

# 浙江大学实验报告

专业：信息工程  
姓名：卢嘉良  
学号：3230104505  
日期：2025年6月12日  
地点：东四-221

课程名称：电磁场与电磁波实验 指导老师：王子立 仿真工具：  
实验名称：喇叭天线的辐射特性测量 实验序号：Lab4 实验组号：None

## 一、实验目的

揭示喇叭天线的特性。覆盖的基本概念包括：S 参数、天线辐射方向图、天线的极化特性、电磁波在空间传播中与距离的关系。

## 二、实验原理

### 1. 概述

描述天线的参量有很多，主要可分为两大类：一是如输入阻抗、驻波比、噪声温度、频带宽度等电路特性参量；除此之外就是辐射特性参量，如方向图、增益、极化等。天线发射（或接收）的电磁波都具有极化特性，即是指电磁波电场矢量的方向，所以接收机接收到的信号大小跟收、发天线的安装方向有关（以下简称发射天线的极化方向或接收天线的极化方向）。当发射天线所发射电磁波的极化方向与接收天线的极化方向一致时，接收信号最大，若两者正交，接收机将接收不到信号。

### 2. 实验装置

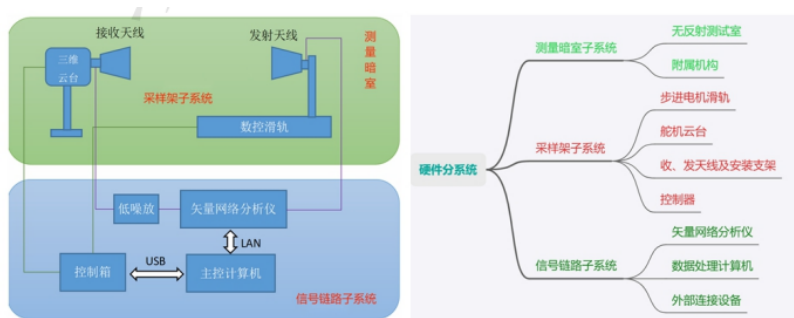


图 1: 天线测控系统框图

如图 1 所示是本实验使用的天线综合测控系统，其由硬件分系统和软件分系统构成。硬件分系统分为测量暗室子系统、采样架子系统、以及信号链路子系统。其中测量暗室子系统主要承担着测量电磁环境保障的任务，使测试不受外界电磁波的干扰；采样架子系统是硬件系统的核心，它的任务是根据用户的设置和指令，带动天线探头按照预设的方式运动，并实时反馈位置和速度信息，在中心计算机的控制下，与信号链路子系统相配合完成采样任务；信号链路子系统完成信号的产生、传输、接收和采集。

测量时，通过矢量网络分析仪在收发天线之间形成一个由开放空间联系起来的广义双端口网络，对应每一个采样点，测得一个  $S_{21}$  参数，遍历所有采样点后，即可获得待测天线扫描面上的近场幅度和相位分布。同时，为了减少外来电磁波的干扰，可利用可移动的微波屏蔽板进行遮挡。

系统的软件分系统由测量控制、数据采集处理和结果显示输出子系统组成，均由计算机控制。数据处理子系统经预处理将矢网输出的原始数据转化成适合程序处理的格式，提取数据后加配坐标轴来排序显示。

本实验将利用该天线综合测控系统，测量 3 公分波段（8-12GHz）角锥喇叭天线，揭示天线辐射的方向性、波的极化和传输特性等。角锥喇叭天线的参数和图示如图 2 和表 1 所示。

Size	Emitter	Receiver
$D_E$	3.7cm	10.5cm
$D_H$	8.2cm	14.1cm

表 1: 角锥喇叭天线尺寸

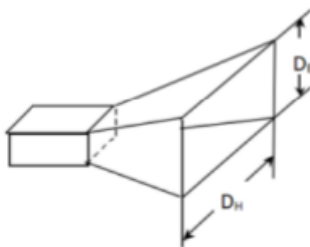


图 2: 角锥喇叭天线图示

### 3. 概念与公式说明

(1) **近场和远场** 天线是一种能量转换装置，发射天线将导行波转换为电磁波，接收天线则把电磁波转

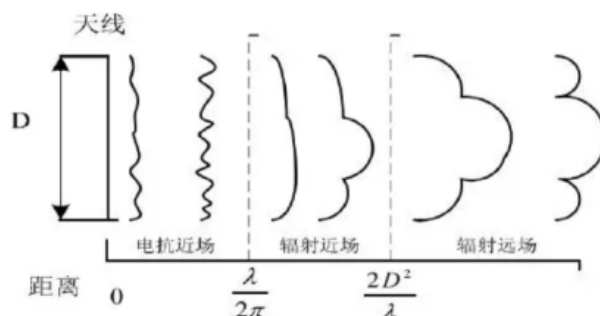


图 3: 天线的场区

换为导行波。通常根据观察点与天线的距离  $r$  不同，可将观察点周围的场区划分为感应近场区、

辐射近场区和辐射远场区。各场区如图 3 所示。感应场区的边界条件和远区场条件如下：

$$\text{感应场区的边界条件：} r < \frac{\lambda}{2\pi}$$

$$\text{远区场条件：} r > \frac{2D_H D_E}{\lambda}$$

(2) 反射系数  $\Gamma$ 、电压驻波比  $VSWR$ 、回波损耗  $RL$  之间的关系

$$\Gamma = \frac{\rho - 1}{\rho + 1} \quad (1)$$

$$RL = -20 \lg |\Gamma| \quad (2)$$

(3) 电磁波在空间传播中与距离的关系（弗里斯传输公式）

$$\frac{P_r}{P_t} = \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2 G_t G_r \quad (3)$$

