|  |
| --- |
| **ITU-R M.1177-4 建议书**  **(04/2011)** |
| **测量雷达系统无用发射 的方法** |
| **M系列**  **移动、无线电定位、业余 和相关卫星业务** |

# 前言

无线电通信部门的职责是确保卫星业务等所有无线电通信业务合理、平等、有效、经济地使用无线电频谱，不受频率范围限制地开展研究并在此基础上通过建议书。

无线电通信部门的规则和政策职能由世界或区域无线电通信大会以及无线电通信全会在研究组的支持下履行。

**知识产权政策（IPR）**

ITU-R的IPR政策述于ITU-R第1号决议的附件1中所参引的《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策》。专利持有人用于提交专利声明和许可声明的表格可从<http://www.itu.int/ITU-R/go/patents/en>获得，在此处也可获取《ITU-T/ITU-R/ISO/IEC的通用专利政策实施指南》和ITU-R专利信息数据库。

|  |  |
| --- | --- |
| ITU-R系列建议书  （也可在线查询 <http://www.itu.int/publ/R-REC/en>） | |
| **系列** | 标题 |
| **BO** | 卫星传送 |
| **BR** | 用于制作、存档和播出的录制；电视电影 |
| **BS** | 广播业务（声音） |
| **BT** | 广播业务（电视） |
| **F** | 固定业务 |
| **M** | **移动、无线电定位、业余和相关卫星业务** |
| **P** | 无线电波传播 |
| **RA** | 射电天文 |
| **RS** | 遥感系统 |
| **S** | 卫星固定业务 |
| **SA** | 空间应用和气象 |
| **SF** | 卫星固定业务和固定业务系统间的频率共用和协调 |
| **SM** | 频谱管理 |
| **SNG** | 卫星新闻采集 |
| **TF** | 时间信号和频率标准发射 |
| **V** | 词汇和相关问题 |

|  |
| --- |
| **说明：**该ITU-R建议书的英文版本根据ITU-R第1号决议详述的程序予以批准。 |

电子出版  
2011年，日内瓦

© ITU 2011

版权所有。未经国际电联书面许可，不得以任何手段复制本出版物的任何部分。

ITU-R M.1177-4建议书[[1]](#footnote-1)\*

测量雷达系统无用发射的方法

（ITU-R第202/5号课题）

（1995-1997-2000-2003-2011年）

# 范围

本建议书提供了测量辐射雷达无用发射的两种方法。应将这些方法用于测量杂散域发射并对照《无线电规则》附录3（第2条）规定的数值检查发射功率，或测量落入带外域的无用发射电平。

国际电联无线电通信全会，

考虑到

a) 无线电定位业务中的固定和移动雷达电台均被广泛应用于与其它业务相邻的频段并与其它业务保持了协调的关系；

b) 其它业务中的电台易于受到来自雷达电台的干扰，这些雷达电台可产生带有高峰值功率电平的无用发射；

c) 很多业务已经或正在计划采用数字调制系统，这些系统对于来自雷达无用发射的干扰具有更强的抗受性；

d) 根据考虑到a) 到c) 所述的条件，对其它业务电台的干扰可能是由可产生高峰值功率电平的无用发射的雷达电台造成的；

e) ITU-R SM.329建议书明确规定了杂散域中来自无线电发射机最大的无用发射限值；

f) ITU-R SM.1541建议书明确规定了带外域无用发射的一般限值，

做出建议

**1** 在测量在400 MHz以上频率操作的雷达电台发出的无用发射电平时，应使用附件1所述的测量方法作为指导；

**2** 在测量在50MHz和400 MHz之间操作的雷达电台发出的无用发射电平时，应基于雷达设计，酌情使用附件1或附件2中所述的测量方法作为指导；

**3** 在测量在50MHz以下频率操作的雷达电台发出的无用发射电平时，应使用附件2所述的测量方法作为指导。

附件1  
  
对做出建议1和2中所详细说明的雷达系统  
的无用发射进行测量

# 1 导言

本文介绍被称为直接和间接方法的两种方法。

建议使用直接测量方法测量所有雷达产生的无用发射，包括那些无法在雷达发射机内中间点测量的无用发射。示例包括那些采用分布式发射机阵列组建（或构成）的天线结构的雷达。

间接方法单独测量雷达的各个组成部分，然后再将测量结果相加。建议的雷达分拆是在旋转接头的后面将系统分开，然后测量旋转接头输出端口的发射机输出频谱，再将结果与测量的天线增益特性相结合。

# 2 参考带宽

对于雷达系统，应针对每个特定的雷达系统计算用于定义无用发射限值的参考带宽*Bref*（ITU-R SM.329建议书、ITU-R SM.1541建议书及《无线电规则》附录3）。对于用于无线电导航、无线电定位、捕获、跟踪的四种普通类型的雷达脉冲调制功能及其它无线电测定功能，使用下述公式确定参考带宽值：

– 对于固定频率的非脉冲编码雷达，为1除以雷达脉冲长度（例如，如果雷达脉冲长度为1 s，则参考带宽为1/1 s  1 MHz）；

– 对于固定频率的相位编码脉冲雷达，为1除以相位码片长度（例如，如果相位编码码片长度为2 s，则参考带宽为1/2 s  500 kHz）；

– 对于调频（FM）或线性调频雷达，为线性调频带宽（MHz）除以脉冲长度（s）所得数的平方根（例如，如FM是从1 250 MHz至1 280 MHz，或在10s的脉冲期间为30 MHz，则参考带宽为(30 MHz/10s)1/2  1.73 MHz）；

– 对于使用多波形操作的雷达，参考带宽是在经验的基础上通过观测雷达发射来确定的。经验性观测的过程如下：将测量系统的接收机调至雷达的基频之一，或调至雷达线性调频范围内的中心频率。将测量系统带宽设置为最大可用值，然后记录雷达在该频段接收到的功率电平。将测量带宽渐渐收窄，然后将接收到的功率电平记录为带宽的函数。最终结果是一个图表或表格，其中测量所得功率显示为测量系统带宽的函数。所要求的带宽是仍可观测到最大功率电平的最小带宽，然后，可通过使用下文所述的测量带宽比（MBR）因数，从已知的测量接收机的脉冲响得出参考带宽。如随即观测到功率电平的下降，则应使用最大可用带宽。

在所有情况下，如上述带宽大于1 MHz，则应使用1 MHz的参考带宽*Bref*。

# 3 测量带宽和检波器参数

测量带宽*Bm*被定义为接收机的脉冲带宽，并大于IF带宽*Bif*（有时被称为频谱分析仪的解析度带宽）。测量带宽*Bm*可从以下等式导出：



需要为使用的测量接收机确定MBR。对于很多商用频谱分析仪接收机中通常使用的–3 dB IF带宽的高斯滤波器，MBR约为3/2（在一些仪器中，IF带宽被确定在–6 dB点）。

应选择适当的接收机IF带宽，以获得下述建议测量带宽之一。

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 测量带宽*Bm*[[2]](#footnote-2)1 |  | (1/*T*)，在使用固定频率非脉冲编码雷达的情况下。其中*T* 为脉冲长度（例如，如雷达脉冲长度为1 s，则测量带宽应 =  1/(1 s)  1 MHz）。 |
|  |  | (1/*t*)，在使用固定频率相位编码雷达的情况下。其中*t* 是相位码片长度（例如，如果雷达发送26 s的脉冲，则每个脉冲包络括长度为2 s的13个相位编码码片，则测量带宽应 1/(2 s)  500 kHz）。 |
|  |  | (*Bc*/*T*)1/2 ，在使用扫频（FM或线性调频）雷达的情况下。其中*Bc* 是每次脉冲期间的频率扫频的范围，*T*为脉冲长度（例如，如果雷达在每次脉冲期间对1 250-1 280 MHz的整个频率范围（ 30 MHz的频谱）进行扫频或进行线性调频脉冲信号扫频，如果脉冲长度为10 s，则测量带宽应为  ((30 MHz)/(10 s))1/2   MHz  1.73 MHz。按照脚注1，在本示例中应使用接近但小于或等于1 MHz的测量带宽。 |
|  |  | 测量的结果如下：对于使用多波形操作的雷达，测量带宽通过观测雷达发射根据经验加以确定。经验性观测的过程如下：将测量系统的接收机调至雷达的基频之一，或调至雷达线性调频范围内的中心频率。将测量系统带宽设置为最宽可用值，然后记录雷达在该频段接收到的功率电平。将测量带宽渐渐收窄，然后将接收到的功率电平记录为带宽的函数。最终结果是一个图表或表格，其中测量所得功率显示为测量系统带宽的函数。适当的测量带宽将是观测到最大功率电平首次下降的带宽。如随即观测到功率电平的下降，则应使用最大可用带宽。 |

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 视频带宽 | ≥ | 测量系统带宽 |
| 检波器 |  | 正峰值 |

## 3.1 带外域范围内的测量

在带外（OoB）域的范围内，ITU-R SM.1541建议书给出的限值采用dBpp加以定义。这是相对功率测量，应使用可导致测量带宽小于参考带宽的IF带宽。即便测量带宽小于参考带宽，也不需要进行校正，因为OoB域内的频谱峰值和数据点都是使用相同的测量带宽*Bm*测量的。

