

ITU-R S.1427-1建议书

评估地面无线接入系统/无线局域网*发射机对在5 150-5 250 MHz
频带工作的非对地静止卫星轨道卫星移动业务
馈线链路造成干扰的方法和标准**

(ITU-R 第248/4号课题)

(2000-2006年)

范围

本建议书提供了评估地面无线接入系统/无线局域网（WAS/RLAN）发射机对在5 150-5 250MHz频带工作的非对地静止卫星轨道（GSO）卫星移动业务（MSS）馈线链路（地对空）造成干扰的方法和标准，并反映了2003年世界无线电通信大会（WRC-03）对该问题的讨论结果。

国际电联无线电通信全会，

考虑到

- a) 无线接入系统/无线局域网（WAS/RLAN）发射机可能在5 150-5 250 MHz频带的大规模部署，可能对在该频带馈线上行链路工作的非对地静止卫星轨道卫星移动业务（GSO MSS）卫星系统造成干扰；
- b) WAS/RLAN发射机可能在5 150-5 250 MHz频带进行的大规模部署，将大幅度地减少MSS卫星转发器容量；
- c) 在许多国家，5 150-5 250MHz频带上的WAS/RLAN发射机是在免牌照或分级发照的基础上工作的；
- d) 非GSO MSS馈线链路波束覆盖具有区域和/或全球性质；
- e) WAS/RLAN干扰只能用非GSO MSS 馈线链路噪声下限的不断攀升并由此导致卫星容量下降的情况加以说明；
- f) 第229号决议（WRC-03）做出决议3规定，主管部门可以监测ITU-R S.1426建议书中规定的pfd集合电平是否已经或将会被突破，以便未来召开的主管大会采取适当行动；
- g) 需要一种WAS/RLAN发射对非GSO MSS卫星馈线链路接收机造成干扰的评估方法以及测量数据的处理方法；

* 本建议书中的WAS/RLAN系指无线接入系统/无线局域网，或提供本地网络连接的任何其它可移动或者固定设备（例如高性能RLAN（HIPERLAN）、U-NII、无线局域网（WLAN）或其它设备；另见ITU-R F.1244 和 ITU-R M.1450建议书）。

** 应当提请无线电通信第8和第9研究组注意本建议书，以通报信息。

- h) WAS/RLAN将在各国和各区域的市场上独立发展；
- j) 有必要保护非GSO MSS馈线链路免受WAS/RLAN的干扰，

注意到

- a) 在5 150-5 250MHz频带上，非GSO MSS馈线链路还会受到WAS/RLAN发射机之外的其它干扰源（包括邻近频带发射机的无用发射）的干扰；
- b) 附件1、2和3给出的方法仅适用于包含大量具有足够间距的非GSO星群，

认识到

- a) 根据《无线电规则》（RR）第5.447A款的规定，5 150-5 250MHz频带在全球范围内划分给FSS（地对空），以供非GSO MSS馈线链路在主要共用条件下使用，没有时间限制；
- b) 5 150-5 250 MHz频带在全球范围内以主要使用条件也划分给航空无线电导航业务（ARNS）；
- c) 根据RR第5.446款的规定，5 150-5 216MHz频带也划分给卫星无线电测定业务（空对地）的馈线链路；
- d) 根据RR第5.447B款和第9.11A款的规定，5 150-5 216MHz频带在全球范围内以主要使用条件也划分给卫星固定业务（FSS）（空对地）以供非GSO MSS馈线链路使用；
- e) 根据RR第5.446A款、第5.446B款和第229号决议（WRC-03）的规定，5 150-5 250 MHz频带已经划分给移动业务；
- f) 根据RR第5.447款的规定，5 150-5 250MHz频带在某些国家被划分给移动业务，但须按照RR第9.21款的规定进行协调；
- g) 第229号决议（WRC-03）将WAS/RLAN传输限制为室内传输，

建议

- 1 评估WAS/RLAN发射对在5 150-5 250MHz频带工作的非GSO MSS卫星馈线链路接收机的干扰，应当以卫星噪声温度（ $T_{satellite}$ ）的升高（ $\Delta T_{satellite}$ ）为基础；
- 2 为充分保护在5 150-5 250MHz频带工作的非GSO MSS馈线链路，WAS/RLAN发射的集合 $\Delta T_{satellite}/T_{satellite}$ 不应超过3%；
- 3 如果已经测量了WAS/RLAN发射对非GSO MSS卫星馈线链路接收机的干扰，被干扰的非GSO馈线链路系统可以为此使用本建议书附件2或3给出的方法。有关这些方法的背景信息，请参见附件1；
- 4 以下注释可被视为本建议书的一部分。

注 1 – 应结合上述建议提及的方法，考虑WAS/RLAN对非GSO MSS馈线链路造成的长期集合干扰的影响，如非GSO MSS卫星容量下降的情况。这是为了确保非GSO MSS卫星捕捉的干扰功率，应能对低于或等于1%的可用卫星容量下降作出解释。该值可能需要进一步研究。

注 2 – “集合”系指对卫星接收射束的干扰应在非GSO卫星馈线链路接收射束视野范围内的所有WAS/RLAN设备的基础上进行计算。

注 3 – 本建议书附件2和3给出了星载测量有效载荷的两个可选实施方法，以便确定和星群内其它卫星类型相同的操作卫星将可能收到的集合噪声和干扰。而且附件还说明了在地面对卫星测量数据进行处理的各种方法。

注 4 – 附件2和3给出的方法可能用于测量对所有非GSO MSS卫星系统馈线链路的空间台站接收机造成的集合干扰。为提供明确的结果，可使用ITU-R M.1184建议书给出的LEO-D星群的技术参数。可能需要进一步研究确定，哪部分集合干扰来自WAS/RLAN发射机。上述研究最好在根据附件2和3给出的方法之一拿到测量结果的时候进行。