其中  $R$  为收、发天线间距离（本实验  $R$  取收发天线喇叭口面之间的距离）。功率  $P$  以 W 为单位时，分贝毫瓦（dBm）的换算公式为：

$$\text{dBm} = 10 \lg \left( \frac{P}{1 \text{ mW}} \right)$$

式中  $G_t$ 、 $G_r$  是发射、接收天线增益，dBi 是天线增益单位，增益换算公式如下：

$$G = 10^{\frac{G_{\text{dBi}}}{10}}$$

根据工程经验，实际的增益值比该计算值小 3-5dBi。

(4) **天线增益**增益是天线极为重要的一个参数，用它可以衡量天线辐射能量的集中程度。最佳角锥喇叭天线增益估算公式为：

$$G = 0.51 \frac{4\pi A_p}{\lambda^2} \quad (4)$$

其中  $A_p = D_H \times D_E$  是喇叭口的物理口径。

采用弗里斯法测试增益时，当发射天线的增益已知或收发天线的增益相同，接收天线的增益计算公式为：

$$G_t(\text{dB}) + G_r(\text{dB}) = \frac{1}{2} \left[ 20 \lg \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) - 10 \lg \left( \frac{P_t}{P_r} \right) \right] \quad (5)$$

$$G(\text{dB}) = \frac{1}{2} \left[ 20 \lg \left( \frac{4\pi R}{\lambda} \right) - (P_t(\text{dBm}) - P_r(\text{dBm})) \right] \quad (6)$$

波束宽度法增益计算公式为：

$$G(\text{dB}) = 10 \lg \left( \frac{C}{\theta_{-3H} \theta_{-3E}} \right) \quad (7)$$

式中  $\theta_{-3H}$  和  $\theta_{-3E}$  分别代表 H 面和 E 面方向图 3dB 点波束宽度（单位：度）， $C$  为经验常数（普通天线：32400，反射面天线：27000，对数周期天线：41000）。

## (5) 喇叭天线半功率波束宽度

$$\text{H 面: } 2\theta_{0.5} \approx 1.18 \frac{\lambda}{D_H} \quad (\text{rad}) \quad (8)$$

$$\text{E 面: } 2\theta_{0.5} \approx 0.89 \frac{\lambda}{D_E} \quad (\text{rad}) \quad (9)$$

## (6) 天线轴向交叉极化隔离度

$$\text{XPD} = P_{\text{cop}}(\text{dBm}) - P_{\text{xp}}(\text{dBm}) \quad (10)$$

式中  $P_{\text{cop}}$  为同极化信号功率,  $P_{\text{xp}}$  为交叉极化信号功率。

## 三、 实验过程与实验结果

## 1. 准备工作

- (1) 天线采样架控制器开机前, 确保接收天线位于滑轨的光电检测传感器左侧, 手动调整滑轨位置。打开控制器电源, 接收天线将向发射天线端移动, 经过光电传感定位后停在收发天线间距为零的位置, 记录滑轨标尺位置。
- (2) 检查计算机与天线采样架控制器的 USB 接口以及和矢量网络分析仪的 LNA 口连线, 打开计算机与矢网的电源。
- (3) 打开“天线测量”程序, 点击“连接”菜单, 分别连接天线控制器和网络分析仪。
- (4) 进行天线特性测量, 规范操作。实验数据建议不要保存在 C 盘。微波屏蔽板可移动到合适位置减少干扰。
- (5) 在测试窗口点击 [调试], 调整发射天线水平方位角度 (一号舵机)、发射天线轴向角度 (二号舵机)、接收天线轴向角度 (三号舵机)。测量前需调节收发天线极化方向相同。调试结果如图 4 所示。



图 4: 校正后的结果

## 2. 电路特性参数测量

### (1) 驻波比、反射系数、回波损耗测量

考虑到驻波比，反射系数和回波损耗三者可以互相转换，此处只对驻波比进行测量。测量进行了两次，分别测量了扫描频率范围为 0.0001GHz 到 8.5GHz 时和 4GHz 到 8.5GHz 时的驻波比曲线，分别如图 5 中左图和右图所示。