一般情况下，测量时使用的带宽应接近但小于规定的参考带宽。这种方法会使测量时间尽可能缩短，但它也会导致测量频谱的范围有所扩大。因此，在测量实际的将近场频谱形状可能十分重要的边际情况下，建议视情况使用0.2/*T* 或 0.2/*t* 的最大带宽对OoB域内的将近场区域进行再次测量。

## 3.2 杂散域内的测量

### 3.2.1 杂散域内测量的校正

当测量带宽*Bm*不同于参考带宽*Bref*时，需要对在杂散域内进行的测量应用一个校正因数，以便以参考带宽表示结果。因此，应使用以下校正因数：

杂散电平 *Bref* = 杂散电平（以*Bm*测量） + 10 × log(*Bref*/*Bm*)

注 1 – 除非在已知杂散发射不是类似噪音信号，其中适用10到20 log(*Bref*/*Bm*) 之间的因数，并可通过在一个以上带宽的测量中得出，否则均应采用这一校正因数。在所有情况下，使用等于参考带宽的测量带宽(*Bm*)将获得最精确的结果。对于在1 GHz以上操作的雷达，参考带宽(*Bref*)为1 MHz。

### 3.2.2 峰包功率测量数据的校正

在杂散域内，《无线电规则》附录3给出的限值以相对于峰包功率（PEP）的参考带宽*Bref*来界定。杂散域内以dBpp记录的数据必须参考PEP（而非以dBpp观测的频谱峰值）。

PEP使用以下校正公式进行近似计算：

对于持续波（CW）和相位编码脉冲雷达：

*PEP* = *Pmeas* + 20 × log(*Bpep*/*Bm*) 在 *Bpep* > *Bm*的情况下

对于扫频（FM或线性调频）脉冲雷达：



其中：

*PEP*： 峰包功率；

*Pmeas*： 频谱峰值功率(*Bm*)；

*Bpep*： 带宽按照如下方式计算：

– 对于固定频率的非脉冲编码雷达，为1除以雷达脉冲长度（例如，如果雷达脉冲长度为1 s，则参考带宽为1/1 s  1 MHz）；

– 对于固定频率的相位编码脉冲雷达，为1除以相位码片长度（例如，如果相位编码码片长度为2 s，则*Bpep*为1/2 s  500 kHz）；

– 对于调频（FM）或线性调频雷达，为线性调频带宽（MHz）除以脉冲长度（s）得数的平方根（例如，如FM是在1 250 MHz至1 280 MHz，或在10s的脉冲期间为30 MHz，则*Bpep*为(30 MHz/10s)1/2  1.73 MHz）；

– 对于使用多波形操作的雷达，*Bpep*是在经验的基础上通过观测雷达发射来确定的。经验性观测的过程如下：将测量系统的接收机调至雷达的基频之一，或调至雷达线性调频范围内的中心频率。将测量系统带宽设置为最大可用值，然后记录雷达在该频段接收到的功率电平。将测量带宽渐渐收窄，然后将接收到的功率电平记录为带宽的函数。最终结果是一个图表或表格，其中测量所得功率显示为测量系统带宽的函数。所要求的带宽是仍可观测到最大功率电平的最小带宽，然后，可通过使用下文所述的标准，从已知的测量接收机的脉冲响得出*Bpep*。如随即观测到功率电平的下降，则应使用最大可用带宽。图1采用图形说明了第3.2段所述的校正。

如图1所示，使用因数20 log(*Bpep*/*Bm*)，将测量所得频谱参照相等的PEP电平。该图显示，测得的杂散发射升高的量等于第3.2.1段所述的校正因数（此处作为10 log(*Bref*/*Bm*)）。在此例中，为便于说明，仅选择了100 kHz的测量带宽，尽管在这一情况中建议使用接近1 MHz的带宽。同样为了便于说明，掩模显示为频偏，这是ITU-R SM.1541建议书所允许的。

图 1

第3.2段所述校正图解



# 4 多脉冲或多模式雷达的测量

对于具有多脉冲波形的雷达，应针对每种脉冲类型计算*B*–40 dB带宽，并须使用所获得的最大*B*−40 dB带宽，建立发射掩模图形（见ITU-R SM.1541建议书附件8）。

对于可分别选择多种脉冲宽度设置的雷达，应采用可得出最大计算*B*−40 dB带宽的设置（见ITU-R SM.1541建议书附件8）。发射测量仅需针对这一脉冲宽度设置进行。

对于使用仰角波束扫描的雷达，通常仅需要在方位面上进行测量。

# 5 测量系统的动态范围

测量系统应能够测量《无线电规则》附录3中所述的无用发射电平。为了获得频谱的完整图像，尤其是在杂散发射域，建议能够测量《无线电规则》附录3中所述的电平以下10 dB的发射电平。

为使结果具有高可信度，系统的动态范围测量应大幅高于所要求的测量范围（图2中的冗余(2)）。

图2说明了所要求的测量范围与建议的测量系统动态范围之间的关联。

图 2

所要求的测量范围与建议的测量系统动态范围之间的关系



注 1 – 应注意，在B类限值下，ITU-R SM.329建议书建议在某些情况下应采用较《无线电规则》附录3中给出的限值更严格的限值。在估算所要求的测量范围和建议的测量系统动态范围时，应考虑这一建议。

# 6 直接方法

下文介绍的两种直接方法可用于测量雷达系统产生的无用发射（OoB和杂散发射）。第一种方法为手动控制，第二种方法为自动控制。这两种方法一直被用于测量在高达24 GHz频率上操作的雷达系统的发射特性、高达数百兆瓦的发射机输出功率，以及千兆瓦级的e.i.r.p.电平。考虑到安全问题，也可在消声室内使用这些方法。

## 6.1 测量的环境条件

关于测量距离，可进行近场或远场测量。当接收天线从可接收到最大信号的位置发生垂直或水平移动达到λ*D*/2*H* 时（*H*：发射点高度，*D*：测量距离，λ：发射波长），使用阻尼器对峰值接收信号的改变应小于3 dB。

关于测量场所，最好将发射和接收天线安置在如铁塔之类较高的位置上。在确定高度时，应注意考虑雷达和测量天线的垂直波束宽度，而且在天线之间不应存在反射物体。

## 6.2 测量使用的硬件和软件

图3（手动方法）和图4（自动方法）为两种直接方法所要求的测量系统类型的功能块图。系统中需要考虑的首要因素是接收天线。接收天线应具备宽带频率响应，其宽度至少与将测量的频率范围相同。通常最好也采用高增益响应（如，使用抛物反射面获得的响应）。高增益值可在测量中获得更大的动态范围；较窄的天线波束宽度可排除区域内的其他信号。较窄的天线波束宽度还可尽量减少所测雷达产生的多径传播问题。通过抛物线形天线收集的频谱数据可将测量后的校正减少到最低限度，如下文所述。为对雷达信号做出最大响应，应选择天线的馈电极化。在无法推断雷达极化的情况下，馈电的圆极化是一项很好的选择。如使用的是线性极化，可通过旋转馈源测试天线的极化，如使用的是圆极化，可通过交换左旋极化馈源和右旋极化馈源测试天线的极化。

应考虑作为频率函数的可变天线增益校正。天线增益电平通常以理论上完美的各向同性天线的天线增益电平（dBi）为依据加以规定。各向同性的有效孔径按20 log( *f* ) 下降，其中*f*为所测量的频率。这意味着，如测量天线的有效孔径保持不变（带有按20 log( *f* ) 增加的各向同性增益），则无需对可变天线增益进行校正。理论上完美的抛物反射面天线可满足这一要求，这也是为什么最好选择这种天线用于宽带雷达频谱测量的原因。

反之，如果测量天线的增益偏离了20 log( *f* )曲线（包括不太理想的抛物线形天线），则必须针对这一偏离对测量结果进行校正。

还应考虑连接测量天线至测量系统的线缆。天线至测量系统射频前端的连接使用一段低损耗射频线（其长度取决于每个测量雷达电台测量系统的几何形状）。由于这段线路的损耗会减弱接收到的雷达信号，因此，这段线缆的长度越短越好，造成的损耗越低越好。

图 3

使用手动控制直接方法测量雷达系统无用发射的功能块图

雷达天线：

（正常旋转，或静止并调整至测量设备能够产生最大响应的位置）

测量天线：

（抛物线形，有适当的馈源）



低损耗射频线

（在天线和测量系统

输入端口之间越短越好）

频谱

分析仪

选择性

接收机

可变射频衰减器，用于优化测量系统增益/噪声系数之间的平衡

或

可选低噪声

前置放大器

（LNA）

滤波器（用于减弱

雷达的中心频率，以便于

在雷达的谐波频率上进行

测量）

可选

带通

滤波器

可选陷波、

带通或其它

滤波器

测量系统的射频前端

图 4

使用自动控制直接方法测量雷达系统无用发射的功能块图

测量天线：

（抛物线形，有适当的馈源）



个人计算机类计算机

测量系统的控制和

数据记录

滤波器（用于减弱

雷达的中心频率，以便于

在雷达的谐波频率上进行测量）

低损耗射频线

（在天线和测量系统

输入端口之间越短越好）

雷达天线：

（正常旋转，或静止并调整至测量设备能够产生最大响应的位置）

测量系统的控制和

数据记录

低噪声

前置放大器（LNA）

通用接口总线

钇-铁-石榴石

频谱

分析仪

GPIB总线

LNA，用于改善频谱分析仪的噪声系数

固定射频衰减器，用于优化测量系统增益/噪声系数之间的平衡

GPIB总线

YIG跟踪电压

跟踪带通滤波器

（如，YIG滤波器）

可变射频衰减器

可变射频

（由计算机进行GPIB控制）

可选陷波、

带通或其它

滤波器

测量系统的射频前端

射频前端是整个测量系统最为重要的部分之一。它执行三个重要功能。首先是通过使用可变射频衰减器控制并扩展测量系统的动态范围。其次为带通滤波功能（前置选择），以防止高振幅信号未能调至测量系统的频率造成放大器过载。第三为低噪声前置放大功能，以便对可能在低于雷达基频的峰值测量电平达130 dB的发射提供最大程度的敏感性。

