

第二章 链路分析

田红心 副教授

hxtian@mail.xidian.edu.cn

链路分析的必要性

- 通信系统设计时必须进行链路分析。
 - 通过链路分析确定收、发天线口径、发射功率、雨衰余量，计算接收机输入信噪比是否满足要求。
 - 由通信原理可知，接收机输入信噪比决定了误码率大小。
 - 链路分析可以达到在保证通信质量的前提下，使通信容量最大化，成本最小化。
 - 任何通信系统设计时都要通过链路分析来说明设备采购理由。

本文约定

- 讨论一地球站通过卫星与另一地球站之间通信时的无线电波的传递问题。

- 目的是确定接收端的输入载噪比 (**C/N**) 。

- 先分别计算上行链路和下行链路载噪比，再计算两个地球站之间的总链路的载噪比。

- 这里计算单一的端到端链路。

- **载噪比 (C/N) 与信噪比 (S/N) 区别:**

载噪比不完全等于信噪比。无线电波靠载波携带信号，理想情况下载波功率就是信号功率。但是由于滤波器不理想、某些元件非线性，使得接收机输入的载波功率一部分被削弱或与噪声相作用变成噪声，这样载波功率就不等于信号功率。但在合理设计下，载波功率的损失很小，因此 **载波功率=信号功率**。

- **载噪比 (C/N) 或信噪比 (S/N) 与 E_b/N_0 关系:**

$$\frac{C}{N} = \frac{E_b}{N_0} \frac{r_b}{B} \quad \frac{E_b}{N_0} \propto \rho_e$$

2.1 天线的性能参数

1、天线增益：在相同辐射条件下，定向天线每单位立方角所接收到辐射功率与无方向性天线每单位立方角接收的辐射功率之比。在天线最大功率辐射方向上天线增益最大。

$$G_{\max} = (4\pi / \lambda^2) A_{\text{eff}}$$

其中： $\lambda = \frac{c}{f}$ 工作波长， $A_{\text{eff}} = \eta A = \eta \frac{\pi}{4} D^2$ 为天线等效开口面积。

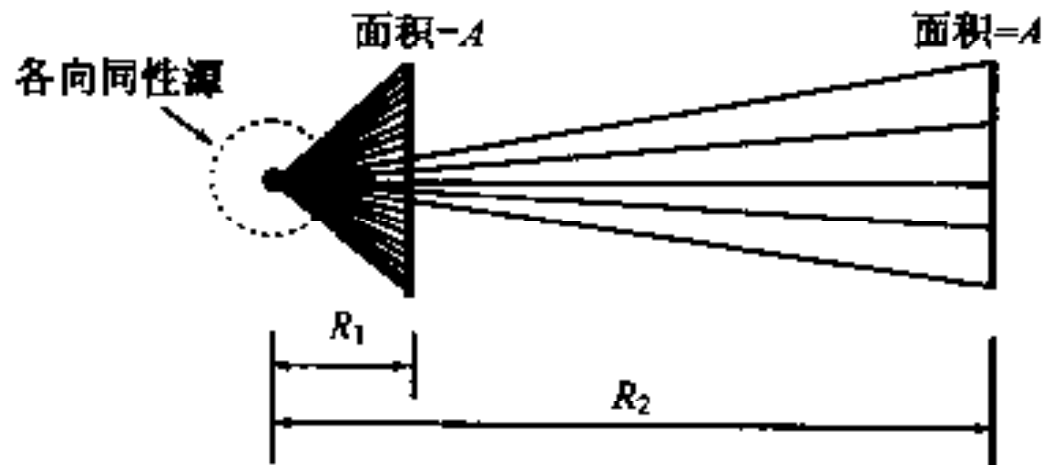
D为天线开口直径，**A**为天线开口面积。天线效率在**0.55~0.75**之间。

$$G_{\max} = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda} \right)^2 = \eta \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2$$

常用分贝（**dB**）表示增益： $[G_{\max}] = 10 \lg \left[\eta \left(\frac{\pi D f}{c} \right)^2 \right]$ **dB**

2.1 天线的性能参数

下图给出了在不同距离时以相同的接收天线面积 A 捕获能量的情况。

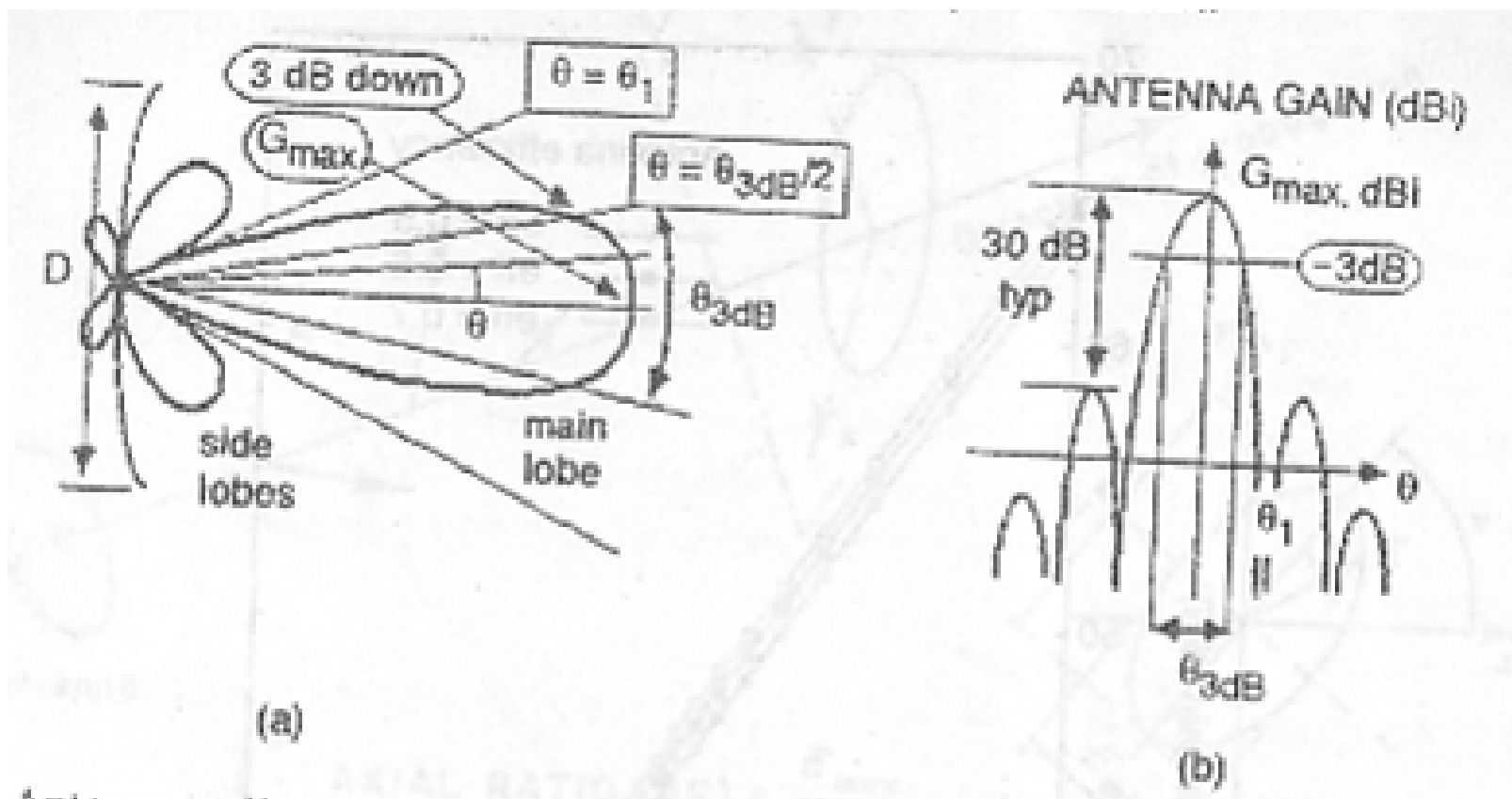


- 接收机离发射机越远，接收到的信号越弱。
- 接收天线捕获面积称为天线的有效面积
- 天线效率：是有效面积与实际的物理面积之比。在低于1GHz的频段提高天线的效率是困难的。