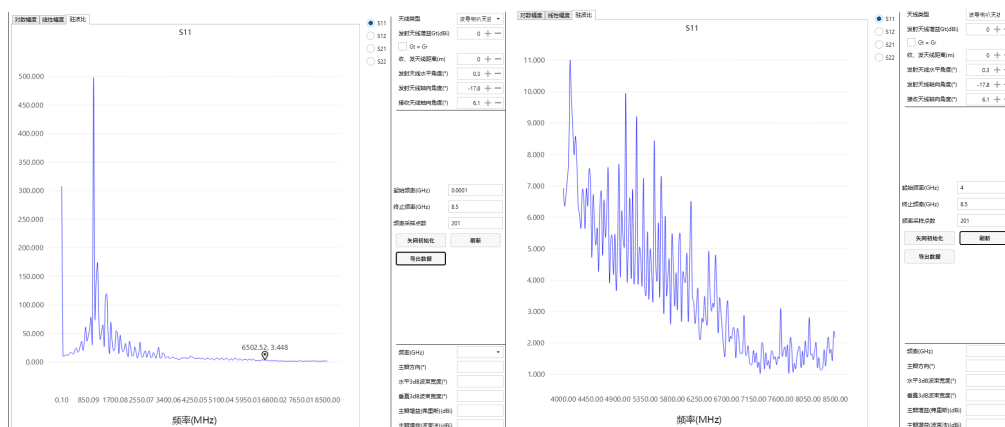


图 5: 天线的驻波比曲线

### (2) 扫频测量

扫频测量也进行了两次，分别测量了扫描频率范围为 1GHz 到 8.5GHz 时和 4GHz 到 8.5GHz 时的扫频曲线，分别如图 6 中左图和右图所示。

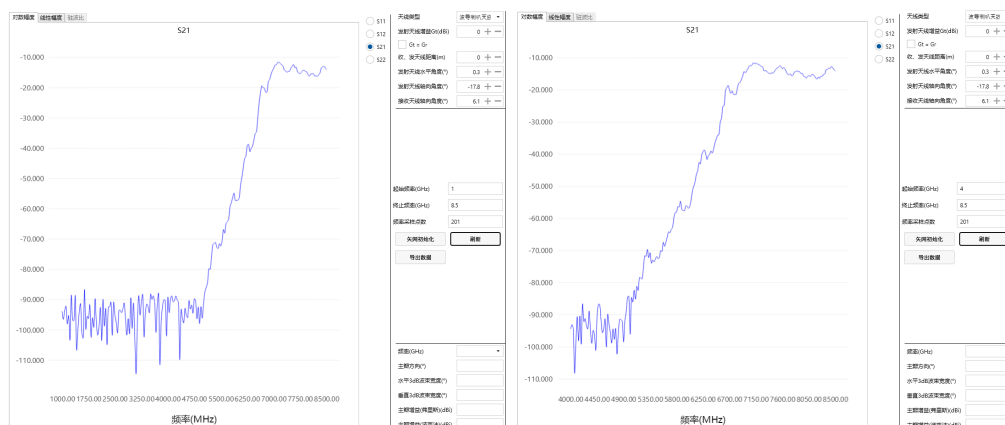


图 6: 天线的扫频曲线

### (3) 喇叭天线辐射方向图测量

天线方向图表征天线在空间中各个方向上发射或接收电磁波的能力，是天线辐射特性的重要参数。完整的方向图是三维空间图，实际工程中通常测量水平面 H 方向图和垂直面 E 方向图。测量时考虑选定三个频率分别进行测量，本实验中选定的是 4GHz，6GHz 和 8GHz。测得的水平方向图分别如图 7 和图 8 所示。