下面分别讨论射频前端的各个组成部分。

射频衰减器是前端中的第一个元件。它以固定递进（如，10 dB/衰减器步进）提供可变衰减（如，0‑70 dB）。测量期间使用该衰减器可将测量系统的动态范围扩大至最大可用衰减量（如，使用0‑70 dB的衰减器，则为70 dB）。

### 6.2.1 手动控制测量系统

手动控制测量包括以固定的频率递增（等于扫宽值）扫描整个频谱。在每次扫频时，调整衰减器，使雷达的峰值功率保持在测量系统其它元件的动态范围内（通常的限制性元件是前置放大器和频谱分析仪的log放大器）。随着在每次扫频时适当调整射频前端衰减器，从而完成对该频率的雷达功率测量。

如有必要测量非常低的杂散发射（例如，基频发射电平 – 杂散发射电平 > 瞬时的测量动态范围），可在此时使用手动控制带通滤波器，以避免前置放大器过载（从而导致增益压缩）。

射频前端最后的一个元件是LNA。LNA是在信号路径中预选器之后安装的下一个元件。LNA的低噪声输入特性对低振幅的杂散雷达发射具有很高的敏感性，而其增益可容纳测量系统其余部分的噪声系数（如，一段传输线和一台频谱分析仪）。

通过适当选择LAN的增益和噪声系数特性，可优化测量系统的敏感性和动态范围。在提供足够增益、以便在LNA之后提供全测量回路（尤其是在前端后的射频线路损耗，加上频谱分析仪回路的噪声系数）的同时，宜尽量降低噪声系数。理想的情况下，LNA增益和噪声系数之和（即LNA在其输入端使用50 Ω的终端电阻产生的过量噪声）应约等于测量系统剩余部分的噪声系数。

频谱分析仪的噪声系数通常为25‑45 dB（作为频率的函数而变化），根据传输线的质量和长度，传输线损耗一般可能为5-10 dB。由于作为频率函数的测量系统噪声系数的变化，可能需要各种不同的LNA用于频率倍频（如，1-2 GHz、2-4 GHz、4-8 GHz、8-18 GHz、18‑26 GHz和26-40 GHz）。每个LNA可针对每个倍频程范围内的增益和噪声系数进行优化。这也有助于LNA与各种YIG滤波器之间的倍频间隔（例如，0.5-2 GHz、2-18 GHz等）相配。在预选器后使用LNA（如有必要，在频谱分析仪的输入端使用一个串连的LNA）可将测量系统的总噪声系数降低至约10‑15 dB。人们发现，对于在高达130 dB的范围内测量宽带雷达发射频谱而言，这一噪声系数范围足够了。

预期射频测量系统的其他部分就只是一台市场上可买到的频谱分析仪了，或者一台带有预选器或选择性接收机的频谱分析仪。只要是能够在相关频率范围内接收到信号的设备，均可以使用。

### 6.2.2 自动控制测量系统

如图3所示，在雷达测量中有效使用射频前置衰减器的关键，在于以固定频率递增（如1 MHz）对测量系统进行调谐（被称为“步进”），而非像传统上使用手动控制频谱分析仪那样，对整个频谱进行扫频。在每次固定频率的步进中，调节衰减器，使雷达的峰值功率保持在测量系统其它元件的动态范围内（通常的限制性元件是前置放大器和频谱分析仪的log放大器）。通过在每次步进中适当调整射频前端的放大器，从而完成在该频率上的雷达功率测量。这样，测量系统的60 dB名义动态范围可扩展至70 dB，从而最终达到130 dB的动态范围。为尽可能缩短测量时间，可通过计算机控制该衰减器及其必要的步进频率测量算法。

如需在很高的基频发射相邻的频段测量低功率杂散发射电平（如基频以下130 dB），则需要使用前端的下一个元件 – 可调带通滤波器预选器。例如，可能有必要测量在2 900 MHz操作的空中交通控制雷达的杂散发射，该发射在测量电路中在的电平，而基频发射电平在+10 dBm，并且在频率（2 750 MHz）上仅有150 MHz的距离。在2 900 MHz的频率上测量杂散发射，测量系统需要一个未减弱的LNA，但如果在2 750 MHz的频率上它面临未减弱的基频发射，放大器就会过载（因而被增益压缩）。为此，需要在前端中LNA输入前的一个位置提供具有频率依赖性的衰减。在实践中，通过可变电抗器技术（500 MHz以上）和YIG技术（500 MHz以上），可有效提供这一可调带通滤波功能。可从市场上购买适当的、具有自动追踪测量系统的调谐频率功能的滤波器。

射频前端最后的一个元件是LNA。LNA是在信号路径中预选器之后安装的下一个元件。LNA的低噪声输入特性对低振幅的杂散雷达发射具有很高的敏感性，而其增益可容纳测量系统其余部分的噪声系数（如，一段传输线和一台频谱分析仪）。

有关测量系统的敏感性和动态范围以及典型的频谱分析仪噪声系数的讨论与第6.2.1段所述相同。

LNA配置的另一种选择是使用串联LNA。第一个LNA放置在YIG或可变电抗带通预选滤波器内的两个级之间。它具有较低的噪声系数，但其增益足以容纳YIG的第二级插入损耗。第二级（也许性能较低）LNA直接放置在YIG之后。这种选择会使总系统噪声系数有所降低，因为第一个LNA为YIG的第二级留出了余量。然而，这一选择可能需要更先进的设计并对预选滤波器进行工艺方面的修改，主管部门可能会认为这样不太现实。

测量系统LNA配置的第三种选择，也是无需对前端预选滤波器进行任何重新设计或改装的一种方法，是在前端放置一个增益较低的LNA，在频谱分析仪的信号输出处放置第二个LNA。选定的第一个LNA的噪声系数很低，其增益刚好可以接受射频线损耗和频谱分析仪LNA的噪声系数。然后，选择频谱分析仪LNA，使其增益特性应刚好可以接受在雷达测量的适当频率范围产生的频谱分析仪噪声系数。这组两个串联的LNA可能比单个性能极高的LNA更容易获得，而且一般更少受到过载的影响，因为可以预期1 dB的压缩点将高于单个高性能的LNA的压缩点。

预期射频测量系统的其他部分就只是一个市场上可买到的频谱分析仪了。只要是能够在相关频率范围内接收到信号并且能够通过计算机控制执行步进频率算法的设备，均可以使用。如上所述，如果测量要获得观测多数杂散发射所必需的敏感性，则须通过低噪声预放大允许当前可用频谱分析仪的高噪声系数。

可通过任何带有总线接口（GPIB或类似接口）并可与计算机的控制程序和所使用的接口卡相兼容的计算机实现对测量系统的控制。就存储和速度而言，现代个人计算机就足够用了。须通过软件来执行测量算法（提供频谱分析仪和预选器的频率步进并控制前端的可变衰减器）。一些市场上可买到的软件可能会接近满足这一需求，但测量机构似乎至少需要编写一部分自用的测量软件。虽然开发软件需要很大一部分资源支出，但这类系统的相关实践经验表明，如果需要经常并重复进行雷达发射测量，这一投资还是值得的。

可将数据记录在计算机的硬盘或移动磁盘上。理想情况下，应就每100‑200个测量步进做出数据记录，从而能够控制数据文档的规模，并防止在测量期间测量系统的计算机或其它部件发生故障时损失太多的数据。

## 6.3 测量系统的校准

### 6.3.1 手动直接方法

手动控制方法要求对所有测量部件单独进行校准，或使用一台校准生成器对整套测量设备进行测量（替代方法）。

### 6.3.2 自动直接方法

通过将天线与系统其它部分分离，并在该点向射频线添加一个噪声二极管，进行测量系统的校准。假设整个系统的噪声系数小于20 dB，一个25 dB的超噪比（ENR）（其中*ENR* = （有效温度（K），噪声二极管/环境温度（K））二极管将足以进行一次满意的校准。如附件1的附录2所述，使用的方法是标准因数*Y*测量，通过开关噪声二极管各一次，对整个频谱进行比较功率测量。

噪声二极管校准的结果是一张载有噪声系值以及对所测量的整个频谱范围的增益校正值的表格。可将增益校正值储存在一张查询表上，并随着数据的汇集，将其用于测量数据。附件1的附录2对校准程序做了更具体的说明。

一般情况下，测量天线的校准不在现场进行。天线校正因数（如有）仅应用于测量后的分析。

## 6.4 测量过程

### 6.4.1 手动方法

附件1的附录1详述了直接方法；本节是对该方法的总结。

测量前，使用一台频谱分析仪检测是否存在着并非由雷达发射的信号：如果存在着可干扰测量的发射，须使用适当的滤波器。

最大读数锁定功能

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 频谱分析仪的中心频率 |  | 将测量的最低频率（例如，如雷达的中心频率为3 050 MHz，而将要测量的整个频谱为2-6 GHz，则频谱分析仪的中心频率为2 GHz）。 |
| 频谱分析仪的频率扫宽 |  | 10、20、50、100，或500 MHz。 |
| 频谱分析仪的扫频时间 |  | 自动扫频时间 |