2.1 天线的性能参数

2、辐射方向图

方向图表征了天线增益随方向变化的关系。如**2.1a**和**2.1b**。包含最大辐射方向的波瓣称主瓣，而旁瓣应尽量小。



2.1 天线的性能参数

3、波瓣宽度:

波束宽度:方向图中辐射强度降低某一值时的两个点之间的夹角。

3dB 带宽如图2.1所示，通常用 θ_{3dB} 表示。**3dB**带宽是指主瓣最大值两侧功率密度等于最大值一半的两个方向间的夹角。

$$\theta_{3dB} = 70\left(\frac{\lambda}{D}\right) = 70\left(\frac{c}{fD}\right)$$

$$G_{(\theta)dBi} = G_{\max dBi} - 12(\theta / \theta_{3dB})^2 \quad (\text{dBi})$$

此公式仅对小角度适用（ θ 在0到 $\theta_{3dB} / 2$ 之间）

由式2.2、式2.3可得:

$$G_{\max} = \eta(\pi Df / C)^2 = \eta(\pi 70 / \theta_{3dB})^2$$

即天线最大增益是**3dB** 带宽的函数而与频率无关!

如果 $\eta = 0.6$ 则 $G_{\max} = 29000 / (\theta_{3dB})^2$

2.1 天线的性能参数

4、极化

天线辐射电波由电场与磁场构成，电场与磁场相互垂直，并且都与传播方向垂直。**电波的极化指电场的方向。**

电磁波在一个周期内向前推进一个波长的同时，电场矢量的幅度和相位（方向）是变化的。

通常的电场的方向在一个周期是不固定的。电场矢量末端的轨迹曲线**(电场矢量的顶点在垂直于传播方向的平面上投影)**如果是一个椭圆，那么这种极化就称作椭圆极化。

从天线顺着传播方向看，**若电场顺时针旋转，称为右旋，反之称为左旋。**

极化由以下参数描述：

——旋转方向包括左手或右手。

——轴比 **$AR = E_{max}/E_{min}$** 定义椭圆的长轴与短轴之比值。

工程上，采用**圆极化和线极化**两种。它们是椭圆极化的两种特例：**轴比为1的为圆极化，轴比为无穷大的为线极化。**

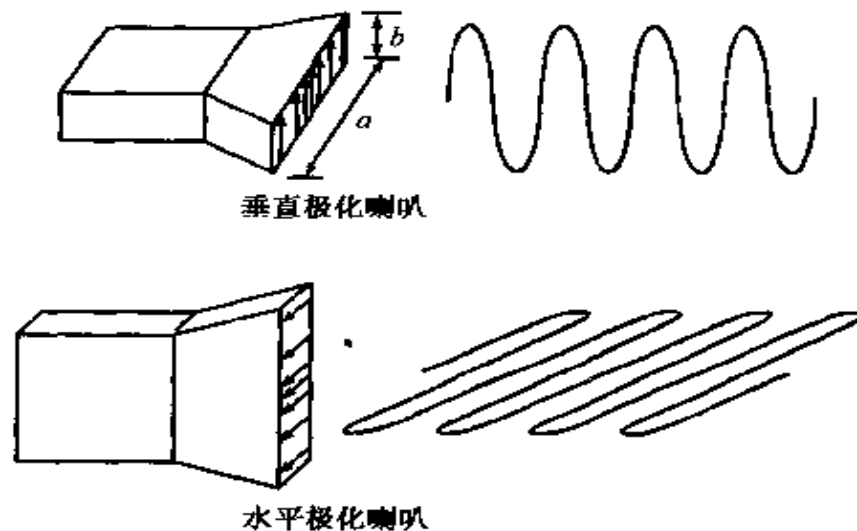
2.1 天线的性能参数

极化隔离

(椭)圆极化波可分为左旋和右旋两种正交极化; 线极化可分为水平和垂直两种正交极化。

极化波矢量都可以分解为相互正交的两个分量(倾角相差 90°)。圆极化波分解为左旋和右旋两个极化波矢量; 线极化分解为水平和垂直极化两个矢量。

水平或垂直极化是用电场方向与地球表面方向的相对关系来定义的。



•理论上, 两个正交极化波是完全隔离的, 即极化隔离。这种特性可用来实现频率复用, 即在同一地区使用同一频率的两个地球站可同时建立两个互不干扰的链路。

2.2 有效全向辐射功率EIRP

1、EIRP: 使用全向天线的发射源的发射功率为 P_T ，那么单位立体角方向上的发射功率则定为： $P_T / 4\pi$ (W/球面度)