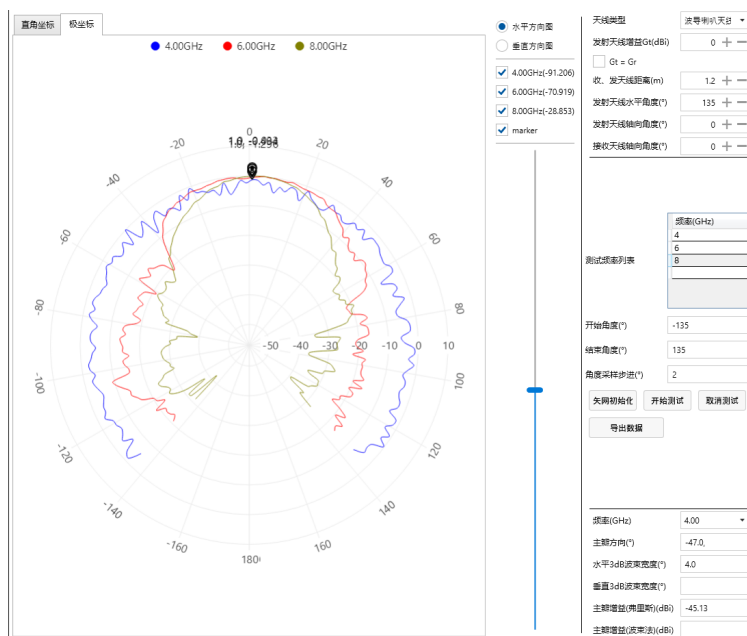


图 7: 天线的水平方向图

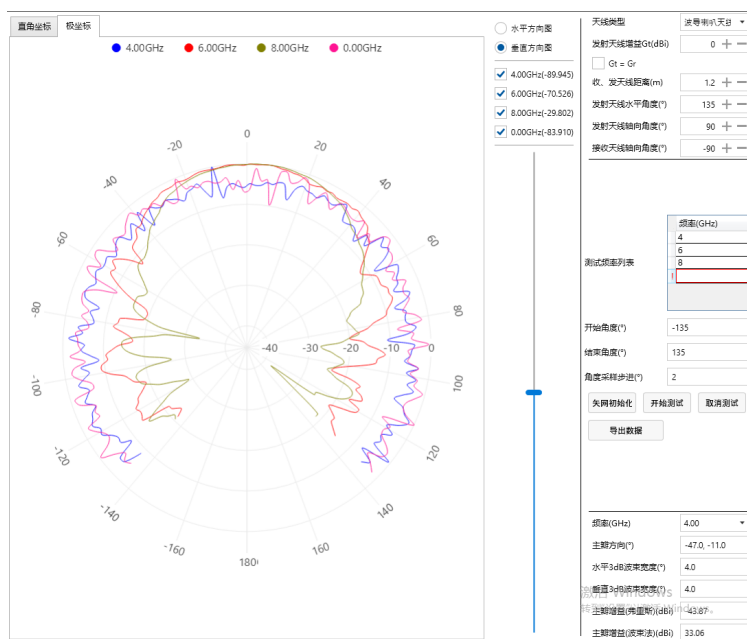


图 8: 天线的垂直方向图

#### (4) 极化测量

天线极化测量的测量结果如图 9 和图 10 所示，其中图 9 是常规极化测量的结果，图 10 则是栅网极化测量的结果，即在收发天线之间放置了一个水平栅网测量时得到的结果。观察图 9 会发现 8GHz 的曲线有一个明显的最低点回升，理论上这应该在极限角度出现，但是由于初始状态下（即 0° 时）发射天线并不水平，这就导致最终停止时它将越过 90 度。考虑到两个天线的对称性，就形成了对称的另

外小部分。

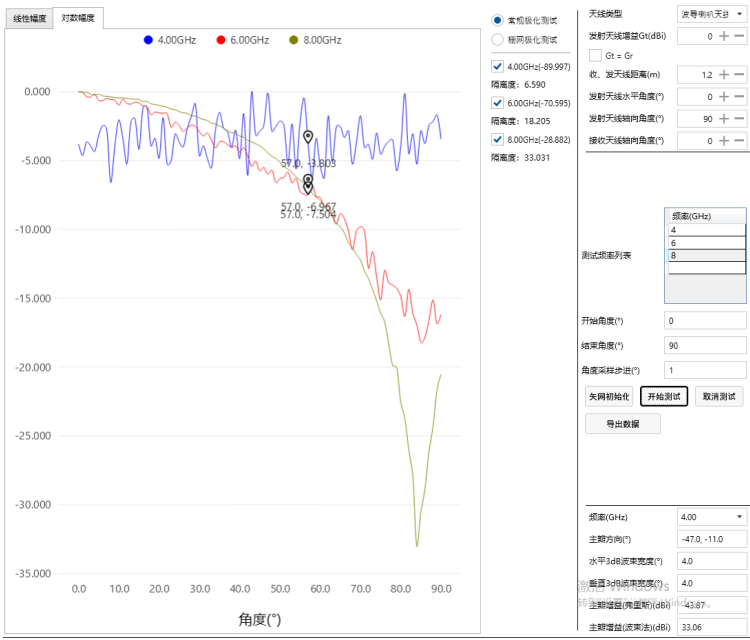


图 9: 常规极化测量结果



图 10: 栅网极化测量结果

(5) 电磁波传播与距离的关系测量

测量电磁波传播与距离的关系时同样选取了 4GHz, 6GHz, 8GHz 三个频率，测量距离从 0.6m 步进 0.1m 至 1.2m。测量结果如图 11 所示。