附件 1

对LEO-D MSS卫星系统5 GHz 地对空 馈线链路的空间站接收机收到的 集合噪声和干扰的测量

1 引言

本附件说明了如何测量非GSO MSS卫星系统的5 GHz地对空馈线链路的空间站接收机的接收天线收到的集合干扰。鉴于附件2或3的总体目标是能够高度精确地评估RLAN集合干扰的程度，本附件概述了如何以大约3%上行链路热噪声和背景噪声的r.m.s误差率，测量卫星天线接收的总功率。

2 迪克辐射计接收机

数十年来，射电天文界和其它行业一直使迪克辐射计接收机测量在接收机本身的高斯噪声电平高出许多的情况下的极低高斯噪声电平。此处探讨的应用几乎是相同的，其相同之处在于大量RLAN发射设备产生的集合干扰信号具有高斯随机特征，而不受具体发射特征的影响。同样，背景接收机噪声的随机特征在地面探测卫星（无源）应用、空间研究（无源）应用、射电天文应用和本建议书说明的WAS/RLAN干扰应用的干扰测量中，都呈高斯特征。

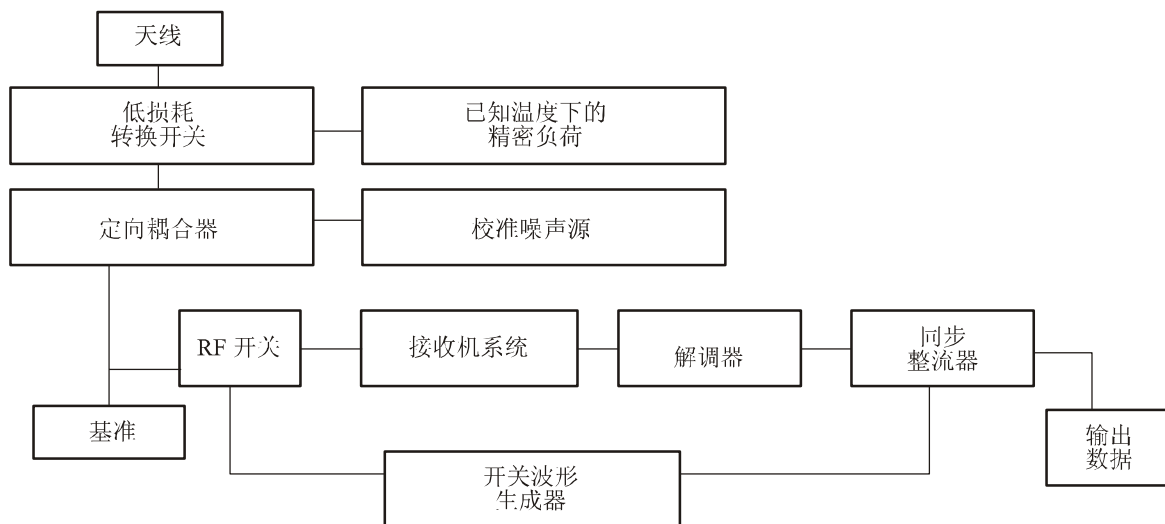
图1显示了通用迪克辐射仪的方框图。一般情况下，迪克辐射仪是围绕“接收机系统”框而构建的，接收机系统其实就是加入迪克辐射仪方框前的5 GHz MSS馈线链路接收机。增加方框旨在使接收机能够：

- 将探测到的宽带高斯信号包络集成到测量时间段 τ 内的RF和IF阶段的卫星接收机本身；
- 校准测量结果，使接收机随时间的增益变化不会影响测量数据的准确度，而且测量的噪声电平评估值不包括接收机内部噪声。

为完成上述任务，需要使用两个参考噪声源并将其与需测量的输入高斯信号进行对比。其中一个参考信号可与接收机噪声进行对比；另外一个则与需测量的外部信号具有可比性。

图 1

通用的迪克辐射仪



1427-01

3 迪克辐射仪的性能

在设计上，迪克辐射仪能够实现天线和参考负荷或噪声源之间的快速切换，其速率高于最快增益变化。一般情况下，增益浮动具有至少5 Hz的频谱扩展，所以RF开关应当以至少30 Hz左右的速率在天线和参考负荷之间进行切换。则增益仅对各项输入之差异产生影响。因此在理想状态下，参考温度应当尽可能接近天线温度。对地天线的天线温度一直保持在至少150K左右（如果天线波束未能实现地面全覆盖一则温度更有可能达到250K），因此匹配的负荷或噪声源将更具实用参考意义。事实上，PIN二极管衰减器可能被迫与接收机的输入相匹配，使接收机可以始终保持平衡。

校准噪声源将已知数量的噪声输入接收机，从而增加了已知数量的输入。切换到匹配负荷对校准程序来说是一个有益的补充，这样可以校准基本噪声电平。然而当匹配负荷得到连接时，天线并未连接，因而基线噪声电平将发生变化。

迪克辐射仪的输出数据，是对5GHz卫星天线在接收机带宽 B 上接收的信号功率电平的非偏差测量结果。该测量结果的r.m.s.误差为：

$$\Delta T_{error} = T_{sys}/(B\tau)^{0.5} \quad (1)$$

式中：

- ΔT_{error} ：为天线输出端随机信号噪声温度测量结果的r.m.s.误差
- T_{sys} ：为接收机全部噪声的噪声温度，即卫星接收机噪声温度与接收信号的噪声温度之和，ITU-R SA.515建议书对此做了描述。
- B ：为接收机带宽（Hz）
- τ ：为接收机积分时间（s）。