若定向天线的发射增益为 G_T ，则此天线单位方向角的发射功率就等于：

$$G_T P_T / 4\pi \quad (\text{W/球面度})$$

$G_T P_T$ 叫作有效全向辐射功率 (EIRP)。单位为W。

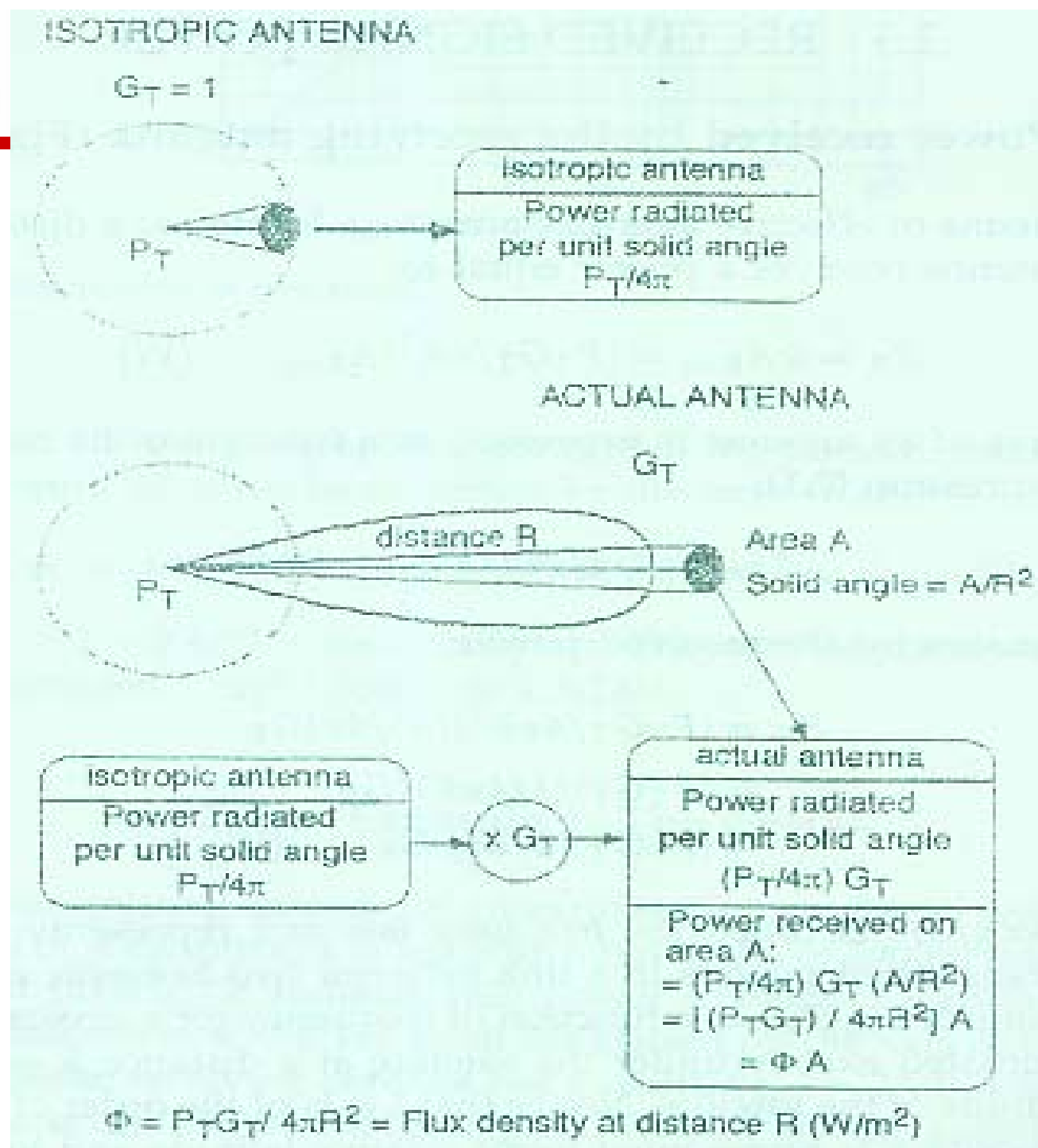
2、功率通量密度:

表面积为 A 与发射天线距离为 R 在发射天线上所包含的方向角为 A / R^2
则其接收功率为： (见图2.5)

$$P_R = (P_T G_T / 4\pi)(A / R^2) = \Phi A \quad (W)$$

这里， $\Phi = P_T G_T / 4\pi R^2$ 就叫作功率通量密度。单位为W/m²。

图2.5



2.3 接收信号功率

1、接收天线接收的功率：有效接收面积为 A_{eff} 的接收天线距发射天线距离为 R ，那么接收天线的信号功率为：

$$P_R = \Phi A_{\text{eff}} = (P_T G_T / (4\pi R^2)) A_{\text{eff}} \quad (\text{W})$$

由式2.1，天线的有效接收面积表示为： $A_{\text{eff}} = G_R \lambda^2 / (4\pi) \quad (m^2)$

其中 G_R 为接收天线增益。

所以，接收天线上的信号功率为：

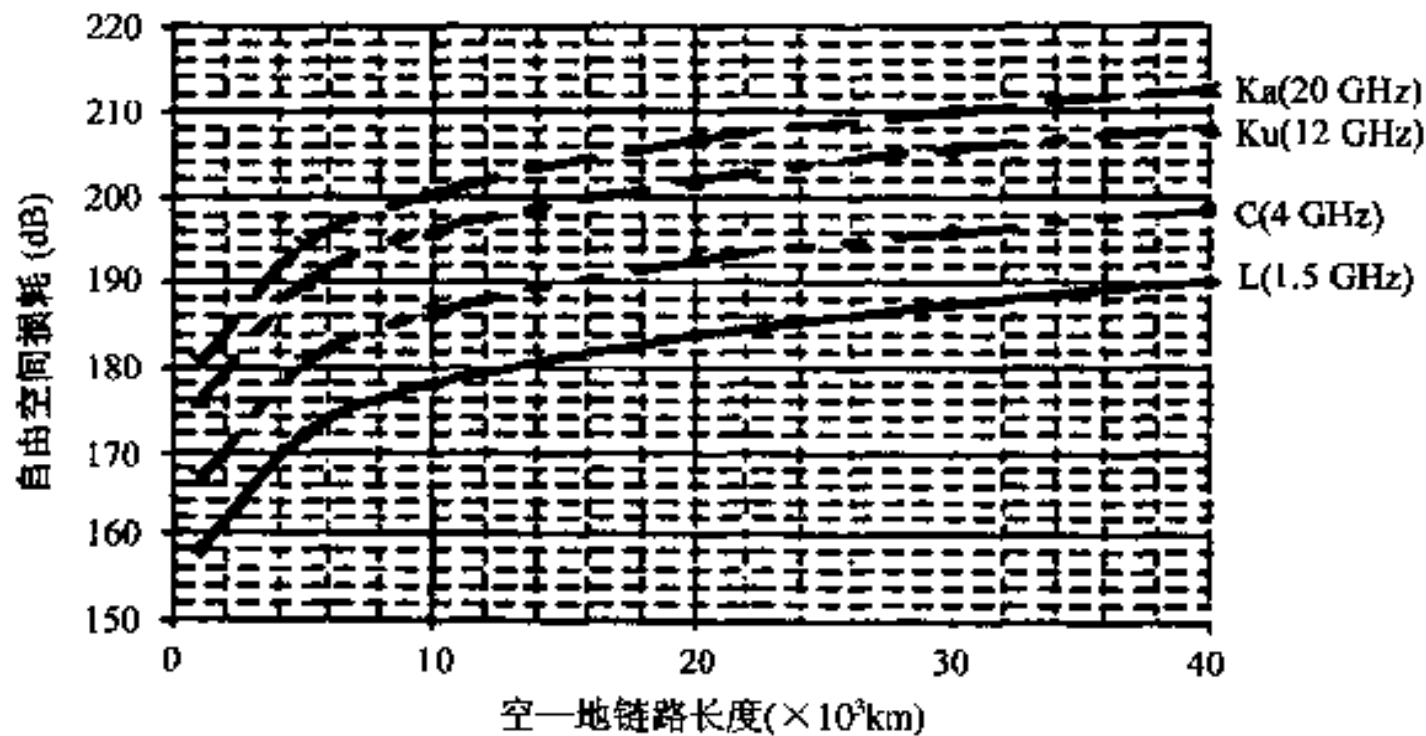
$$\begin{aligned} P_R &= (P_T G_T / 4\pi R^2) (\lambda^2 / 4\pi) G_R = (P_T G_T) (\lambda / 4\pi R)^2 G_R \\ &= (P_T G_T) (1 / L_{FS}) G_R \quad (\text{W}) \end{aligned}$$

