面到波导口面的距离为 37.23 mm; 天线焦距 $F = 243$ mm。天线电性能测试数据为: 增益 $G \geq 43$ dBi; 方位副瓣电平 $SLL_A \leq -23$ dB, 俯仰副瓣电平 $SLL_E \leq -20.5$ dB; 方位半功率波束宽度 $HPPW_A \approx 0.4^\circ$, 俯仰半功率波束宽度 $HPPW_E \approx 2^\circ$ 。

由于在天线设计中进行了合理的误差分析, 故使得天线的电性能指标达到了预期的结果, 同时也使得计算出的加工尺寸和精度较易实现。

参考文献

- [1] Waveguide Handbook, 1951. Edited by N. Marcuvitz.
- [2] R. L. Fanfe, Tolerance Errors for Very Low Sidelobe Antennas, AD A049259. 1978.

A 3mm-wave Scanning Antenna

Chen Zhangliang Huo Jinchun

(The Electronic 10th Institute of the Ministry of Information Industry)

Key words: Antenna Design, MMW Technology, Twist Reflector, Error Analysis

Abstract: - A 3mm-wave scanning antenna with twist-reflector is described in this article. The error analysis of the major parameters of the antenna is emphasized. The experimental data are listed at the end.

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>