如果测得的噪声电平是接收机全部噪声的3%，而且对于该测量数值的r.m.s.误差必须达到该测量值1%的量级，则量 $(B\tau)^{-0.5}$ 必须达到 3×10^{-4} 的数量级。

4 适用于LEO-D系统的辐射仪

如果测量数据可以用作略低于5 150 MHz的邻近参考频谱上的参考信道噪声测量数据，并用于估算5 150 MHz之上的干扰的话，用于LEO-D系统的辐射仪的设计就可以简化。与图1中的通用迪克辐射仪相对比，具有这一可能性的应用，可以对准确测量5 150-5 250 MHz频带内卫星接收机所受集合干扰所需的在轨辐射仪进行简化。而且辐射仪对测量数据的修改，也改变了生成集合干扰测量结果所需的在轨测量数据的地面数据处理。

LEO-D卫星使用的辐射仪是根据以下五项观察结果进行简化的：

- ITU-R S.1427建议书没有为WAS/RLAN设备的集合干扰 I 设定限值。而是对该干扰与基线噪声电平 N 的比率（或 I/N 比率，其值等于卫星接收机端的 $\Delta T/T$ 比率）做出了不超过3%的限定。
- 在5 091MHz至5 250MHz工作的LEO-D系统具有8个RF信道，每条信道宽16.5 MHz。信道1和信道2在完全低于5 150 MHz（WAS/RLAN设备工作的最低频率）的频率上工作。信道3在5 150MHz的临界线上工作，信道4-8在高于5 150 MHz这一可能存在WAS/RLAN干扰的频率上工作。
- 背景噪声 N 虽然会有小的变化，但在5 091 MHz至5 250MHz的频率范围内的浮动并不明显。
- 在两个较低RF信道和5个较高信道上的背景噪声 N 之间，普遍存在 N 中的各种随时间缓慢变化的变量。 N 随时间发生变化的原因或许尚不得而知，但这些变化是嵌入两个较低RF信道的噪声变化之中的。
- 卫星组件在速率达到10Hz左右时，增益变化可能更快，因此在得出可能产生干扰 I 估算值的观察结果时，应将这一点考虑在内。

当研究如何有效利用信道1和2的参考信号，评估信道4、5、6、7和8的 I/N 比率时，可以看出，辐射仪的“校准”是可以通过在信道1和2上进行测量实现的。该方法的另一优势在于，宽度为16.5 MHz的各信道上因卫星位置以及测量时间不同，而出现的所有背景噪声电平时间变化，都是嵌入信道1和2的噪声电平同步测量之中的，但会受到5 091 MHz至 5 250 MHz 频带内的背景噪声电平细微变化的影响。

附件2和3中说明的两个辐射仪分别考虑了上述的观察结果。在这两个辐射仪中，“校准”信号可以是信道1和2的噪声电平，原因是信道4-8噪声电平变化全部嵌入了信道1和2的噪声电平。因此，图1所示的550 K校准噪声源和16.5 K精密负荷变得多余，所以可以也已经从附件2和3说明的两个卫星辐射仪的框图中删除。

附件 2

测量LEO-D MSS 卫星系统5 GHz 地对空馈线链路 空间站接收机接收的集合噪声和干扰并配备 直插开关的辐射仪

1 引言

本附件说明了在LEO-D空间站部署用于测量信道4-8集合噪声和干扰的辐射仪的两种实施方法之一，还说明了用于估算由RLAN干扰造成的 I/N 比率测量数据的地面处理方式。

2 带有直插开关的空载辐射仪

本文中说明的无线电辐射仪使用信道1和2的热噪声测量数据，而不是图1中通用迪克辐射仪使用的两个内部校准噪声源的测量数据。由于LEO-D L网络的信道1和2在5 150 MHz以下频率工作，因而不会受到5 150-5 250 MHz频带上的RLAN传输的干扰，所以这种做法是可行的。

该辐射仪与图1所示的辐射仪的不同之处在于：

- 前者不具有图1所示的校准噪声源、精密负荷、定向耦合器和低损耗转换开关；
- 前者在5 GHz的宽16.5 MHz的8条信道上分别配有一个解调器和一个同步探测器。8个同步探测器的输出数据被转换成数字形式，然后每隔 ξ 毫秒发送到一个地球站。 ξ 的额定值是25 ms，但可以将它缩短，以降低由于卫星测量模拟数据在发回地面前转换成数字格式而形成的随机变量效应。

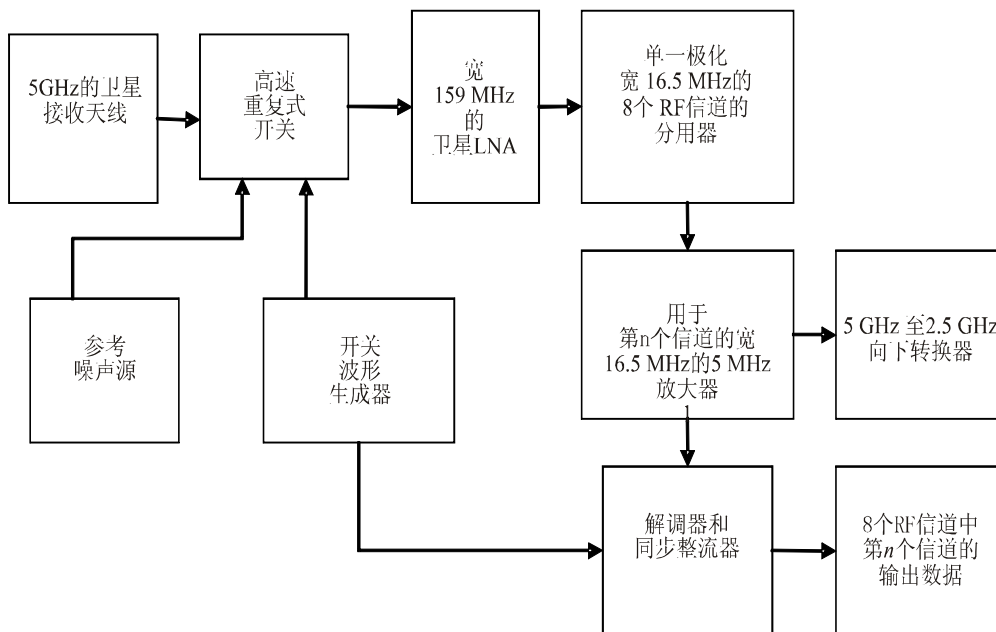
该辐射仪示意图如图2所示。除运行中的LEO-D网络的5 GHz接收机之外，5 GHz卫星的有效载荷还包括：