其中 $L_{FS} = (4\pi R / \lambda)^2$ 称作自由空间损耗。

2.3 接收信号功率

自由空间损耗:

$$L_{FS} = (4\pi R / \lambda)^2$$



自由空间损耗与传播路径长度的关系

2.3 接收信号功率

2、例子：

例1：上行链路。假设地球站发射天线直径 **$D=4\text{m}$** ，发射功率 **$P_T=100\text{W}$** ，即 **20dBW** ，上行发射频率 **$f_U=14\text{GHz}$** 。地球同步卫星距地球站 **40000km** 。卫星天线波束为 $\theta_{3\text{dB}} = 2^\circ$ 。范围假设地球站位于卫星天线覆盖区域的中心，从而可以得到最大增益。卫星天线的效率设为 $\eta = 0.55$ ，地球站的天线的效率设为 $\eta = 0.6$ ，求卫星上的功率通量密度和接收功率。

解：(1)卫星上的功率通量密度为 $\Phi = P_T G_{T\text{max}} / 4\pi R^2$ (W/m²)

地球站的天线增益：

$$\begin{aligned} G_{T\text{max}} &= \eta(\pi D / \lambda_U)^2 = \eta(\pi D f_U / c)^2 = 0.6(\pi \times 4 \times 14 \times 10^9 / 3 \times 10^8)^2 \\ &= 206340 = 53.1\text{dBi} \end{aligned}$$

地球站的有效全向辐射功率为：

$$(EIRP)_{ES} = P_T G_{T\text{max}} = 53.1\text{dBi} + 20\text{dBW} = 73.1\text{dBW}$$

卫星上的功率通量密度为：

$$\Phi = P_T G_{T\text{max}} / 4\pi R^2 = 73.1\text{dBW} - 10\log(4\pi(4 \times 10^7)^2) = 73.1 - 163 = -89.9\text{dBW} / \text{m}^2$$

2.3 接收信号功率

例1：上行链路。假设地球站发射天线直径 $D=4\text{m}$ ，发射功率 $P_T=100\text{W}$ ，即 20dBW ，上行发射频率 $f_U=14\text{GHz}$ 。地球同步卫星距地球站 40000km 。卫星天线波束为 $\theta_{3dB}=2^\circ$ 。范围假设地球站位于卫星天线覆盖区域的中心，从而可以得到最大增益。卫星天线的效率设为 $\eta=0.55$ ，地球站的天线的效率设为 $\eta=0.6$ ，求卫星上的功率通量密度和接收功率。

解： **(2)卫星的 接收功率：**

$$P_R = EIRP - \text{自由空间损耗} + \text{接收天线增益}$$

自由空间损耗：

$$L_{FS} = (4\pi R / \lambda_U)^2 = (4\pi R f_U / c)^2 = 207.4\text{dB}$$

卫星天线最大增益：

$$G_{R\max} = \eta(70\pi / \theta_{3dB})^2 = 6650 = 38.2\text{dBi}$$

所以： $P_R = 73.1 - 207.4 + 38.2 = -96.1\text{dBW}$ (即 0.25nW 或 250 pW)

2.3 接收信号功率

例2：下行链路。 假设地球同步卫星发射天线的发射功率为**10W**(即**10dBW**)，下行频率为 **$f_D=12\text{GHz}$** ，卫星天线波束为 **$\theta_{3dB}=2^\circ$** ，地球站天线直径**4m**，距地球同步卫星距离**40000km**。假设地球站和卫星天线的效率分别为**0.6**和**0.55**，求地球站的功率通量密度和接收功率。

解： **(1)地球站的功率通量密度：**

$$\text{地球站的功率通量密度 } \Phi = P_T G_{T_{\max}} / 4\pi R^2 \quad (\text{W} / \text{m}^2)$$

当波束宽度相同时，卫星天线接受增益和发射增益相同，所以

$$(EIRP)_{ES} = P_T G_{T_{\max}} = 38.2\text{dBi} + 10\text{dBW} = 48.2\text{dBW}$$

功率通量密度：

$$\begin{aligned} \Phi &= P_T G_{T_{\max}} / 4\pi R^2 = 48.2\text{dBW} - 10\log(4\pi(4\times 10^7)^2) \\ &= 48.2 - 163 = -114.8\text{dBW} / \text{m}^2 \end{aligned}$$

2.3 接收信号功率

例2：下行链路。 假设地球同步卫星发射天线的发射功率为**10W**(即**10dBW**)，下行频率为 **$f_D=12\text{GHz}$** ，卫星天线波束为 **$\theta_{3dB}=2^\circ$** ，地球站天线直径**4m**，距地球同步卫星距离**40000km**。假设地球站和卫星天线的效率分别为**0.6**和**0.55**，求地球站的功率通量密度和接收功率。

解： **(2)地球站的接收功率：**

$P_R = EIRP - \text{自由空间损耗} + \text{接收天线增益}$

自由空间损耗

$$L_{FS} = (4\pi R / \lambda_D)^2 = (4\pi R f_D / c)^2 = 206.1\text{dB}$$

地球站接收天线的最大增益

$$G_{R\max} = \eta(\pi D / \lambda_D)^2 = 0.6(\pi \times 4 / 0.025)^2 = 51.8\text{dB}$$

则 $P_R = 48.2 - 206.1 + 51.8 = -106.1\text{dBW}$ 即 **25 pW**

2.3 接收信号功率

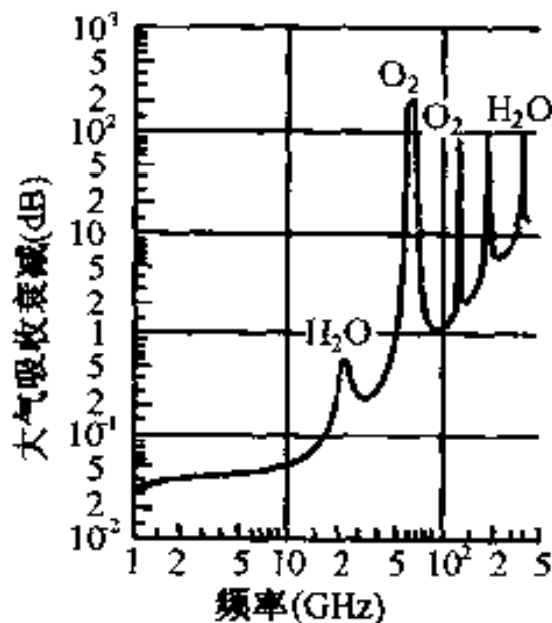
3、实际情况

在实际中，由于现实条件的影响，考虑其他形式的损耗是必要的。

(1) 电磁波在穿过大气层传播时的大气损耗

由于对流层气体成分和水蒸气(雨、雪、风、冰)和电离层的影响，电磁波在穿过大气层传播时会产生损耗。我们用 L_A 表示。这时路径损耗由自由空间损耗和大气损耗构成。

$$L = L_{FS} L_A$$



大气吸收附加损耗与频率的关系

在15GHz~35GHz的频率范围，主要是水蒸气对电波的吸收带来损耗，在22GHz处有峰值；在35GHz~80GHz的频率范围，主要是氧分子的吸收，并在60GHz处有峰值。因此在22GHz和60GHz处，这些频率不适宜用于星—地链路。