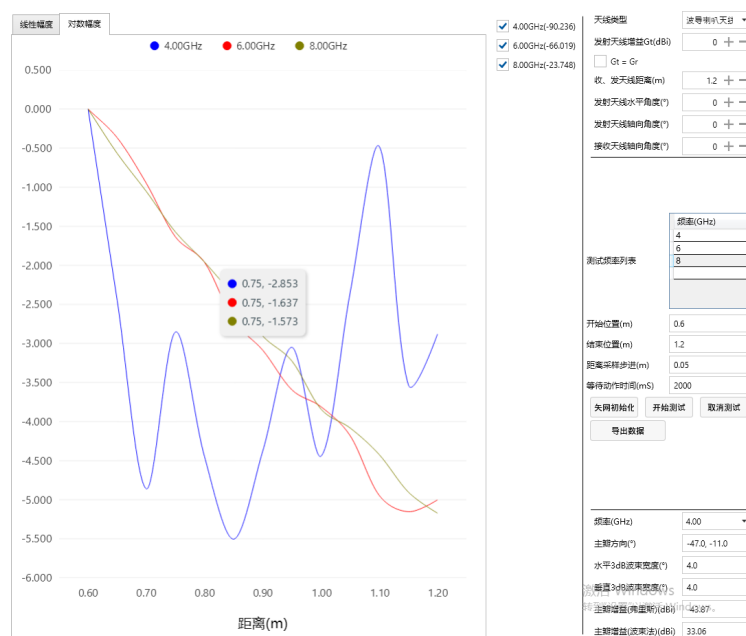


图 11: 电磁波传播与距离的关系测量结果

#### 四、 思考题

##### 1. 天线驻波比测量的误差来源及提高准确性的方法

首先不可避免的是仪器误差：矢量网络分析仪和连接天线和矢网分析仪的传输线都可能因为阻抗不匹配等原因引入系统误差，并且没有办法消除。此外在本次实验中，发射天线和接收天线都是人为进行对准的，难以保证测量时其极化角度完全相同，这一误差是人眼不可辨的；并且由于吸波材料有限，难以同时挡住来自三个方向的其它组别的电磁波，因此也会引入误差。

为尽量降低上述误差，首先是在导轨上的天线移动过程中避免过分弯曲传输线，并且在实验开始前检查各转接口的连接情况，避免有连接不可靠的情形。此外可以考虑多借几块吸波材料来，尽量抵挡住其它组实验组别的干扰。还可以在允许的情况下重复实验，增加数据的可靠性。

##### 2. 绘制电磁波传播与距离的关系曲线，分析其符合 $\frac{1}{r}$ 、 $\frac{1}{r^2}$ 还是 $\frac{1}{r^3}$ 关系

根据实验数据绘制得到的电磁波传播与距离的关系曲线如图 12 所示。为了分析其与 R 的关系，可以选取其中 6GHz 和 8GHz 的电磁波幅度值，分别利用 MATLAB 函数中的 Regress 函数求其关于  $1/r, 1/r^2, 1/r^3$  的决定系数  $R^2$ ，结果如表 2 所示。

Case	$1/r$	$1/r^2$	$1/r^3$
6GHz	0.9926	0.9797	0.9502
8GHz	0.9964	0.9778	0.9442

表 2: 电磁波传播与距离的关系的决定系数

数据表明电磁波传播与距离的关系更接近  $1/r$  关系。如果我们近似地认为该天线传播的是球面波，



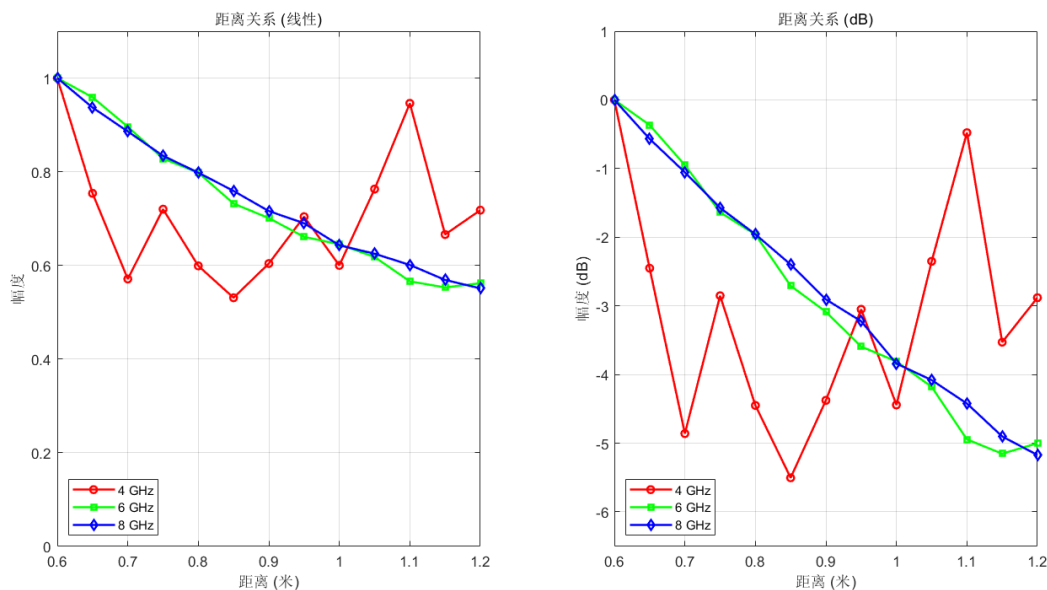


图 12: 电磁波传播与距离的关系曲线

即其 Poynting 矢量  $\vec{S}(\vec{r}, t)$  满足  $|\vec{S}(\vec{r}, t)| \propto \frac{1}{r^2}$ , 那么根据  $|\vec{S}(\vec{r}, t)| \propto |\vec{E}|^2$ , 可以得到  $|\vec{E}| \propto \frac{1}{r}$ . 所以这一结果是符合理论情形的。

### 3. 根据数据做出发射喇叭天线极化曲线, 横坐标为天线极化角度 $\theta$

直接利用 MATLAB 代码读取数据作图如下:

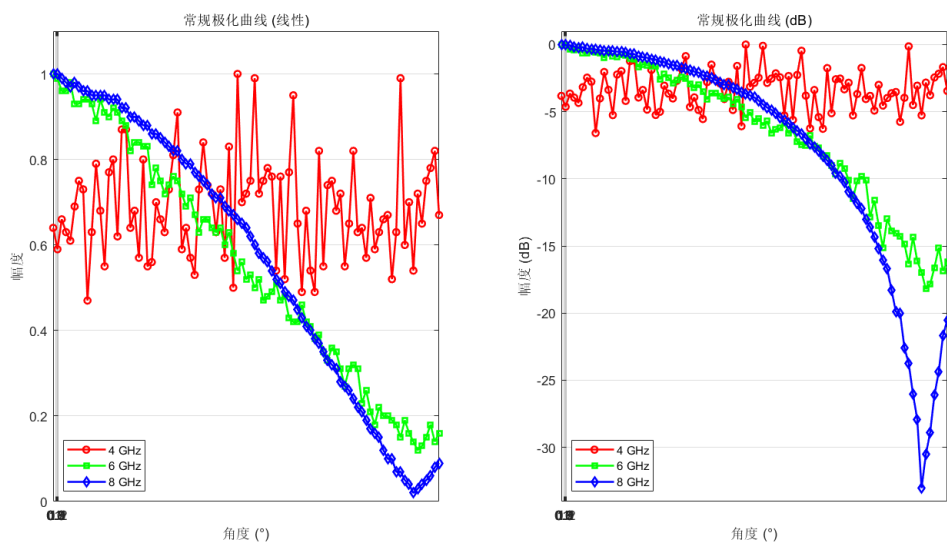


图 13: 常规情形下喇叭天线极化曲线

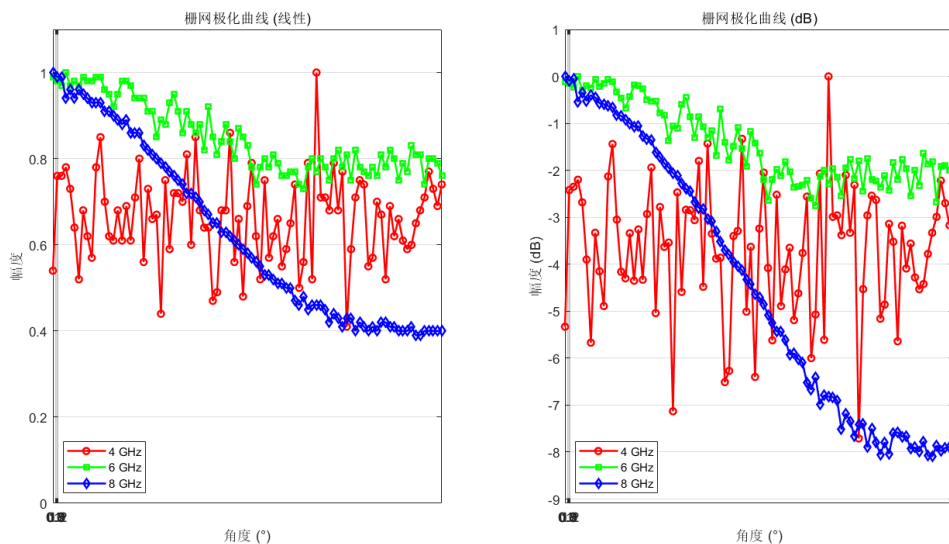


图 14: 栅网情形下喇叭天线极化曲线

#### 4. 接收信号与发射天线极化角度的关系符合 $\cos \theta$ 还是 $\cos^2 \theta$ ?

采用和问题 2 同样的方法，选取其中 6GHz 和 8GHz 的电磁波幅度值，分别利用 MATLAB 函数中的 `corrcoef` 函数求其关于  $\cos(\theta)$ ,  $\cos^2 \theta$  的决定系数  $R^2$ ，结果如表 3 所示。

Case	$\cos \theta$	$\cos^2 \theta$
6GHz	0.95946374	0.95946988
8GHz	0.97291427	0.97291930

表 3: 接收信号与发射天线极化角度的关系的相关系数

会发现二者非常接近，这是正常的。如果查看 Pearson 相关系数的定义，会发现由于  $\cos \theta$  和  $\cos^2 \theta$  在测量区间内的线性关系十分良好，导致计算出的皮尔逊相关系数非常接近。并且根据理论，实际上应当更符合  $\cos^2 \theta$ ，并且其相关系数确实是略大，但是如果数据本身就是按照  $\cos^2 \theta$  来生成的，那么二者的相关系数也会很接近。

#### 5. 如果发射喇叭天线和接收喇叭天线的极化角相差 $90^\circ$ ，而极化栅网相对于发射喇叭天线的极化角度是 $45^\circ$ ，极化器对系统的影响如何？

在无栅网时，若发射喇叭天线和接收喇叭天线的极化角相差  $90^\circ$ ，那么由于此时二者处于正交极化状态下，理想情况下接收天线完全无法接收到发射天线的信号，接收功率为零，即发射的电场矢量在接收天线的极化方向上没有分量。