- 高速重复式直插开关，每隔 ξ ms在卫星天线和参考噪声源之间进行切换。
- 200 K的稳定参考噪声源。
- LEO-D系统单一极化上的宽16.5 MHz的8条信道分别配备的一个解调器和同步整流器。
- 一个A/D转换器将8个同步探测器的输出结果转换为对每个测量的 η -比特的数字表达形式。 η 的额定值为12，但是在辐射仪的具体设计中可能有所变化。
- 一个开关波形生成器，以控制同步探测器和重复式开关的定时。
- 通过2.5 GHz 或 7 GHz 的LEO-D卫星网络空对地链路将8位数信号发送至地面的手段。

辐射仪以 ξ 毫秒的间隔同步测量8个整流器输出数据 $\{S_1, S_2, \dots, S_7, S_8\}$ ，在此过程中，直插开关将5 GHz卫星接收机连接到它的RHCP接收天线或LHCP接收天线。在下一个 ξ ms中，辐射仪同步测量8个整流器的输出数据 $\{R_1, R_2, \dots, R_7, R_8\}$ ，同时直插开关将5 GHz卫星接收机和参考噪声源相连接。这16个测量结果随后被转换成数字格式并发送至地面供进一步处理。这一过程每隔 2ξ ms重复一次。辐射仪每一组件的定时和动作都是由开关控制生成器控制的。

图2

带有重复式开关参考噪声源的辐射仪



3 直插开关辐射仪输出数据的地面处理

本段描述了将卫星每隔 ξ ms发送的测量数据组 $\{S_1, S_2, \dots, S_7, S_8\}$ 和 $\{R_1, R_2, \dots, R_7, R_8\}$ 转换为信道4、5、6、7和8的干扰对热噪声比率 I/N 的地面实时计算方法。请注意， $\{S_i\}$ 、 $\{R_i\}$ 和 $\{(I/N)_i\}$ 系指功率电平和比率；下列等式不包括以dB为单位的测量数据。对每隔 2ξ ms生成的 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 的16个数值以及 $\{(I/N)_i\}$ 的五个结果也可以进行存储，以供进一步的数据处理。这一处理过程可能包括在数字滤波器中在长达一分钟或更长的时间段内对 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 的结果加以平均，这种做法仅受到随卫星服务区变化而实际测得的干扰变化的局限。这种平均会降低 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 结果的随机误差，其中包括卫星A/D转换器以进行平均的 2ξ 间隔数目的平方根生成的量化噪声。

地面计算的第一步是通过以相应集 $\{R_i\}$ 的参考信号除以信号以求集 $\{X_i\}$ 的方式，确定“标准”信号样本 $\{S_i\}$ ，即：

$$X_i = S_i / R_i \quad (2)$$

辐射仪测量数据的处理包括，用接收信号的规模除以信号，而不是从接收信号的规模中减去参考信号规模。但是卫星接收机的增益变化以及一条信道和另一信道之间的增益差异，已被从等式(2)中清除。辐射仪生成 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 准确数值的无偏估计。随机分量或 X_i 方差等于 S_i 和 R_i 方差之和，因为二者的随机分量在统计上仍旧保持独立。

数据处理的下一步是分别评估8条信道上的热噪声，更准确地说，是“规范化”热噪声。假设 X_1 和 X_2 仅是热噪声的标准化评估值，但是还须假定不同信道上的热噪声电平具有频率依赖性。预计其中的变化很小，因此可以将它变成线性变化形式，以载频作为可变参数。在这种情况下，可以将可变热噪声部分 Δ 定义为：

$$\Delta = X_2 - X_1 \quad (3)$$

不同信道上的热噪声实时噪声频率依赖变化比率可用于评估 $\{X_4, X_5, X_6, X_7, X_8\}$ 的规范化热噪声部分，见下式：

$$N_i = X_1 + (i - 1) \Delta \quad (4)$$

等式(4)假设信道4-8中所有相邻信道的热噪声部分的变化率 Δ 相同。一旦估算出信道4-8中的噪声 N_i ，则第 i 条信道的干扰 I_i 为：

$$I_i = X_i - N_i, \text{ 式中 } i = 4, 5, 6, 7 \text{ 或 } 8 \quad (5)$$

当估算干扰与噪声比 $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7 \text{ 和 } 8\}$ 时应去除估算值 $\{X_i\}$ 和 $\{N_i\}$ 的“标准化”标签，原因是 $\{X_i\}$ 和 $\{N_i\}$ 中已经进行了相同的标准化。基于上述说明：

$$(I/N)_i = I_i / N_i, \text{ 式中 } i = 4, 5, 6, 7 \text{ 或 } 8 \quad (6)$$

请再次注意 $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7 \text{ 和 } 8\}$ 为功率比率，并非以dB为单位。