2.3 接收信号功率

3、实际情况

(2) 发射和接收设备的损耗

在发射机和天线之间的馈线损耗用 L_{FTX} 表示。那么发射机放大器的输出功率：

$$P_{TX} = P_T L_{FTX} \quad (W)$$

则： $EIRP = P_T G_T = (P_{TX} G_T) / L_{FTX} \quad (W)$

接收天线和接收机之间的馈线损耗用 L_{FRX} 表示。则接收机输入端信号功率

$$P_{RX} = P_R / L_{FRX} \quad (W)$$

2.3 接收信号功率

(3) 天线指向损耗

发射天线指向和接收天线指向不成一条直线时，会导致接收和发射天线均不能达到最大增益。这种损耗就叫做**天线指向损耗**。

发射天线指向与发射接收天线的连线的夹角定为 θ_T

接收天线指向与发射接收天线的连线的夹角定为 θ_R

$$L_T = 12(\theta_T / \theta_{3dB})^2 \quad (dB)$$

那么：

$$L_R = 12(\theta_R / \theta_{3dB})^2 \quad (dB)$$

(4) 极化损耗

当接收天线与接收到的信号的极化方式不匹配时就有必要考虑**极化损耗** L_{POL} 。

2.3 接收信号功率

(5) 考虑实际情况后的接收功率

综合以上所有讨论到的损耗，接收机输入端的信号功率为：

$$P_{RX} = (P_{TX} G_{T \max} / L_T L_{FTX}) (1 / L_{FS} L_A) (G_{R \max} / L_R L_{FRX} L_{POL}) \quad (W)$$

由三部分构成：

——EIRP：表示发射设备的性能 $EIRP = P_{TX} G_{T \max} / L_T L_{FTX}$

——1/L：表示发射媒介的性能； $1 / L = 1 / L_{FS} L_A$

——接收机增益：表示接收设备的性能； $G = G_{R \max} / L_R L_{FRX} L_{POL}$

2.4 接收机输入噪声功率

1、噪声来源

噪声由所有那些不需要而加到载波能量的能量组成。它减少了接收端正确接收由载波携带的正确信息的能力。

噪声的来源如下：

- 由天线接收的自然源辐射的噪声
- 由接收机产生的噪声

换句话说，有效带宽内除了期望接收到的信号以外的电波都是噪声，这种噪声是对信号起干扰作用，影响信号的正确接收。

2、噪声的性能和定义

有害噪声是指出现在载波所在带宽内的噪声。一个典型的噪声模型是白噪声，它的能量谱密度在所需带宽内是常数。等效噪声带宽 B_N （通常 $B_N=B$ ），接收端的噪声能量 N 等于 $N = N_0 B_N$ （W） (2.17)