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 时间 |  | 在至少3次雷达波束的旋转间隔期间记录信号（例如，如果雷达以40 r.p.m.的速度旋转，即，每次旋转时间为1.5秒，则持续时间应为 3  1.5秒；4.5秒将是适当的选择）。记录信号的时间应足以形成频谱。可将雷达天线保持静止并调整至可获得测量系统最大响应的位置。 |

注 1 – 应验证频谱分析仪扫频时间的设置和信号记录的持续时间。

将测量系统调至将要测量的下一个频段，记录第二个测量点。这一频率最好等于第一个测量过的频段加上测量扫宽。

如测量仪器是一台选择性接收机，则根据建议的带宽逐点进行测量。

### 6.4.2 自动方法

附件1的附录1详述了直接方法；本节是对该方法的总结。除第2段列出的参数外，应将频谱分析仪设置如下：

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 频谱分析仪的中心频率 |  | 将要测量的最低频率（例如，如雷达的中心频率为3 050 MHz，而将要测量的整个频谱为2-6 GHz，则频谱分析仪的中心频率为2 GHz）。 |
| 频谱分析仪的频率扫宽 |  | 0 Hz（将分析仪作为时间域仪器操作）。 |
| 频谱分析仪的步进时间 |  | 雷达波束的旋转间隔（例如，如雷达天线以40 r.p.m.的速度旋转，即，1.5秒/转，则步进时间应  1.5秒；2秒将是适当的选择）。对于频率灵敏雷达或带垂直扫描天线波束的雷达，步进时间可能需为若干次天线旋转周期。对这些更复杂的雷达系统，步进时间应根据经验确定。 |

随着雷达天线波束的正常扫描，以及上述测量系统的建立，收集到第一个数据点。一个数据点包含一对数字：测量的功率电平以及测量该功率电平的频率。例如，上述测量的第一个数据点可能是在2 000 MHz频率上−93 dBm。使用0 Hz的扫宽，在比雷达天线旋转周期稍长的一个间隔（步进时间）内，通过在适当的频率监控雷达发射，收集到数据点。对于复杂的雷达系统，步进时间需要更长一些。雷达天线波束旋转的这一时间显示将显示在频谱分析仪的屏幕上。轨迹上的最高点一般代表雷达波束指向测量系统的方向时所收到的功率。接收到的最大功率值被检索（虽然可用笔记录下来，但一般还是通过控制电脑进行记录）、在该频率通过校正获得测量系统增益，然后加以记录（通常记录在磁盘上的数据文档中）。

将测量系统调谐至将要测量的下一个频率，以记录第二个测试点。这一频率最好等于第一个测量频率加上测量带宽（如，如果第一次测量是在2 000 MHz，而测量带宽为1 MHz，则第二次测量频率将为2 001 MHz）。在第二个频率上，重复上一次的过程，即，测量雷达波束旋转间隔期间的最大接收功率，校正增益因数值，并记录得到的数据点。

持续进行这一程序，其中包括在整个频谱中步进（而非扫频），直至完成对所有希望测量的发射频谱的测量。步进过程包括一系列在整个相关频段以预定（固定谐波）频率进行的单独振幅测量。步进之间的频率变化最好等于测量系统的IF带宽。例如，对200 MHz频谱的测量可能使用200次步进，步进间隔为1 MHz，以及1 MHz的IF带宽。在杂散发射域，步进间隔可以设置更宽一些，以加快整个测量过程。然而，如果频率是基频雷达发射的整倍数（如，2、3、4），最大步进间隔还是应约等于测量系统的IF带宽。

使测量系统调谐至每一频率，以获得规定的测量间隔。间隔被称为步进时间或停歇。每次步进的停歇由测量系统操作员规定，通常要稍长于雷达波束的扫描间隔。

若要有效和准确地进行这一过程（步进、调协、测量、增益校正和重复），最好通过电脑控制测量系统。为了正确地测量基频发射的峰值，在这一区域可能需要使用相当于测量带宽的一半或一半以下的较小步进间隔。

随着频率接近雷达频谱的中心频率（和任何其它峰值），为帮助在测量系统的前端插入射频衰减，需要采取步进方法。如果瞬时动态范围为60 dB的测量系统使用一个0‑70 dB的射频衰减器，这种基于频率的选择性增加衰减的能力可将现有的测量动态范围扩大约130 dB。这对确定较低的功率杂散发射十分有利。为在扫频测量中达到同样的效果，可在雷达中心频率中插入一个陷波滤波器，但对于频谱中可能出现的所有其它高振幅峰值而言，可能没有插入陷波滤波器的可行方法。

在测量系统的前端提供足够的带通滤波功能十分必要，从而使较强的越限频率信号组件不会影响对低功率杂散组件的测量。

进行这些测量可不必要求雷达波束对空间进行扫描，但只有确认了在整个测量的频率范围内雷达波束相对于天线的机械轴方向不会变化后，才可以进行这些测量。

### 6.4.3 间接方法

图5说明了间接方法所建议的组件分离方法。在间接方法中，在旋转接头处测量无用发射，然后，结合在5米和经过适当远场校正的30米距离分别测量的天线特性，这一过程为：

步骤1：使用一条馈线测量旋转接头处的雷达发射机发射（如图6所示）。

步骤2：然后在步骤1找出的发射频率上分别测量雷达天线的最大增益。此时，对于5 GHz以下的功率在距离5米处进行测量，对于5 GHz以上的功率在距离30米处进行测量（如图7所示）。

图 5

典型的雷达系统



针对间接方法建议的部件分离

旋转街头

WG：波导

WG 10

的发射机输出

雷达

发射机

同轴电缆

天线

图 6

旋转接头端口处的测量

EIA右角

适配器



波导至EIA适配器

为进一步增加测量的敏感性，在波导10和波导12中需要一台同轴衰减器或陷波滤波器

EIA：电子工业协会

至*N*型

适配器的

波导

测试线缆

频谱

分析仪

波导

过度

特殊

衰减器

旋转接头

或长或短的馈源线

雷达

步骤*3*：使用适当的校正因数校正所测量的增益（使用一个软件程序或已知的天线性能模式。在最简单的情况中，对于步骤1观测发射时使用的频率，也许能够使用附件1的附录4中给出的软件程序）。

步骤*4*：最后，将步骤1和步骤3合并，获得所观测的无用发射频率上的有效e.i.r.p.辐射。

#### 6.4.3.1 测量方法以及与波导有关的问题

在测量发射机的输出功率频谱方面存在着两个主要问题。其一是评估发射的频谱的较高频率部分而不产生失真；其二是在存在着约60 kW峰值功率的基频发射脉冲的情况下测量非常低的电平发射。

在任何波导中，可使用校准后的测量系统测量传播模式TE10。该系统的特性必须能够使强大的基频信号衰减至足以保护测量设备的程度，同时在其它频率上提供微量衰减，然后再TE10 模式下测量能量。

应认识到，发射机输出的杂散频率发射可能采用高次模，在建立测量系统时应考虑到这一可能性。但是，对于简单的雷达，这个问题无关紧要，因为一般情况下此类高次模会被波导至同轴适配器抑制，或被天线馈线以及连接至雷达天线的旋转接头抑制（例如，波导至同轴适配器仅旨在耦合TE10 模式中的能量）。

#### 6.4.3.2 测量波导中无用发射的测量系统

该测量系统可在存在高功率雷达脉冲的情况下对低发射功率进行精确测量。

该系统的主要组件是一个陷波滤波器和一套波导过渡器，从波导10到更小的波导尺寸，以覆盖相关的整个频率范围。陷波滤波器包括一个馈通波导10，其中含有可对基频信号进行衰减、同时在其它频段提供微量衰减的吸能元件。为实现所要求的衰减以保护测量设备，同时在更高的频率上测量辐射，陷波滤波器的输出端使用线型过渡器。

波导过渡器是一个高通滤波器，通过反射回信号拒绝低于截止频率的信号。如果在雷达发射机的输出端直接使用过渡器，基频就会被反射回发射机，造成不符合要求的失谐。而通过陷波滤波器后面的过渡器，反射信号被第二次吸收。因而在基频上的返回损耗一般为34 dB，这一频率已经足够低，从而可避免磁电管的频率牵引。

高于截止频率的频率通过转换被发射至测量设备。如果可能，应纳入一个较短的波导部分，以防止在过渡器和波导到同轴转换之间产生瞬时模耦合。

#### 6.4.3.3 旋转接头端口处的测量结果

测量方法包括对相关频段进行探测性搜索，然后对频率明显的杂散发射进行定位并作上标记，然后对每个记录的发射进行再次访问，以便对该发射的最大振辐进行具体精确测量。

#### 6.4.3.4 导波中测量的不确定性

对于导波端口，该系统在2至18.4 GHz整个频段的测量精确度为±1.3 dB。对于包含频谱分析仪在内的波导端口，可信度不小于95%的总不确定性可计算为±3.4 dB。