上述五个等式可以合而为一，以 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 表示干扰与噪声比 $(I/N)_i$ ，其等式如下：

$$\begin{aligned}(I/N)_i &= \{(S_i/R_i)/\{(i-1)S_2/R_2 - (i-2)S_1/R_1\}\} - 1 \\ &= \{X_i / \{(i-1)X_2 - (i-2)X_1\}\} - 1\end{aligned}\quad (7)$$

在地面处理过程中，上述6个等式每隔 2ξ ms求解一次，以便估算5GHz的LEO-D卫星接收机信道4-8的集合干扰电平。

4 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 测量数据的误差

辐射仪对8个接收机输出端的高斯噪声的功率电平 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 做出无偏估计。这些功率电平与其各自的噪声温度 T_x 成正比，并可以用后者表示。如等式(1)所示，辐射仪任意输出结果的有限积分时间造成的 T_x 测量数据的r.m.s.误差 ΔT_{error} 表示为：

$$\Delta T_{error} = T_x / (B \xi)^{0.5} \quad (8)$$

同样，由于A/D转换器将 T_x 的无偏估计转换成数字格式以便传送至地面进一步处理，其量化过程中出现倍增误差。如果A/D转换器以 η 位数的二进制数字表示 T_x 的模拟数量，则以数字形式表示的 T_x 的r.m.s.误差为：

$$T_x / 2^{(\eta-0.5)} \quad (9)$$

式中， T_x 的预期值为A/D转换器最大输入值的一半，而且量化r.m.s.误差为A/D转换器最小量化电平的0.707。

估算等式(7)中 $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8\}$ 结果的r.m.s.误差时，有时需要两个随机量相加，有时需要相乘，而有时需要相除。如果两项在统计上相对独立，而且两项随机值与各自预期值的方差较小，则结果方差约等于两个输入量的方差之和。在 $A*X$ 项中， A 为常量， X 为随机变量，则方差为 A^2 乘以 X 的方差。

如果参数值 ξ 和 η 在分析中始终为参数变量的话，则 $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8\}$ 项的表达式就变得非常复杂。为避免上述复杂情形，在对 $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8\}$ r.m.s.误差进行下列分析时，使用 ξ 为25 ms和 η 为12的默认值。这里还假定，只有在本次r.m.s.误差估算中，来自热地球的背景高斯噪声约为200 K，与参考噪声源温度相同，所以当天线与接收机连接以及参考噪声源也进行同样连接时，卫星接收机输入端的噪声温度约为550 K。

因此，等式(8)中的 $\{S_i\}$ 或 $\{R_i\}$ 的r.m.s.误差为该项预期值除以 $(B \xi)^{0.5}$ 、 $(16.5 \times 10^6 \times 25 \times 10^{-3})^{0.5}$ 或642。在等式(8)中， $\{S_i\}$ 或 $\{R_i\}$ 的量化r.m.s.误差为该项预期值除以 $2^{(12-0.5)}$ 或2896。r.m.s.误差为这两项平方之和的方根，即预期值乘以0.00159。由于 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 的预期值约为550 K，当采用25ms的积分时间和12-bit A/D转换器时，这两项的r.m.s.误差为0.87 K，即15 K的5.8%以及输入器端热噪声的3%。

如果按照等式(7)的计算方法运算时,这些r.m.s.误差将有所提高。 $\{X_i\}$ 的r.m.s.误差等于 $\{S_i\}$ 或 $\{R_i\}$ 误差的 $2^{1/2}$,或等于它们的预期值乘以0.00226。如等式(7)所示, $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8\}$ 的r.m.s.误差取决于“ i ”的值。作为 $\{(I/N)_i\}$ 预期值一部分的r.m.s.误差值,可根据以下关系式得出:

$$\begin{aligned} \text{Var} \{(I/N)_i\} &= \text{Var}(X_i) + (i-1)^2 * \text{Var}(X_2) + (i-2)^2 * \text{Var}(X_1) \\ &= \text{Var}(X_i) * \{1 + (i-1)^2 + (i-2)^2\} \end{aligned} \quad (10)$$

原因是当 $\text{Var}(Z)$ 为随机量 Z 的“方差”时, $\{X_i, i = 1 \text{ 至 } 8\}$ 方差等于 $(0.00226)^2$ 乘以它们各自的预期值。根据等式(10)计算的 $\{(I/N)_i\}$ 的方差和r.m.s.误差如表1所示。

表 1

信道4-8的 $(I/N)_i$ 估算值的r.m.s.值

信道	权重	$(I/N)_i$ 的方差	$(I/N)_i$ 的r.m.s. 误差	$(I/N)_i$ 的r.m.s. 误差百分数 (%)
4	14	0.0000715	0.008456	0.8456
5	26	0.000133	0.011524	1.1523
6	42	0.000215	0.014646	1.46647
7	62	0.000317	0.017795	1.7795
8	86	0.000439	0.020958	2.0958

$\{(I/N)_i, i = 4, \dots, 8\}$ 中的这些r.m.s.误差在建议书规定的3%的最大干扰百分比当中占有很大比重。但是我们注意到,通过上述等式(1)至(6)得出的估算值,提供了实际 $\{(I/N)_i, i = 4, \dots, 8\}$ 的无偏估算值。表1中的r.m.s.误差是仅持续50 ms的信号积分结果,两倍于评估等式(8)所用的积分时间。在地面对采用等式(2)至(7)得出的 $(I/N)_i$ 估算值或 $\{S_i\}$ 和 $\{R_i\}$ 的观察结果进行进一步积分,将减少表1所示的r.m.s.误差值,其减少量等于进行平均的样本数量的平方根。例如,如果初始估算程序平均为10 s,平均产生200个样本,则表1中的r.m.s.误差将减少至十四分之一。地面平均结果请见表2。