注意，色噪声如果带宽远大于通带，则在通带内可看作白噪声。

2.4 接收机输入噪声功率

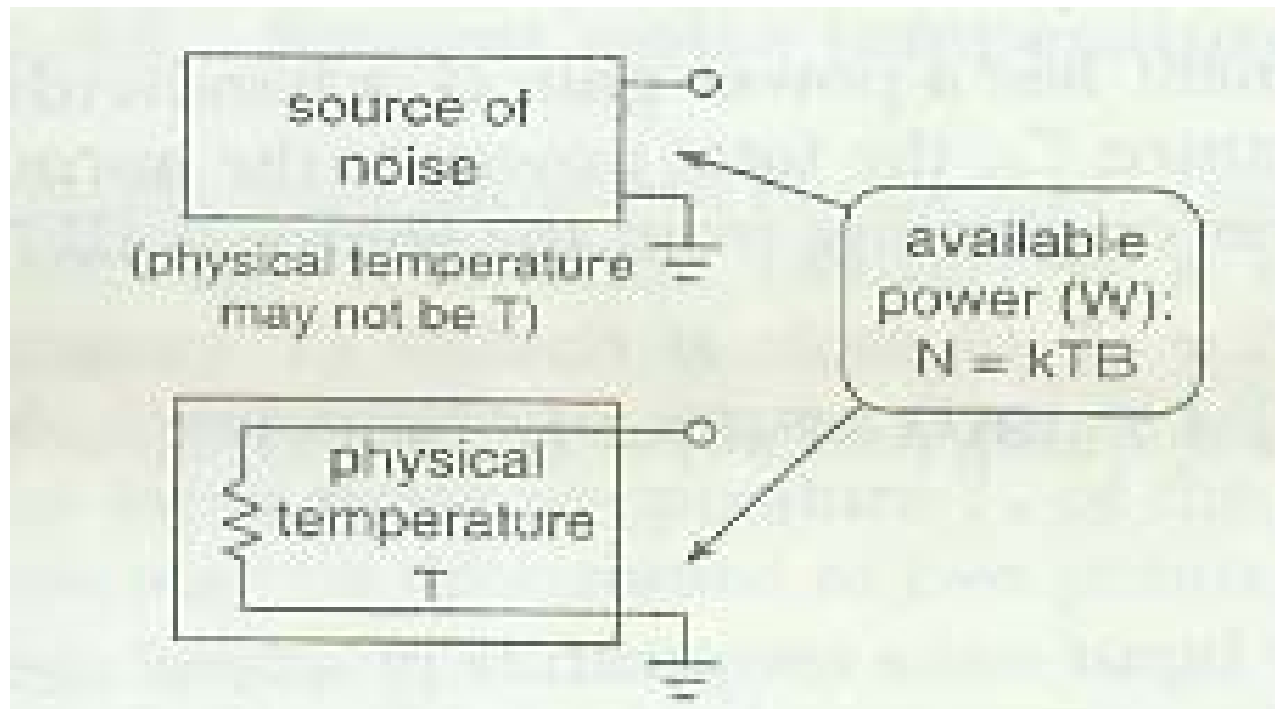
(1) 双端口噪声源的噪声温度

释放有效噪声功率 N 的双端口噪声源的噪声温度为

$$T = N/kB = N_0/k \text{ (K)} \quad (2.18)$$

这里 $k=1.379 \times 10^{-23} = -228.6 \text{ dBW/Hz}$ 是玻尔兹曼常数。 T 代表噪声温度。

含义：双端口网络噪声源释放的噪声功率与物理温度为 T 的电阻释放的噪声相等。（注意双端口没有输入）见图 2.11。



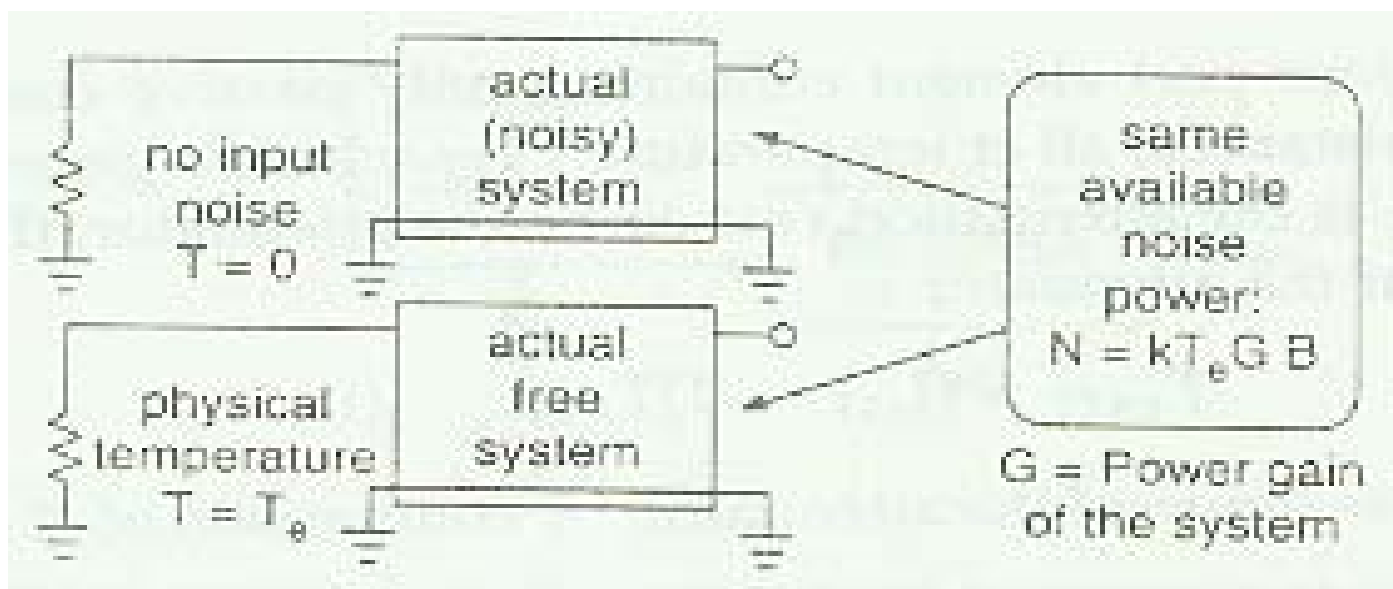
2.4 接收机输入噪声功率

(2) 四端口等效输入噪声

四端口的等效输入噪声 T_e ：四端口在没有噪声输入时自身产生的噪声功率输出等于无噪网络在输入噪声为电阻温度为 T_e 时的输出噪声功率。

四端口的噪声系数：网络的总输出有效噪声功率与其输入噪声温度为 T_0 (290K) 时带来的网络输出噪声功率分量的比值。

假设元件的功率增益为 G ，带宽为 B ，输入噪声温度为 T_0 ，则输出噪声功率等于 $Gk(T_0 + T_e)B$ 。而由输入噪声导致的输出噪声功率等于 GkT_0B 。



2.4 接收机输入噪声功率

噪声系数: $F = [Gk(T_e + T_0)B] / [GkT_0B] = (T_e + T_0) / T_0 = 1 + T_e / T_0$ (2.19)

此时: $T_e = (F - 1) T_0$

(3) 当n个器件串联时的等效输入噪声

考虑n个四端口器件串联, 每个的功率增益为 G_j ($j=1, 2, \dots, N$) 和等效输入噪声温度为 T_{ej} 。总的有效输入噪声温度

$$T_e = T_{e1} + T_{e2}/G_1 + \dots + T_{eN}/G_1 G_2 \dots G_{N-1} \text{ (K)}$$

噪声系数: $F = F_1 + (F_2 - 1)/G_1 + (F_3 - 1)/G_1 G_2 + \dots + (F_N - 1)/G_1 G_2 \dots G_{N-1}$

3、天线噪声温度

在天线辐射模式内的辐射体所产生的输出噪声是指向方位、辐射类型和周围环境的函数。天线被假定为一个噪声源, 天线的噪声温度为 T_A (K)。假定

$T_b(\theta, \xi)$ 是一个辐射体在方位 (θ, ξ) 上的温度, 天线有一个增益 $G(\theta, \xi)$ 。天线的噪声温度被以各种辐射模式的天线辐射体所综合。天线的噪声温度

2.4 接收机输入噪声功率

$$T_A = (1/4\pi) \iint T_b(\theta, \varphi) G(\theta, \varphi) \sin \theta d\theta d\varphi \quad (2.22)$$

4、衰减器的噪声温度

衰减器是一个四端口器件，为无源器件（像电阻），环境温度 T_{ATT} ，如果衰减器的衰减为 L_{ATT} ，等效输入噪声温度 $T_{eATT} = (L_{ATT} - 1)T_{ATT}$ (K)
如果 $T_{ATT} = T_0$ ，则噪声系数 $F_{ATT} = L_{ATT}$

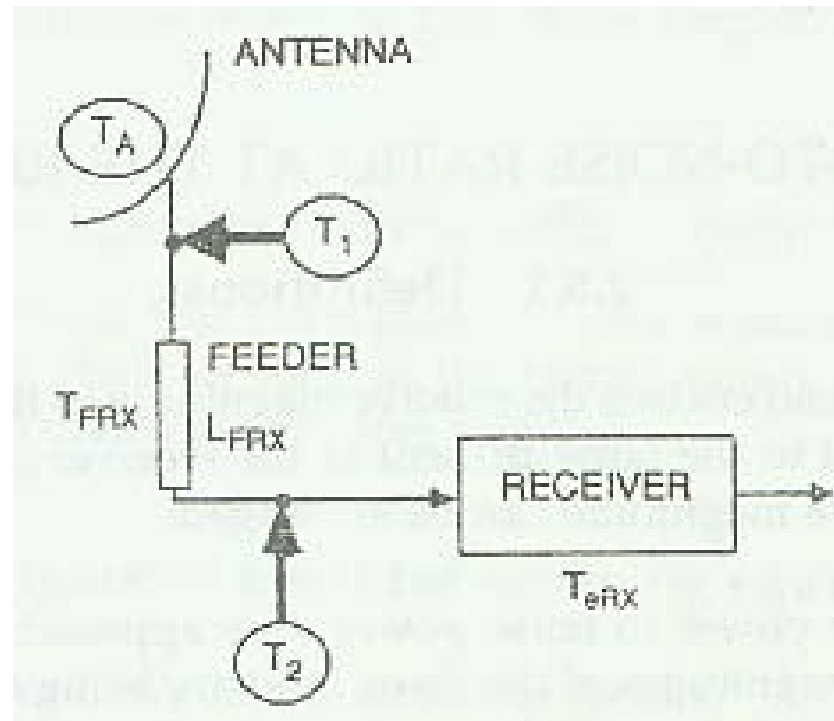
5、系统噪声温度

考虑由接收机和天线组成接收系统。连接部分是一个有损器件，其热力学温度 T_F （接近 $T_0 = 290K$ ），它引入一个衰减器 L_{FRX} ，其增益 $G_{FRX} = 1/L_{FRX}$ ，其值小于1（ $L_{FRX} > 1$ ）。接收机的有效输入噪声温度 T_e 等于 T_{eRX} 。系统噪声温度由如下两点决定：

- 在天线的输出端，在衰减器之前，温度 T_1
- 在接收机的输入端，在衰减器后，温度 T_2

在天线输出端噪声温度是天线的噪声温度、衰减器和级联的接收机的噪声温度之和。

2.4 接收机输入噪声功率



衰减器的等效输入噪声温度: $T_{eATT} = (L_{FRX} - 1)T_F (K)$

衰减器噪声温度 + 接收机噪声温度等效到衰减器的输入端噪声温度为:

$$(L_{FRX} - 1)T_F + T_{eRX} / G_{FRX}$$

这里 $G_{FRX} = 1/L_{FRX}$

2.4 接收机输入噪声功率

衰减器的输入端噪声温度： $T_1 = T_A + (L_{FRX} - 1)T_F + T_{eXR} / G_{FRX} (K)$

接收机输入端的噪声温度： $T_2 = T_1 / L_{FRX} = T_A / L_{FRX} + T_F (1 - 1 / L_{FRX}) + T_{eXR} (K)$