#### 6.4.3.5 在测得的发射频率上测量天线的增益特性

该直接方法建议在一个室外测试站点（OATS）进行近场测量，在频率低于5 GHz时距离为5米，频率高于5 GHz时距离为30米。然后应用校正因数，将测量数值校正至一个提供可接受的远场增益相关性的等量远场增益。图7是一种典型的测量安排。

图 7

5米和30米距离的近场增益测量安排

分隔距离：

低于5 GHz的频段为5米

高于5 GHz的频段为30米

信号发生器

转台

指向性耦合器

经校准的测试

喇叭天线

TX 线缆

雷达天线

地球平面

测量设备

天线柱

RX 线缆

高度搜索

1-4 米

固定高度

1.5 米

#### 6.4.3.6 5米和30米距离的近场增益测量程序

测量所测天线（AUT）的最大增益应使用第6.4.3段中所述的方法，在所测量或确定的杂散频率和OoB频率上进行测量。在每个测量或确定的发射频率上，AUT的增益首先通过旋转360°达到最大，再上下移动测试喇叭天线，进一步达到最大。通过在每个相关频率上使用输入AUT的已知功率电平在每段距离上测量e.i.r.p.，获得AUT的增益。等式(1)和(2)显示了从测得的频谱分析仪电平S得出AUT等量远场增益*Ga*的详细计算过程。

AUT的*Ga* (dBi)  测得的e.i.r.p. (dBm) – *Pinput* (dBm)  *Gc* (dB) (1)

测得的e.i.r.p. (dBm)  *S* (dBm)  20 log (dB) – *Gr* (dBi) (2)

其中：

*Ga*: AUT的等量远场增益 (dBi)

*Pinput*: 进入AUT的功率输入 (dB)

*Gc*: 5米和30米距离的增益校正因数，可使用附件1的附录4所述的软件程序对为AUT进行计算

*S*: 测得的频谱分析仪电平 (dBm)

*Gr*: 接收测试喇叭电线的增益 (dBi)

*d*: 测量距离 (米)

λ: 相关频率的波长 (米)。

#### 6.4.3.7 增益校正和下降因数

附件1的附录4所给出的软件程序针对一种非常简单的情况提供了近场测量产生的远场校正因数。通过考虑整个线性天线接收波的相变，该程序得出了相关频率上每个距离的校正因数。（在近距离，波前是球形而非线形。）因此，可从近场测量中推导出无穷大的最大天线增益。

需要记住的一点是这里未涉及天线增益方向图。必须指出，在杂散频率上，天线的电气长度不同于其机械长度，它可能要短很多。这是因天线长度在不同于设计频率的其它频率上不同的照射方向图造成的。因此，若要在此种情况中获得准确的结果，可能需要使用直接方法得出的更为复杂的软件模型或数据。

#### 6.4.3.8 带有应用校正因数的近场增益测量的不确定性

可将最坏情况下测量的不确定性计算为± 6 dB，其中包括由频谱分析仪、测试天线喇叭增益、线缆损耗以及来源和站点的不完美所造成的不确定性。可信度不小于95%的总不确定性可计算为± 4.2 dB。

为这些距离得出的校正因数假定AUT辐射孔径在所有频率上均保持不变。

#### 6.4.3.9 将测量的发射和天线增益特性相结合，产生作为e.i.r.p的雷达发射机发射频谱

获得有效全向e.i.r.p.的最大值所使用的方法是，针对每个发射功率，将雷达发射机生成的最大功率（dBm）添加至源于AUT的最大指向性增益。这意味着，仅需要在观测到雷达发射机发射的频率上确定AUT的特性就可以了。

假定在测量增益的过程中已自动考虑了AUT的失谐效应，由于测试设备匹配了50 阻抗，故采用50 的测量接收机测量同轴连接器的名义阻抗和发射。

#### 6.4.3.10 总结

在时间和设施方面具有成本效益的间接方法所提供的敏感性足以测量低电平发射值，并可提供合理的精确度和可重复性。而且，它可在所有天气状况中使用，很容易将测量扩展至40 GHz或更高的频率范围。间接方法也可与直接方法结合使用，以评估先前测量过的雷达系统中的递增变化。

附件1的  
附录1  
  
直接方法的程序和软件详述

直接方法假定以下条件可得到满足：

– 雷达的远场辐射区可通过本附件正文中描述的测量系统加以评估；

– 直接进入测量系统硬件中的无用馈通雷达信号（如，绕过测量系统天线）可被尽量减少，从而确保测量结果的准确性。

虽然在某些情况下，合作操作可能会有助于加快测量，但直接方法不要求雷达操作与测量系统协作。

直接方法的流程如下：

步骤 1：确定一个测量位置

测量位置应处于或尽可能靠近雷达主波束的辐射范围。对于表面搜索雷达和一些其它类型的雷达，相对来说这比较容易做到，因为在雷达波束扫描整个表面时，只需把测量系统放置在这一区域内即可。但是，对于很多空中搜索雷达，主波束并不直接照射地面。对于这些雷达，应将测量系统置于地表的最大耦合区域内。可通过将测量系统调谐至雷达的基频，然后将搭载测量系统的车辆从一个靠近雷达的位置驶向远离雷达的一个位置（每次数公里）。将测量系统作为位置的函数监控接收到的信号电平。实行监控可通过零扫宽的操作频谱分析仪，扫频时间设置为500秒，并在雷达扫过车辆时每数秒观察一次峰值电平。结果是一个表明最大耦合位置的时间显示。

在最大耦合区的任何位置都是可以的。在实际中发现，这一区域在距离空中搜索雷达不小于0.75 km和不超过约2 km的范围内。通常，最大耦合不会出现在一个确切界定的点，而是出现在这些限值内的一个广泛区域中。

应考虑多径问题。很少能够观测到多径效应。通常只有在雷达和测量系统被平静的水面分隔开的情况下才会观测到多径效应。在其它情况中，不规则的干扰地形以及测量系统所使用的抛物反射面天线可将多径效应减少到可忽略不计的程度。检查多径效应可通过在第二个位置重复雷达测量并比较两个位置的测量结果实现。通过将天线伸缩柱上的测量天线提升至距地面10米以上，相信也可以将多径效应减少到最低程度。这样还可以增强雷达和测量系统之间的视距。

步骤2：建立测量系统并检查无用馈通信号

测量系统的配置应采用抛物反射面天线，天线置于10米高的天线柱（可选）顶端，或距地面至少数米的高度，以避免多径效应并提供合理的良好视距传播。应将测量系统调谐至雷达的基频，如果属于线性调频或跳频雷达，则调调谐至最大发射频率。

有必要检查无用馈通信号（如，测量设备内绕过测量天线接收到的无用雷达能量）。通过断开测量天线，并采用50 Ω的载荷中止输入线路，进行馈通信号的检查。如存在馈通信号，可采用下述选择：

– 如使用了测量设备架，检查其是否密封完好；

– 检查接头是否安装牢固；

– 将雷达测试系统移动至另外一个位置，使测量设备通过楼宇或树叶与雷达屏蔽，并抬升伸缩柱上的天线至高出这些障碍物的位置；

– 将天线测试系统移动至远离雷达的一个位置。

设计良好的测试系统应尽量减少无用馈通信号的可能性。

步骤3：确定雷达发射参数

测试开始前，需要确定的最重要的参数是波束扫描间隔和有效发射带宽。通过在零扫宽模式下调谐频谱分析仪以及间隔数秒的扫描时间，可获得波束扫描间隔及其它特性，然后再观察雷达的波束扫描。

可通过本附件正文中所述的过程确定发射宽度，即，将频谱分析仪在零扫宽模式下调谐至雷达的基频，同时将IF和视频带宽设置为其最大可用值。然后在每次雷达波束扫描过测试系统时，减少IF的带宽，记录接收到的功率电平下降时的带宽。这是小于雷达发射带宽的最大可用测量带宽。这也将是所使用的测量带宽，除非出现了诸如需要采用特定的接收机带宽对雷达进行观测的其它情况。

要注意的其他雷达发射参数为：脉冲重复率、脉冲抖动（若有）、脉冲参差（若有），以及脉冲宽度。前三个参数可通过连接至频谱分析仪视频输出的一个示波器进行测量。应采用峰值功率计或在平方律区域操作的适当的宽带射频检波二级管测量射频脉冲宽度（电压点的50%）和上升时间（电压点的10‑90%）。应采用具有足够带宽的示波器与之适当匹配，从而能够显示脉冲波形，而不会产生与有限检波器带宽相关的失真。

步骤4：测量系统的校准

手动控制直接方法：

– 手动控制方法要求对所有的测量部件分别校准，或者对整套测量设备进行校准。

自动控制直接方法：

– 见附件1的附录2。建议采用噪声二级管校准，尽管可以采用利用信号发生器的其它方法。

步骤5：配置测量系统软件（仅限于自动方法）

对测量软件的配置必须达到适宜的初始频率（MHz）、停止频率（MHz）、步进大小（MHz）、固定间隔（MHz）、IF带宽（MHz）、视频带宽（≥ IF带宽）、检波器（正峰值）、频谱分析仪参考电平（通常为–10 dBm）、初始频率（通常为0 dB）上的初步衰减，以及有关位置的额外数据（如，雷达名称、测量项目名称等）。