表 2

10 s的 $(I/N)_i$ 平均初始估算值的影响

信道	地面平均以前 $(I/N)_i$ r.m.s.误差百分数 (%)	地面平均以后 $(I/N)_i$ r.m.s.误差百分数 (%)
4	0.8456	0.060
5	1.1523	0.082
6	1.46647	0.1047
7	1.7795	0.1271
8	2.0958	0.1497

根据星上平均进程为50 ms这一点，地面为时10 s的对初始 (I/N) i 估算值的进一步平均，可将所有信道的估算值的r.m.s.误差减至大大低于本建议书建议2规定的3%的集合 $\Delta T_{\text{satellite}}/T_{\text{satellite}}$ 数值。然而，由于卫星在上例所述的进行平均的10秒间隔内有明显位移，因而可在地面进行平均的数量是有限度的。在10 s内，位于1 414 km的圆形高度且周期为114 min 的卫星将运行大约72 km。考虑到星上可见的WAS/RLAN干扰总量，干扰环境不会在卫星运行72 km 的距离期间发生明显变化，但在大幅度延长积分时间时应采取谨慎态度。

附件 3

测量LEO-D MSS 卫星系统5 GHz 地对空馈线链路 空间站接收机的集合噪声和干扰并配备 直插定向耦合器的辐射仪

1 引言

本附件描述了LEO-D 空间站用于测量其信道4-8的集合噪声和干扰的辐射仪的第二种使用方法，并对用于估算RLAN干扰造成的 I/N 比率的测量数据进行地面处理做了进一步说明。

2 空载辐射仪

本附件涉及的辐射仪与附件2基本相似，唯一不同之处在于前者不带有直插开关，因而没有5 GHz卫星FSS馈线链路有效载荷的单点故障点。与之相反，参考噪声信号通过无源直插耦合器输入LEO-D 5 GHz 接收机信道。这种做法提高了FSS馈线链路有效载荷的可靠性。

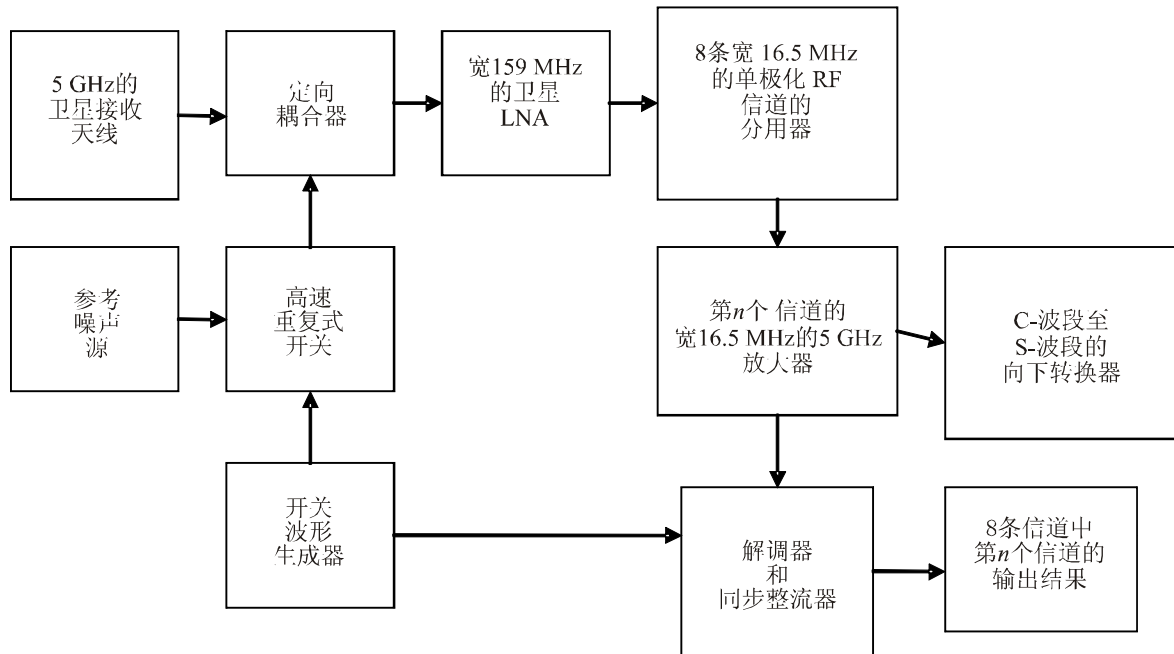
辐射仪如图3所示。LEO-D网络的FSS馈线链路5 GHz的接收机此时只添加了下列设备：

- 在卫星5 GHz天线之后很近之处以及两个圆极化信号之一的5 GHz接收机之前设置一个定向耦合器；
- 一个200 K的校准噪声源，在 ξ ms的期间内每隔 2ξ ms通过定向耦合器切换至宽159 MHz 的5 GHz接收机。噪声源信号通过定向耦合器输入5 GHz接收机之后，其有效噪声温度为200 K；
- 在宽159 MHz的接收机上为8条宽16.5 MHz的频分复用信道分别配备一个解调器和同步整流器。每隔 ξ ms 对8个解调、整流和积分信号分别进行一次抽样；
- 一个用于5 GHz RF开关和8个解调器/积分器的开关波形生成器。

总而言之，每隔 2ξ ms对各宽16.5 MHz的16个信号规模进行一次测量，并通过LEO-D卫星网络的7 GHz或2.5 GHz的现有空对地链路发送至地面站。

图 3

带有耦合校准噪声源的辐射仪



1427-03

本附件与附件2介绍的辐射仪的相同之处在于，两个接收机都使用同样的开关波形生成器、8个解调器/整流器/积分器以及每隔 2ξ ms将16个数字测量数据发送至地面的通道。两个辐射仪的不同之处在于采用参考噪声源的方法：本附件的采用方法是通过直插定向耦合器，而附件2所述的辐射仪则是通过每隔 ξ ms在输入信号和参考噪声源之间切换的直插开关采用的。