但是插入极化角度  $45^\circ$  的极化栅网之后，由于极化栅网的作用只允许与其栅丝方向平行的电场分量通过，因此通过极化栅网的电磁波幅度  $E_t = E_m \cos 45^\circ = E_m / \sqrt{2}$ ，并且其极化方向变成了与栅丝同向。这个  $45^\circ$  极化的波继续传播到接收天线，此时它们的极化角度也是  $45^\circ$ ，那么  $E_r = E_t \cos 45^\circ = E_m / 2$ 。

## 6. 对发射天线计算远区场距离，实验中是否符合远区场条件？

由于测量时选定的三个频率分别为 4GHz, 6GHz, 8GHz, 将表 1 中发射天线的参数  $D_H, D_E$  和三个频率分别代入远区场条件:

$$\begin{aligned} r_{c1} &= \frac{2D_H D_E}{\lambda} = \frac{2f_1 D_H D_E}{c} = 0.08\text{m} \\ r_{c2} &= \frac{2D_H D_E}{\lambda} = \frac{2f_2 D_H D_E}{c} = 0.12\text{m} \\ r_{c3} &= \frac{2D_H D_E}{\lambda} = \frac{2f_3 D_H D_E}{c} = 0.16\text{m} \end{aligned}$$

显然，对于这三个频率，实际测量时所取的距离  $l$  总是满足  $l \gg r_i$ ，故认为满足远区场条件。

## 7. 计算收、发天线理论增益和半功率波束宽度 ( $k \approx 1$ )

理论增益可以根据式 (4) 来计算，代入表 1 中的  $D_H, D_E$  以及 6GHz 的工作频率来计算:

$$\begin{aligned} G_e &= 0.51 \frac{4\pi A_p}{\lambda^2} = 7.77 \\ G_r &= 0.51 \frac{4\pi A_p}{\lambda^2} = 37.95 \end{aligned}$$

计算半功率波束宽度时，考虑公式 (8) 和 (9)，则对于发射喇叭天线:

$$\begin{aligned} \text{H 面: } 2\theta_{0.5} &\approx 1.18 \frac{\lambda}{D_H} = 0.72\text{rad} \approx 41.22^\circ \\ \text{E 面: } 2\theta_{0.5} &\approx 0.89 \frac{\lambda}{D_E} = 1.20\text{rad} \approx 68.91^\circ \end{aligned}$$

对于接收喇叭天线:

$$\begin{aligned} \text{H 面: } 2\theta_{0.5} &\approx 1.18 \frac{\lambda}{D_H} = 0.42\text{rad} \approx 23.97^\circ \\ \text{E 面: } 2\theta_{0.5} &\approx 0.89 \frac{\lambda}{D_E} = 1.59\text{rad} \approx 24.28^\circ \end{aligned}$$

## 8. 当收发天线相同时，考虑测量天线增益的便捷方法，并说明如何消除误差

基于式 (3) 所指出的弗里斯传输公式，当收发天线相同时，满足  $G_t = G_r = G$ , 此时公式可以简化为:

$$\frac{P_r}{P_t} = G^2 \left( \frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

因此只需要测量出  $P_r, P_t$ ，就可以计算出增益  $G$ 。具体操作时，只需要将两个相同的天线在远区场条件下对准放置，并测量二者之间的传输系数  $S_{21}$ ，则根据  $|S_{21}|^2 = P_r/P_t$ ，带入上式即可求得此时的增益。

消除误差的方法和问题 (1) 中较为相似，首先为保证这一方法的合理性收发天线需要尽量相同。此外还需要考虑增设吸波材料，确保连接可靠性，严格对准天线主轴等。

## 9. 绘制水平面和垂直面极坐标方向图并评估性能

绘制得到的极坐标方向图如图 15 和 16 所示。显然，4GHz 电磁波的方向性非常差，相较之下 6GHz 和 8GHz 的电磁波的水平方向和垂直方向性都要好得多，而 8GHz 的电磁波方向性又要更好，基本可以认为在本实验的频率范围下越高频的电磁波具有越良好的方向性。

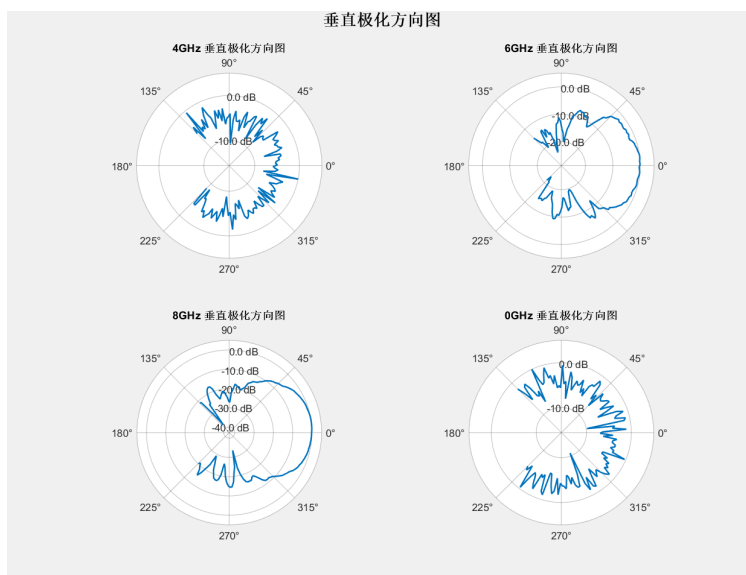


图 15: 垂直面极坐标方向图

### 10. 比较半功率波束宽度的计算值与实测值

在此之前，还需要计算下发射喇叭角锥天线在 8GHz 下的半功率波束宽度理论值：

$$\text{H 面: } 2\theta_{0.5} \approx 1.18 \frac{\lambda}{D_H} = 0.54 \text{ rad} \approx 30.92^\circ$$