步骤6：检查测量期间的线性度

随着测量的逐渐展开，进行线性度检查以保持测量的一致性十分重要。测量时，包括在基频和杂散发射中，应在射频前端（LNA的前面）定期插入10 dB的射频衰减，以检查系统的线性度。结果应总是显示测量信号电平10 dB的下降。如果没有观测到10 dB的下降，或者是前端过载，或者可能出现了无用馈通信号。良好的系统设计应尽量消除这类潜在问题。如果确实出现了这些问题，可能有必要采取其它步骤对测量系统进行屏蔽，或者将测量系统移动至另外一个位置，如上文步骤2所述。

步骤7：使用一个以上的IF带宽对雷达进行测量（仅作为建议）

使用若干带宽测量雷达发射可能会有所帮助。这类测量可在频谱中的任何指定频率上，将测得的雷达功率变量明确无误地显示为接收机带宽的函数。

附件1的  
附录2  
  
使用噪声二级管进行增益和噪声系数校准

应在每次测量雷达发射频谱之前进行测量系统的校准。随着测量的进行，可向每个数据点自动添加增益校正。对于20 dB或更小的测量系统噪声系数，可使用如下所述的噪声二级管因数Y校准。本附录介绍这一校准的理论和过程。

对调谐至特定频率的接收机进行噪声二级管校准可以集总组件加以表示，如图8所示。在该图中，符号Σ代表可在测量系统的输入处向系统的内在噪声功率线性添加任何功率的功率求和函数。“g”表示测量系统的总增益。测量系统的噪声因数表示为nf，噪声二级管的超噪比表示为enr。（在本附录中，所有以“g” 这类小写字母表示的代数均表示线性单位。所有以“G”这类大写字母表示的代数均表示分贝单位。）

图 8

噪声二级管校准的集总组件示意图



功率求和

测量系统的内部噪声

测量系统的增益

天线输入

噪声二级管

enr

nf

g

系统输出

噪声因数是设备 *ndevice* (W)产生的噪声功率和热噪声的比率：



其中：

*k*: 波兹曼常数 (1.38  10−23J/K)

*T*: 系统温度 (K)

*B*: 带宽 (Hz).

超噪比等于噪声因数减一，使其成为超出*k T B*的分数幂。系统的噪声系数被定义为10 log（噪声因数）。由于很多噪声来源均采用超噪比表示，可使用这一数量。

在噪声二级管的校准中，涉及的主要问题是噪声二级管开关时输出信号的差异。当噪声二级管处于开的状态，通过以下等式得出*Pon* (W)：



其中：

*nfs*: 系统噪声因数

*enrd*: 噪声二级管enr。

当关掉噪声二级管时，通过以下等式得出功率*Poff* (W)：



*Pon* 和 *Poff* 之间的比率为 *Y* 因数：





因此，测量系统的噪声因数可解为：



测量系统的噪声系数为：



因此：





或



在噪声二级管的校准中，上述公式被用于从测量的噪声二级管值中计算所产生的测量系统增益。

尽管可将*NFs* 的等式用于计算测量系统的噪声系数，但软件可采用一个相同的等式：





在前述等式中取代增益表达式得：



可将通过这些等式确定的增益和噪声系数值存储在查询表中。增益值用于逐频率校正所测量的数据点。

在雷达频谱测量前，对除接收天线外的整个信号路径使用二级管噪声源进行校准。在接收天线的位置，将一个噪声二级管与第一条射频线的输入相连接。根据测量时的情况，可采用手动连接或通过自动中继连接。将噪声二极管打开，在系统频率范围内的一系列点上测量系统的噪声电平。将IF带宽设置为1MHz，并将视频带宽设置为1 kHz，完成噪声的测量。然后将噪声二极管关闭，在相同的频率上按前述步骤测量系统噪声。这样，测量系统计算机可在将要测量的整个频段的一系列频率上采集一整套*Pon* 和*Poff* 值。*Pon* 和*Poff* 值被用于得出上述等式中的测量系统增益和噪声系数。

附件1的  
附录3  
  
脉冲宽度和脉冲上升/下降时间的测量

# 1 导言

本附录旨在为测量雷达脉冲参数提供指导，在将发射掩模应用于OoB域时，需要用到这些雷达脉冲参数。ITU-R SM.1541建议书附件8述及了雷达系统OoB域中的无用发射。为确定必要的带宽*Bn*和40 dB的带宽*B*–40，必须测量脉冲雷达的脉冲宽度t和上升时间*tr* [[3]](#footnote-3)2。

脉冲宽度*t*在雷达脉冲的–6 dB 点（电压点的50%）进行测量。上升时间*tr* （或下降时间*tf* ）分别在一次脉冲的前沿或后沿期间，在–6 dB到–20 dB （电压点的10%-90%）之间进行测量。对于编码脉冲，*tr* 和*tf* 是子脉冲的上升/下降时间。如果子脉冲无法辨别，可假定*tr*为从一个相位或子相位切换至下一相位或子相位所用时间的40%。

对于某些雷达设计，可通过至一个指向耦合器的硬线连接测量脉冲宽度和上升或下降时间。然而，辐射的脉冲特性可能与从指向耦合器测得的特性存在着某些差异。而且，一些雷达设计中没有指向耦合器。对于这些雷达，如果测量系统具有足够的带宽（即，超过10/*tr* ，或带宽可经过适当校正从而确定实际的上升时间），可通过辐射的能量测量脉冲宽度和上升或下降时间。通过辐射测量脉冲带宽的一个潜在障碍是多径能源效应，后者可在每个辐射脉冲后沿造成阶梯式衰减。通过在测量系统中使用抛物反射面天线，可将最大程度降低这一效应。如果能将多径效应抑制足够的时间，使首个后沿阶梯出现大于名义脉冲电平以下6 dB，在满足带宽要求的情况下，对脉冲宽度进行辐射测量是可能的[[4]](#footnote-4)3。为获得足够的带宽，需要一台宽带二极管检波器。

# 2 常规雷达的测量

## 2.1 硬线耦合的脉冲测量

对于硬线耦合的脉冲特性测量，图9显示了其测量设置。在指向耦合器的输出和一个宽带（带宽超过（1/ *tr*））的晶体检波器的输入之间，使用具有适当阻抗的同轴电缆连接。在耦合器和检波器之间插入一个可变衰减器（如，0-70 dB）。在连接检波器前，最初将衰减器设置为足够高的电平，以保护晶体不会损坏[[5]](#footnote-5)4。如果缺乏其它数据，最大允许检波器输入电平可假定为+20 dB。

图9

通过至指向耦合器的硬线连接测量雷达脉冲宽度和上升时间（下降时间）  
参数的功能块图



可近似复制雷达脉冲特性的经校准信号生成器

保护检波器以免烧毁并获得至检波器的平方律输入所需的衰减

宽带示波器（其速度可测量(1/*tr* )）

匹配负载

衰减后的输出

高功率输出

雷达指向耦合器

将检波器输出连接至一台带宽超过（1/*tr*）的示波器上。应适当匹配阻抗，多数现代示波器具有可选的输入阻抗值。一般应为50 Ω。示波器输入应采用直流耦合。

调整示波器并记录[[6]](#footnote-6)5雷达脉冲包络。测试人员对可变衰减器的设置做出记录。

接下来，将来自雷达指向耦合器的线路与设备断开。然后将线路重新连接至一台经校准的信号发生器输出，该信号发生器可产生宽度与雷达测量的脉冲宽度相近似的脉冲信号。调整信号发生器输出，以便在示波器上生成对于两个包络均相同、最好约为+10 dBm的振幅响应。

调整完成后，可对晶体检波器响应进行下述较准。分别按0.9 dB、6 dB和20 dB连续递减信号发生器输出[[7]](#footnote-7)6。在其中的每个电平上，在所测量的脉冲包络上做垂直标记。所得的垂直标记之间的时间间隔提供了脉冲宽度（ Δ6 dB点之间）、上升时间（ Δ在脉冲前沿在0.9 dB到20 dB点之间）和下降时间（Δ 在脉冲后沿在0.9 dB到20 dB点之间）。

## 2.2 辐射耦合脉冲的测量

对于未包含指向耦合器的雷达，只能通过辐射测量进行脉冲特性的测量。图10显示测量辐射脉冲的测量硬件配置。

图10

通过辐射脉冲测量雷达脉冲宽度和上升时间（如较短，则为下降时间）  
参数的功能块图



宽带示波器（其速度可测量（1/*Tr* ））

匹配载荷

可选衰减或放大以获得至检波器的平方律输入

宽带带通滤波器(宽度大于（1/*Tr* )）

雷达发射机

应采用如下过程：

步骤1：将测量系统置于一个至雷达发射天线存在清晰视距路径的位置，该位置应尽可能靠近雷达发射机天线，而不会损害测试系统的性能（如，馈通）、在主波束下通过而丢失来自雷达的功率，或处于雷达天线或测量天线近场距离的范围内。

步骤2：在测量系统上使用高增益天线（如，直径为1 m或更大的使用微波频率的抛物线形天线），尽可能在最高振幅上接收来自雷达的脉冲，并可排除来自其它发射机的信号。

步骤3：在测量天线输入处安装一台能够通过雷达基频能量的带通滤波器，并具有超出所测雷达脉冲（1/*tr*）的带宽。在带通滤波器后安装一台二极管检波器，其带宽和上升时间响应速度应超过所测雷达脉冲（1/*tr*）[[8]](#footnote-8)7。