辐射仪每隔 ξ ms对8个整流器输出数据 $\{S_1, S_2, \dots, S_7, S_8\}$ 进行同步测量，在此过程中，参考噪声源并不是通过开关和定向耦合器引入的。在下一个 ξ ms的时段内，参考噪声源的输出数据通过闭合开关和直插定向耦合器添加到5 GHz的接收机输入数据中。在这一时段内，辐射仪测量8个整流器的输出数据 $\{Y_1, Y_2, \dots, Y_7, Y_8\}$ ，然后将16个测量结果转换成数字格式，并发送到地面供进一步处理。这一过程每隔 2ξ ms重复一次。辐射仪各组件的定时和动作均由开关控制生成器控制。

3 配有直插定向耦合器的辐射仪的输出数据处理

该辐射仪能够与从事同类测量的直插开关辐射仪（见附件2）一样，在 ξ ms的时间内得出8个一组的同步测量数据 $\{S_1, S_2, \dots, S_7, S_8\}$ 。在下一个 ξ ms的时段内，开关处于关闭状态，而且校准噪声也被添加到上行链路热噪声和RLAN干扰中。在这第2个时段内，产生了8个一组

的同步测量数据 $\{Y_1, Y_2, \dots, Y_7, Y_8\}$ 。每隔50 ms就有16个测量数据被转换成数字格式并发送至地面，与对附件2所述的测量数据组 $\{S_1, S_2, \dots, S_7, S_8\}$ 和 $\{R_1, R_2, \dots, R_7, R_8\}$ 的处理方式相同。然而对16个数字 $\{S_1, S_2, \dots, S_7, S_8\}$ 和 $\{Y_1, Y_2, \dots, Y_7, Y_8\}$ 的处理方式却是不同的。

另外，对十六个测量数据的测量时间已进行了足够的压缩，达到大约 2ξ ms，从而使卫星放大器增益不会出现明显变化。**地面数据处理**的第一步是分别确定8条信道的校准信号规模，计算公式很简单：

$$C_i = Y_i - S_i, \quad \text{式中 } i = 4, 5, 6, 7 \text{ 或 } 8 \quad (11)$$

$\{C_i\}$ 为测量地点的校准信号电平。根据卫星发射前的前测量数据，我们可以确定校准信号 C_0 在插入定向耦合器（见图3）时的电平，从而可以确定8条信道各自在 2ξ ms时段内的增益 G_i 。这些增益表为：

$$G_i = C_i / C_0, \quad \text{式中 } i = 4, 5, 6, 7 \text{ 或 } 8 \quad (12)$$

然后将信道1和2的热噪声值或者信道4、5、6、7和8的热噪声加干扰值转回到5 GHz卫星天线输出数据，其简单的计算公式为：

$$Q_i = S_i / G_i, \quad \text{式中 } i = 1, 2, 4, 5, 6, 7 \text{ 和 } 8 \quad (13)$$

和附件2所述的辐射仪计算公式相同，等式（13）的 Q_1 和 Q_2 单独对信道1和2的热噪声电平 $\{M_i\}$ 作了说明。此处同样假设信道4-8的噪声电平为：

$$M_i = Q_1 + (i - 1) * \Delta \quad (14)$$

式中：

$$\Delta = Q_2 - Q_1 \quad (15)$$

可通过以下的简单公式确定进入信道4-8的集合干扰 I_i ：

$$I_i = Q_i - M_i, \quad \text{式中 } i = 4, 5, 6, 7 \text{ 和 } 8 \quad (16)$$

这些数值为第229号决议（WRC-03）中做出决议3所提及的噪声电平。通过以下计算公式可以很容易地确定ITU-R S.1427建议书所提及的干扰与噪声比：

$$(I/N)_i = I_i / M_i, \quad \text{式中 } i = 4, 5, 6, 7 \text{ 和 } 8 \quad (17)$$

$\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8\}$ 可在以下等式中以测量数据 $\{S_i\}$ 和 $\{Y_i\}$ 表示：

$$(I/N)_i = \{(S_i/C_i)/\{(i-1)(S_2/C_2) - (i-2)(S_1/C_1)\}\} - 1 \quad (18)$$

式中的 $\{C_i\}$ 项是通过等式（11）以测量值 $\{S_i\}$ 和 $\{Y_i\}$ 加以说明的。我们注意到等式（12）的 C_0 项没有在等式（18）或等式（11）中出现，这说明 $\{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8\}$ 的估算值与 C_0 的值无关。

此外，设置在接收2.5GHz或7GHz下行链路信号处位置的高速计算机，可在地面实时地进行等式（11）至（18）中的简单计算。或者，可以先将测量数据存储起来，以便随后进行平均和可行的进一步处理。存储测量数据的优势是可以随后对反复观察结果进行对比计算。

ξ ms的观察时间过于短暂，不足以获取足够的 $(B\tau)^{0.5}$ 处理增益，因而无法准确估算出等式（17）或等式（18）确定的干扰与噪声比。但是，上述算法得出的为所需数值的无偏估计，因而可以通过在地面进行进一步平均以得出足够大的 $(B\tau)^{0.5}$ ，并以此提供随机分量足够小的估算值。同样，这种积分受到的唯一局限在于：当卫星沿着轨道运行时，测量参数将发生变化，而地面噪声和RLAN集合干扰也将随之改变。

4 {S_i} 和 {Y_i} 测量数据的误差

确定估算值r.m.s.误差的程序，与附件2第4节所述的程序极其相似。这里不再重复介绍两种分析共有的详细背景情况。我们注意到：

- 这种测量方法提供了{S_i}、{Y_i}和 {(I/N)_i}的无偏估计，所以平均可以减少{(I/N)_i}的随机或系统性误差；
- 噪声温度{S_i}约为550 K，但在接收机输入端加入了参考噪声源后，噪声温度{Y_i}约为 750 K。根据等式（11）确定{(I/N)_i}的估算值以及在此确定{(I/N)_i}的 r.m.s.误差时，均应考虑到这一点。