这个噪声温度考虑了由天线产生的噪声和衰减器，被称作接收机输入端的系统噪声温度。

6、例子

在图2.13的接收系统取值如下：

天线噪声温度 $T_A = 50K$ ，衰减器的热力学温度 $T_F = 290K$ ，接收机的有效输入噪声 $T_{eXR} = 50K$ 。接收机输入端系统的噪声温度由两种情况下计算：

（1）在天线和接收机间没有衰减，（2）衰减 $L_{FRX} = 1dB$ 。

由 $T_2 = T_A / L_{FRX} + T_F (1 - 1 / L_{FRX}) + T_{eXR}$

在情况（1） $T_2 = 50 + 50 = 100K$,

在情况（2） $T_2 = 50 / 10^{0.1} + 290(1 - 10^{-0.1}) + 50 = 39.7 + 59.6 + 50 = 149.3K$

2.4 接收机输入噪声功率

注意到衰减器的影响，它减少了天线噪声。但它自身产生了噪声并最终导致系统噪声温度的增加。

工程上，在接收机以前的每**0.1dB**的衰减，对接收机输入端的系统噪声温度贡献**6.6K**或**7K**左右。

一个低噪声温度的接收系统，必须减少接收机前端的损耗。

7、结论

接收系统噪声由系统中给定节点的噪声温度决定，该节点多指接收机输入端。因此这点噪声温度被称作接收机输入端的系统噪声温度。它是由相加获得的，在这个节点的噪声温度等于节点前所产生的全部噪声温度与节点后产生的全部噪声。

2.5 接收机输入载噪比

1、定义

载噪比可用以下几种比值来描述:

----载波功率与噪声功率比, 用 C/N 表示.

----载波功率与噪声功率功率谱密度之比, 可用 C/N_0 表示, 单位为Hz.

----载波功率与噪声温度之比, 这个比值等于乘以波兹曼常数k. 可以用 C/T 表示, 单位为W/K.

比值 C/N_0 应用得最为广泛。

2、表达式

$$C/N_0 = [(P_{TX} G_{Tmax} / L_T F_{FTX})(1/L_{FS} L_A)(G_{Rmax} / L_R L_{FRX} L_{POL})] / [T_A / L_{FRX} + T_F (1 - 1/L_{FRX}) + T_{eRX}] (1/k) (Hz)$$

在上式中:

$$\frac{C}{N_0} = (\text{发射机EIRP})(1/\text{路径损耗})(\text{总接收增益/噪声温度}) (1/k) (Hz)$$

C/N_0 也可以由功率通量密度 Φ 求出:

$$C/N_0 = \Phi \left(\frac{\lambda^2}{4\pi} \right) (\text{总接收增益/噪声温度}) (1/k).$$

式中 $\Phi = (\text{发射机EIRP}) / (4 \pi R^2) (W/m^2)$

2.5接收机输入载噪比

可以验证, C/N_0 的值在整个接收链路中相同, 只要载波功率和噪声功率谱密度在同一点求得即可。

3、接收设备的品质因素

C/N_0 的表达式给出了三个方面的因素:
—(EIRP)描述的是接收机。

—($1/L = 1/L_{FS} L_A$)描述的是传输媒介。

—总接收增益/噪声温度描述的是接收机, 称为接收设备的品质因素, 即 G/T 。
接收设备的品质因素 G/T 可由接收机的天线噪声温度 T_A 和有效输入噪声温度 T_{eRX} 求得。现在分析这些变量。

4、天线噪声温度

现考虑以下两个问题:

—卫星天线(上行链路)

—地球站天线(下行链路)

2.5接收机输入载噪比

(1) 卫星天线(上行链路)

天线接收噪声来自地球和外太空。卫星天线的波瓣宽度等于或小于地球同步卫星所呈现的 17.5° 。在这些条件下，主要的影响来自于地球。 θ_{3dB} 为 17.5° 的波瓣宽度，天线的噪声温度曲线见图2.14。它的大小与工作频率和卫星的轨道位置有关。

对于窄带波束，其噪声温度与频率和覆盖范围有关，陆地所辐射的噪声比海洋大。

卫星天线噪声通常取**290K**。

(2) 地球站天线(下行链路)