步骤4：将检波器输出连接至示波器输入。检波器的输出阻抗必须与示波器的输入阻抗相匹配。示波器必须具备超过所测雷达脉冲（1/*tr* ）的单发带宽。将示波器设置为单扫频模式，其触发门限应低至足以确保能够捕获雷达脉冲。待一系列脉冲被记录下来后，提高触发门限并等待另一组脉冲启动触发点。持续这一过程，直至门限高至无法记录更多的脉冲。稍微降低触发门限，并等待需要记录的序列。该脉冲序列显示脉冲的重复率。

步骤5：采用前述标准，在示波器上测量脉冲宽度和上升或下降时间，以进行硬线耦合测量。

## 2.3 辐射脉冲测量程序的注意事项

通过将测量系统安置在雷达附近产生清晰的视距，可将多径问题减少至最低程度，同时也可最大程度地放大脉冲中接收到的功率。使用高增益测量天线进一步减缓了多径问题，并增加了接收到的脉冲功率电平。

必须小心确保测量系统中的所有元件均具备用来测量雷达脉冲上升时间的足够带宽和时间响应特性。为满足这一要求，可能需要具有快速响应特性的二极管检波器。

在多雷达环境中，或在所测雷达的频带内或频带边缘附近存在着较强的非雷达信号的环境中，有可能需要采取步骤将正在测量的脉冲与其它信号相互隔离。微波频率雷达使用抛物型天线，同时在测量天线端子处使用带通滤波器，将有助于隔离所需要的脉冲波形。如果这些器件还不足以隔离出所需要的脉冲波形，那么，假定来自所测雷达的脉冲在测量系统中产生的振幅高于该环境中的任何其它信号，则振幅依赖性触发应可提供必要的隔离。

# 3 先进技术雷达的测量

## 3.1 硬线耦合脉冲的测量

在本文中，先进雷达指那些使用脉冲调制的雷达。调制的对象包括频率或相位。如果使用FM（线性调频），则可采用与上述方法相同的测量方法。但测量带宽必须等于或大于总的线性调制压缩的频率范围。在实际中，这可能要求使用一台宽带二级管检波器。

对线性调频脉冲上升时间的测量与非线性调频脉冲的测量相同，可使用与上述程序相同的程序。

脉冲压缩比（FM脉冲系统）：下面介绍确定脉冲压缩的测量。这一方法适用于确定所有雷达（包括先进系统）的脉冲压缩。

对于相位编码雷达脉冲，脉冲宽度的测量也按上述程序进行。但测量单个相位部分（码片）的上升时间可能较为困难。困难首先来自普通相位编码，其中在每个码片之间可能会出现π的相变。尽管进行了相移，但在检波器输出观测到波形的平方值，从抹掉了相位信息。这样一来，原则上，使用任何一种观测器也无法观测到码片边缘。

在应用中，码片之间的相位转换可能会出现瞬态，在示波器上可观测到这些瞬态。但观测这些码片转换并不能实现对码片上升时间的测量。

每个脉冲内的子脉冲总数（相位编码系统）：使用传统相移并采用180°瞬间交换的雷达一般会显示瞬态，可在检测的脉冲包络中观测到这种瞬态。这样，便可确定每个脉冲中的码片数量。然而，对于使用最小移动键控（MSK）或其它相移技术从而消除了此类瞬态的雷达系统，则无法通过测量检测到的脉冲包络来确定每个脉冲内的码片数量。对于这些雷达，如果无法获得监控I和Q信道的一对硬线连接，只能通过参考材料（如，技术手册、操作手册和技术规范表）来确定码片数量。

码片上升时间的测量：对于普通相位编码脉冲，只有在检测前对波形进行了采样，才可直接测量码片的上升时间。可通过将频谱分析仪的IF输出[[9]](#footnote-9)8连接至一台矢量信号分析仪或类似的数字信号处理设备做到这一点。

高级相位编码脉冲并不利用码片之间的非连续相变。相反它们使用MSK。通过MSK调制，观测相位上升时间需要将脉冲的I和Q组件分开，并分别观测每个组件的上升时间。这可使用从一台获得来自频谱分析仪的IF输出馈送、并经适当编程的矢量信号分析仪（VSA）（或专用数字信号处理器（DSP）或场可编程门阵列（FPGA））实现。

如果测量机构无法提供上述相位敏感设备（VSA、DSP或装有适当软件的FPGA），可在每个脉冲前沿测量脉冲的上升时间，代替直接测量码片的上升时间。上升时间的测量按照上述步骤进行。完成测量后，应将事实记录在结果数据组中。

## 3.2 辐射耦合脉冲的测量

在缺少指向耦合器的高级雷达中（这类系统使用多个发射机模块），如上所述，必须在产生辐射的情况下测量脉冲特性。需注意保持足够的带宽，以便测量脉冲的上升时间，而二极管检波器的输入应处于检波器平方律响应的振幅上。

## 3.3 使用参考资料确定脉冲特性

尽管必须认识到每台雷达都会与产品的平均标准有所差异，但我们还是可以假定，对于某一特定型号的生产线或特定系列内的同一批雷达，操作手册、技术规范表和其它雷达专用参考资料还是比较准确的。假定出现这种差异源于制造过程中的质量差异和雷达在现场受到的维护水平。如果无法直接测量所要求的一种或更多的脉冲特性，可将这类参考资料中引用的参数值用于发射掩膜的计算。

附件1的  
附录4  
  
使用以BASIC语言编写的软件程序计算  
平面天线阵列的增益校正因数

\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*

以BASIC语言编写的这段程序旨在从近场测量中确定远场。由于球型射频波前和平面天线阵列之间的差异，仅使用接收波的相变考虑因素。因此，这段程序应仅用于确定天线波束中心线或近场测量产生的无穷大最大天线增益。此处未涉及天线增益方向图。

\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*\*

'Test data for error -.025 pi radians; error ~.3 dB

'freq = 3000

'l = 10

'd = 1

'

CLS

'

INPUT “Enter the antenna frequency in MHz”; freq

INPUT “Now enter the measuring distance in metres from the antenna”; l

INPUT “Enter the maximum dimension of the antenna in metres”; d

'

'

'

CONST c = 300

CONST pi = 3.141592654#

'

'

lamda = c / freq

num = 100

'

'

IF d < (5 \* lamda) THEN

PRINT “Antenna dimensions should be much greater (\* 5) than”;

PRINT “the wavelength for accurate use of this prog”

STOP

END IF

'sum of inphase and quadrature field elements

sumi = 0

sumj = 0

'

' system is symmetrical so integrate from 0 to d/2

FOR i = 0 TO num – 1

dprime = i \* d / (2 \* (num – 1))

phasediff = (l – ((l ^ 2) + (dprime ^ 2)) ^ .5) \* 2 \* pi / lambda

' PRINT “phase diff is”;

' PRINT USING “##.##”; phasediff;

icomp = COS(phasediff)

sumi = sumi + icomp

jcomp = SIN(phasediff)

sumj = sumj + jcomp

NEXT i

PRINT “Max phase error is”;

PRINT USING “##.##”; phasediff / pi;

PRINT “\* pi radians”

'form final received planar power received from spherical RF wave

res = ((sumj) ^ 2 + (sumi) ^ 2) ^ .5

'PRINT “Result is”; res; “i is”; i; “num is”; num

'Calc gain reduction

gprime = num / res

'

glog = 20 \* (LOG(gprime) / LOG(10#))

PRINT “Gain reduction from infinite far field is”;

PRINT USING “##.###”; glog;

PRINT “dB”

END

附件2  
  
对建议2和3详述的雷达系统无用发射的测量

# 1 导言

所建议的方法被称为直接和间接方法。通过对辐射信号的自由空间测量，直接测量方法可准确地测量雷达产生的无用发射（如建议2和3中的具体介绍）。间接方法测量发射机输出端的信号，然后将其与后续系统型号结合，从而估算出自由空间场强。这两种方法的比较显示出高度的一致性：在2 dB范围之内。

# 2 参考带宽

一般而言，通过对波形参数进行适当比例的缩放，用于较高频率的雷达确定参考带宽的规则（见附件1）也可适用于较低频率的雷达。

对于雷达系统，应针对每个特定的雷达系统计算用于定义无用发射限值的参考带宽*Bref*（ITU-R SM.329建议书、ITU-R SM.1541建议书及《无线电规则》附录3）。对于用于无线电导航、无线电定位、捕获、跟踪的四种普通类型的雷达脉冲调制功能及其它无线电测定功能，使用下述公式确定参考带宽值：

– 对于固定频率的非脉冲编码雷达，一除以雷达脉冲长度（例如，如果雷达脉冲长度为100 s，则参考带宽为1/100 s  10kHz）；

– 对于固定频率相位编码的脉冲雷达，一除以相位码片长度（例如，如果相位编码码片是2 00s长，则参考带宽为1/200 s  5kHz）；

– 对于FM线性调频雷达，通过用脉冲长度（s）除以线性调频带宽（MHz）所获得的数量的平方根（例如，如FM是从1 250 MHz至1 280 MHz，或20 ms的脉冲期间是10 kHz，则参考带宽为(10 kHz/20 ms)1/2  700Hz）；

在所有情况下，如上述带宽大于1 MHz，则应使用1 MHz的参考带宽*Bref*。

# 3 测量带宽和检波器参数

测量带宽*Bm*被定义为接收机的脉冲带宽，并大于IF带宽*Bif*（有时被称为频谱分析仪的解析度带宽）。测量带宽*Bm*可从以下等式导出：



需要为所使用的测量接收机确定MBR。对于通常用于很多商业频谱分析仪接收机中的–3 dB IF带宽的高斯滤波器，MBR大约为3/2（在一些仪器中，IF带宽被确定在–6 dB点）。