正如附件2第4节所示，{(I/N)_i}的r.m.s.误差的确定工作，是针对卫星积分时间 ξ 为25 ms而且A/D转换器输出数据的比特数 η 为12时的情况进行的。上述等式（8）给出了由于随机变量{S_i}和{Y_i}的整流和积分造成的r.m.s.误差，等式（9）给出了由于量化造成的r.m.s.误差。

与推导附件2 {S_i}或{R_i}项的r.m.s.误差时相同，这里的{S_i}和{Y_i} r.m.s.误差是通过等式（8）和（9）确定的。整流和积分产生的r.m.s.误差为各项的预期值除以 $(B \xi)^{0.5}$ 、 $(16.5 \times 10^6 \times 25 \times 10^{-3})^{0.5}$ 或者642。而{S_i}和{Y_i}当中任意一项量化r.m.s.误差为该项预期值除以 $2^{(12-0.5)}$ 或 2 896。{S_i}或{Y_i}的r.m.s.误差为两项平方之和的方根，即预期值乘以0.00159。{S_i}的预期值约为550 K，因此当使用25 ms的积分时间和12-bit A/D转换器时，其r.m.s.误差为0.87K。{Y_i}的预期值约为750 K，因此其r.m.s.误差为1.19K。

{C_i}的r.m.s.误差为等式（11）确定的相应S_i和Y_i的r.m.s.误差平方之和的方根。星上积分和量化之后的{C_i}的r.m.s.误差为1.474 K，或其约200 K的预期值的0.00737。等式（18）中的{S_i/C_i}或 $\{1/\{(Y_i/S_i)-1\}\}^{-1}$ 的r.m.s.的误差，同样为其各自预期值的0.00737。

如等式（18）所示，{(I/N)_i, i = 4, 5, 6, 7, 8}的r.m.s.误差取决于“i”的值。作为{(I/N)_i}预期值一部分的r.m.s.误差值，可通过下列关系式得出：

$$\begin{aligned} \text{Var } \{(I/N)_i\} &= \text{Var } (Z_i) + (i-1)^2 * \text{Var } (Z_2) + (i-2)^2 * \text{Var } (Z_1) \\ &= \text{Var } (Z_i) * \{1 + (i-1)^2 + (i-2)^2\} \end{aligned} \quad (19)$$

式中 Z_i 被确定为与等式 (18) 的 (S_i/C_i) 相同。(Z_1 和 Z_2 项为 Z_i , i 分别等于1和2。) 应该看到: 虽然等式 (19) 中 $\{Z_i\}$ 项的0.00737的 r.m.s.误差略大于等式 (10) 中 $\{X_i\}$ 项的0.00226 的r.m.s.误差, 但等式 (19) 与等式 (10) 的形式相同。这一增长是由于参考噪声源的噪声被纳入辐射仪的设计之中, 而不是像附件2以及实施这一辐射仪所需的后续计算所述的那样取代了辐射仪中输入天线的噪声。

附件2中已说明, (I/N) 的方差是信道号码 i 的函数, 也是通过等式 (14) 和 (15) 估算 N_i 的结果。

表 3
信道4-8的 I/N 的估算值的r.m.s.值

信道	权重	$(I/N)_i$ 的方差	$(I/N)_i$ 的r.m.s.误差	$(I/N)_i$ r.m.s.误差百分数 (%)
4	14	0.00076	0.02758	2.75
5	26	0.00141	0.03758	3.75
6	42	0.00228	0.04776	4.78
7	62	0.00337	0.05803	5.80
8	86	0.00467	0.06835	6.83

使用本附件所述的辐射仪估算 $\{(I/N)_i, i = 4, \dots, 8\}$ 产生的r.m.s.误差, 与 I/N 中3%的限值相当, 因此必须在地面上进行进一步平均。如附件2第4节所述, 在地面对结果进行平均会减少结果的r.m.s.误差, 其减少量等于进行平均的样本数量的平方根。如果初始估算顺序的平均时间为附件2所说的10 s, 平均产生200个样本, 则表3中的r.m.s.误差将减至十四分之一。地面平均的结果如表4所示。表4还显示, 平均达30 s、使用600个样本, 就可将r.m.s.误差减少到二十五分之一。

表 4
 $(I/N)_i$ 初始估算平均10 s和 30 s 的影响

信道	地面平均以前 $(I/N)_i$ r.m.s. 误差百分数 (%)	10 s的地面平均之后 $(I/N)_i$ r.m.s.误差百分数 (%)	30 s的地面平均之后 $(I/N)_i$ r.m.s.误差百分数 (%)
4	2.75	0.197	0.110
5	3.75	0.268	0.150
6	4.78	0.341	0.191
7	5.80	0.414	0.232
8	6.83	0.488	0.273

如表4所示，在为时25 ms的星上测量数据平均的基础上，对初始估算值进行地面平均会大幅减少对 $\{(I/N)_i, i = 4, \dots, 8\}$ 值的无偏估计的r.m.s.误差。我们注意到，卫星在10 s内运行72 km，在30 s内运行216 km；随时间进行结果平均有的范围是有限的，原因是随着卫星发生明显位移，卫星看到的实际干扰也将随之改变。鉴于LEO-D天线的全向增益特性，在地面进行超过30 s的平均是可行的，产生结果的r.m.s.误差会大大低于本建议书建议2规定的3%的集合 $\Delta T_{\text{satellite}}/T_{\text{satellite}}$ 值。