$$\text{E 面: } 2\theta_{0.5} \approx 0.89 \frac{\lambda}{D_E} = 0.90 \text{ rad} \approx 51.68^\circ$$

检查水平极化方向图和垂直极化方向图测量时的 CSV 文件，查找-3dB 时的角度，可以得出其半功率波束宽度如下表所示，表中还列出了相对误差值：

Case	Horizontal	$E_H$	Vertical	$E_V$
6GHz	54°	31.00%	78°	13.19%
8GHz	36°	16.43%	60°	16.10%

表 4: 半功率波束宽度

### 11. 解释 $\pm 90^\circ$ 方向图测量值（与背景噪声比较）

由于在  $\pm 90^\circ$  的方向上天线的远区场的强度应该近似为 0，但是实际上仍然能够测得一定的数值，也就是方向图的测量值并没有趋向负无穷（dB 作为单位时），说明此时仍然测量到了电磁场，可以认为测量到的是背景噪声的电磁场。

### 12. 比较实验结果与 CST 仿真结果

可以看到 CST 仿真中的方向图结果大致如图 17 所示。比较该方向图的形状和绘制的水平方向图、垂直方向图的形状，可以发现二者在形状关系上还是较为吻合的。考虑到本次实验当中采用的是将最

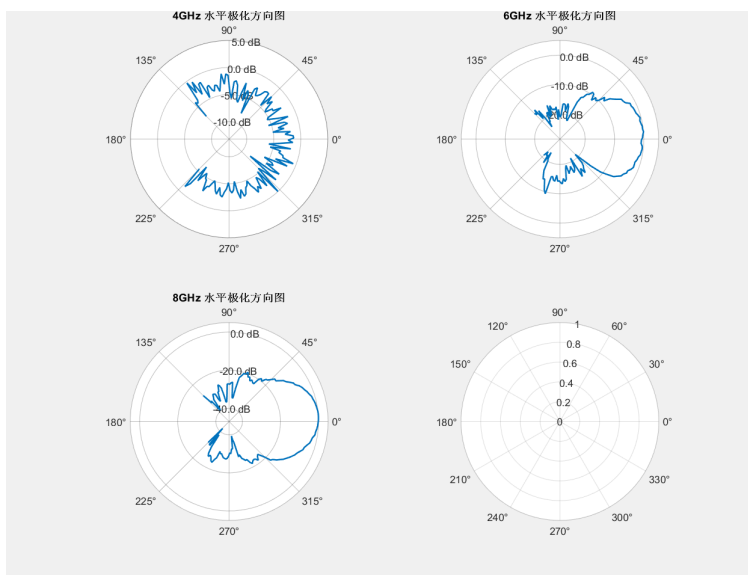


图 16: 水平面极化方向图

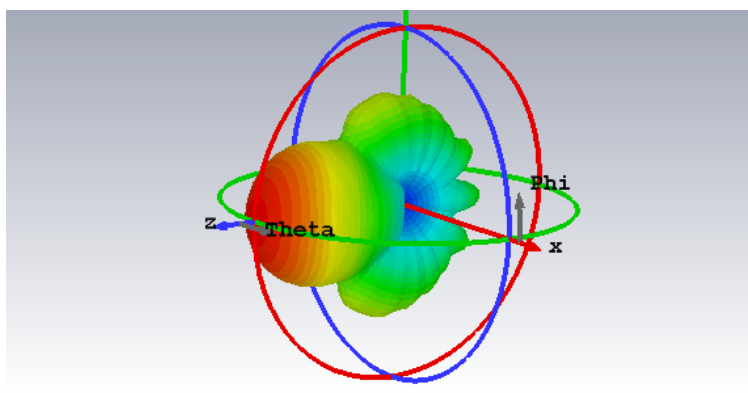


图 17: CST 仿真结果

大值处作为 0dB，本次实验的方向图最大增益处和最小增益处的增益值（dB）不会和仿真结果完全吻合，但是如果考虑最大值和最小值的比值，会发现二者都在 40dB 左右，因此结果也是较为接近的。

## 五、 建议，收获与体会

本次实验是我第一次真正接触天线，天线在这之前在我看来一直都十分神秘，这次也算揭开了它的面纱。此外，这次实验中很多内容都已经集成好了，主要问题在于问题的思考和对于天线的理解，我认为多补充些理论内容。