注1 – 在一些仪器中，IF带宽被确定在-6 dB点。

应选择适当的接收机IF带宽，以便提供下述建议的测量带宽之一。（一般情况下，确定较高频雷达测量带宽的规则（见附件1）通过对波形参数进行适当比例的缩放，亦适用于较低频率的雷达。）

|  |  |  |
| --- | --- | --- |
| 测量带宽*Bm[[10]](#footnote-10)* |  | (1/*T*)对于固定频率、非脉冲编码雷达，其中*T* 为脉冲长度（例如，如雷达脉冲长度为100s，则测量带宽应 =  1/(1 s)  10 kHz）。 |
|  |  | (1/*t*) 对于固定频率、相位编码雷达而言，其中*t* 是相位码片长度（例如，如果雷达发送260 s的脉冲，则每个脉冲包络括长度为20 s的13个相位编码码片，则测量带宽应 1/(20 s)  50 kHz）。 |
|  |  | (*Bc*/*T*)1/2 对于扫频（FM或线性调频）雷达，其中*Bc* 是每个脉冲期间的频扫范围，*T*为脉冲长度（例如，如果雷达在每次线性调频期间扫描（线性调频）整个1 250-1 280 MHz频率范围（ 10kHz频谱），而假设线性调频的长度为20 ms，则测量的IF带宽为   ((10kHz)/20 ms)1/2  kHz  700Hz。 |

# 4 测量系统的动态范围

测量系统应能够测量《无线电规则》附录3中指定的无用发射电平。为获得频谱的完整图像，尤其是在杂散发射域内，建议能够测量《无线电规则》附录3中指定的电平以下10 dB的发射电平。

为使结果具有高可信度，系统的动态范围测量应大幅高于所要求的测量范围（图2中的冗余(2)）。

图2说明了所要求的测量范围与建议的测量系统动态范围之间的关联。

# 5 直接方法

下文所述的直接方法可用于测量长波长雷达系统产生的无用发射（OoB和噪声），该方法可轻松进入雷达的主波束（例如，在天线或阵列位于地面并且是垂直极化的情况下）。这种方法一直被用于测量在高至45 MHz频率操作的以及e.i.r.p.s 在兆瓦级的长波长雷达系统的发射特性。

## 5.1 测量使用的硬件和软件

### 5.1.1 天线

图11显示了两种直接方法所要求的测量系统类型的功能块图。该系统中需要考虑的首要因素是接收天线。接收天线应可产生宽带频率响应，其宽度至少应与将测量的频率范围宽度相同。这可能会要求使用地面屏幕。通常增益不会有问题，因此使用带地面屏幕的鞭型天线便足够了。进行宽带测量可能要求对天线增益进行校准。这可通过使用一个参考源和第二个馈送至功率计中的较短（不太匹配）的天线实现。

如果可行，天线应位于远场（如，20 MHz，1 km以上的距离），尽管频谱特性测量未显示出在近场和远场测量之间可分辨的差异。很多波长雷达是可用电子操控的合成波束阵列。在这种情况下，应对波束进行操控或调整测量天线的位置，使之尽量靠近主波束的峰值。

选择天线极化，以获得最大的雷达信号响应。

测量天线至测量系统的连接电缆可使用常见的同轴电缆。

### 5.1.2 无干扰信道指示器

由于电离层传播的长波长传输可穿越很远的距离，而一般情况下，测试天线所测量的很大一部分频谱会暴露于外部信号。因此，有必要使用一台能够说明被占用的信道的设备，最好是一台能够捕获该数据并可表示信号场强的设备。频谱测量系统（或独立的接收系统）可用于这一目的。可将该数据用于协调可能由外部来源造成的所有无用发射。还应将该数据用于检测无干扰信道，以便在带内*B*–40 和OoB域内进行测试。

### 5.1.3 射频前端

射频前端履行两种功能。其一是通过使用可变射频衰减保护检波系统前端。其二是低噪声预放大，以便对低功率发射提供最大的敏感性。射频衰减器是前端中的第一个元件。它以固定递进（如，10dB/衰减器步进）提供可变衰减（如，0-70 dB）。

图 11

使用手动控制直接方法测量雷达产生的辐射无用发射

雷达天线或阵列



选择型  
接收机

无干扰信道指示器

（可选）

（远程操作和数据采集）

调整至获得测量系统的最大响应

测量天线（鞭型）

频谱  
分析仪

用于优化测量系统增益/噪声系数平衡的可变衰减器

测量系统的射频前端（可选）

R1  
或  
R2

低损耗射频线（在天线和测量系统输入端口之间越短越好）

### 5.1.4 手动控制测量系统

手动控制测量包括以固定的频率递增（等于扫宽值）扫描整个频谱。在每次扫频时，调整衰减器，使雷达的峰值功率保持在测量系统其它元件的动态范围内（通常的限制性元件是前置放大器和频谱分析仪的log放大器）。随着在每次扫频时适当调整射频前端衰减器，从而完成对该频率的雷达功率测量。

射频前端最后的一个元件是LNA。LNA是在信号路径中预选器之后安装的下一个元件。LNA的低噪声输入特性对低振幅的杂散雷达发射具有很高的敏感性，而其增益可容纳测量系统其余部分的噪声系数（如，一段传输线和一台频谱分析仪）。

通过适当选择LAN的增益和噪声系数特性，可优化测量系统的敏感性和动态范围。在提供足够增益、以便在LNA之后提供全测量回路（尤其是在前端后的射频线路损耗，加上频谱分析仪回路的噪声系数）的同时，宜尽量降低噪声系数。理想的情况下，LNA增益和噪声系数之和（即LNA在其输入端使用50 Ω的终端电阻产生的过量噪声）应约等于测量系统剩余部分的噪声系数。例如，假定频谱分析仪噪声系数是25 dB，射频前端和分析仪之间的射频线路损耗是5 dB，则前端LNA必须容纳30 dB的总噪声系数。因此，本例中的LNA增益和噪声系数之和应约为30 dB。这样的一个LNA组合将是3 dB的噪声系数和27 dB的增益。

预期射频测量系统的其余部分就只是一台市场上可买到的频谱分析仪了，或者一台带有预选器或选择性接收机的频谱分析仪。只要是能够在相关频率范围内接收到信号的设备，均可以使用。采用现代数字接收机进行测量，可很容易符合频率和动态范围的要求，从而可在很大程度上避免在前端进行任何衰减或增益的必要性。

# 6 间接方法

在间接方法中，通过耦合每台发射机产生的输出进行测量。从这一点来说，测量设备近似于直接方法所使用的设备。如果存在多台发射机，则必须记录复振幅，然后须在软件中将信号组合在一起，同时顾及波束控制阵列加权和馈送延迟。

通过一个GPIB或类似接口，将频谱分析仪或接收机连接至一台笔记本电脑，即可实现数据捕获。

\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_\_

1. \* 应请国际海事组织（IMO）、国际民航组织（ICAO）、国际海事无线电协会（CIRM）世界气象组织（WMO）、无线电通信第1和第4研究组注意本建议书。 [↑](#footnote-ref-1)
2. 1 在所有的情况中，如果上述得出的测量带宽大于1 MHz，则应使用第3.2段介绍的校正。 [↑](#footnote-ref-2)
3. 2 当雷达脉冲的下降时间, *tf* 小于上升时间*tr* 时，在应用ITU-R SM.1541建议书中的等式时，应使用下降时间*tf* 代替上升时间。 [↑](#footnote-ref-3)
4. 3 例如，1 µs脉冲的上升时间可能小于0.1µs。为使测量准确，该*tr* 将要求超过10MHz的带宽。有多达2 GHz带宽的示波器。为了测量雷达的上升/下降时间，应至少使用500MHz的示波器。由于测量是在单个雷达脉冲上进行的，因此必须可在单发（而非重复采样）模式下提供带宽。 [↑](#footnote-ref-4)
5. 4 可从雷达的峰值功率电平和指向耦合器的指定插入损耗推导出衰减器的最初设置。 [↑](#footnote-ref-5)
6. 5 多数示波器可通过一个IEEE-488（GPIB）总线将数据记录在一个内部磁盘或一个外部计算机上。也可使用一台数字固定帧相机拍摄示波器屏幕，进行数据的记录。 [↑](#footnote-ref-6)
7. 6 晶体检波器输出不一定是线性的，因此，射频信号的10%、50%和90%电压点在检波器的直流输出处不一定显示为10%、50%、90%电压点。需要一台经较准的信号发生器以确定这些输入电压的实际直流输出电压。 [↑](#footnote-ref-7)
8. 7 至检波器的峰值输入功率应位于平方律响应区域内。为获得适当的功率输入电平，可能需要在带通滤波器和二极管检波器之间安装一个衰减器或一台放大器。 [↑](#footnote-ref-8)
9. 8 假定在探测和分辨率带宽阶段前通过频谱分析仪发生IF输出耦合，从而为脉冲上升时间的测量保持了足够带宽。 [↑](#footnote-ref-9)
10. 与测量带宽有关的校正变换为第3段附件1中讨论的参考和PEP带宽，亦适用于本附件2所述的长波长雷达。 [↑](#footnote-ref-10)