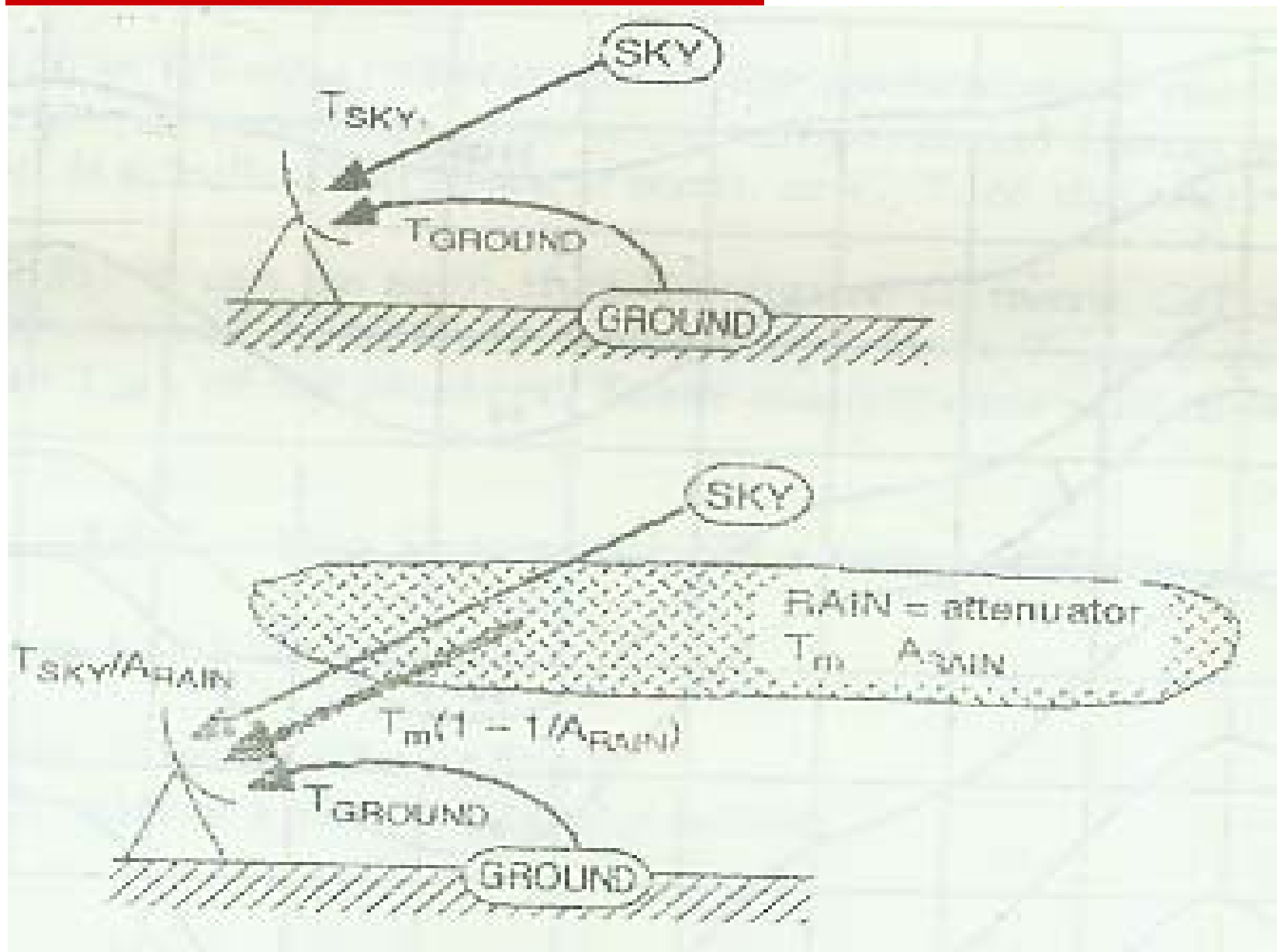
天线接收的噪声由来自天空和地球辐射的噪声所组成。如图2.15

(A)晴天条件下

晴天条件下，天线噪声温度包括来自天空和地面环境的影响。

图2.16说明晴天温度 T_{sky} 随频率和天线位置而变化。

2.5 接收机输入载噪比



2.5接收机输入载噪比

来自地球站周围地区的辐射被天线的旁瓣接收，当仰角较小时，部分也能被天线主瓣接收。 T_{GROUND} 近似如下：

- $T_g = 290K$ 当仰角 E 少于 -10°

- $T_g = 150K$ 当 $-10^\circ < E < 0$

- $T_g = 50K$ 当 $0^\circ < E < 10^\circ$

- $T_g = 10K$ 当 $10^\circ < E < 90^\circ$

这样就可以得出天线噪声温度： $T_A = T_{sky} + T_{GROUND}(K)$ 2.29

太阳 或月亮和地球站以及同步卫星排成一线时，噪声温度就会有所增加。工作在12GHz的13米大天线，对准太阳时，噪声温度将会增加12000K。

(B) 下雨的情形。

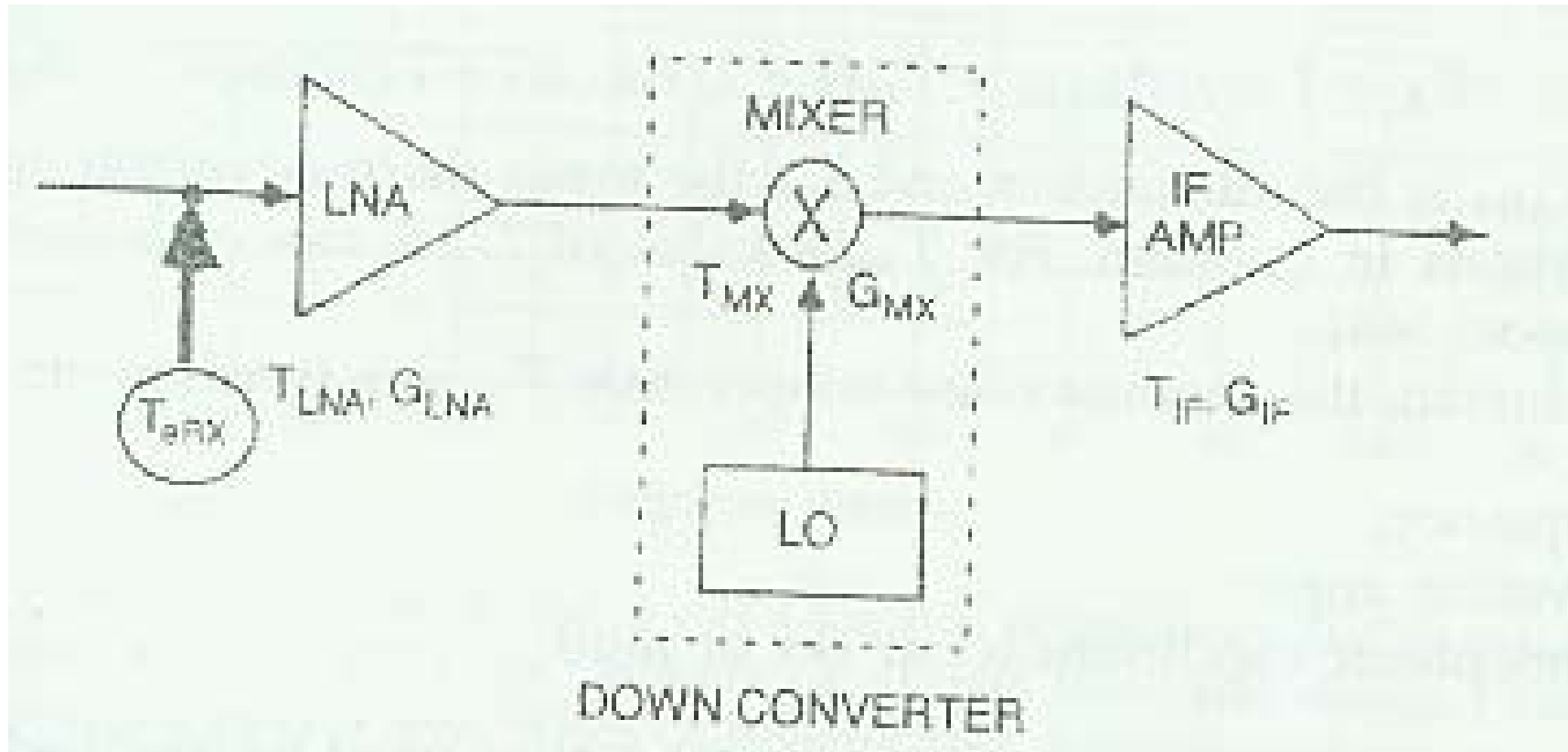
当出现云或者雨（包含可吸收的放射媒介）等天气以后，天线噪声温度将会增加。天线噪声温度可以表示成：

$$T_A = T_{sky} / A_{RAIN} + T_m(1 - 1/A_{RAIN}) + T_{GROUND}(K) \quad 2.31$$

5、接收机的有效输入噪声温度

图2.18显示了接收机的框图结构。接收端有效输入噪声温度可以表示为：

2.5 接收机输入载噪比



$$T_{eRX} = T_{LNA} + T_{MX} / G_{LNA} + T_{IF} / G_{LNA} G_{MX}$$

2.5接收机输入载噪比

例如：

低噪声放大器（LNA）： $T_{LNA}=150K$ ， $G_{LNA}=50dB$

混合器： $T_{MX}=850K$ ， $G_{MX}=-10dB$ ($L_{MX}=10dB$)

IF放大器： $T_{IF}=400K$ ， $G_{IF}=30dB$

因而： $T_{eRX}=150+850/10^5+400/10^5 10^{-1}=150K$

注意低噪声放大器高增益的好处。其中该低噪声放大器把接收端的噪声温度 T_{eRX} 限制为低噪声放大器温度 T_{LNA} 。

6、例子

例1：上行链路（晴天）

图2.19上行链路几何图形。假设正在传播的地球站处于卫星接收天线3dB覆盖边缘。数据如下：

—频率： $f_u=14GHz$

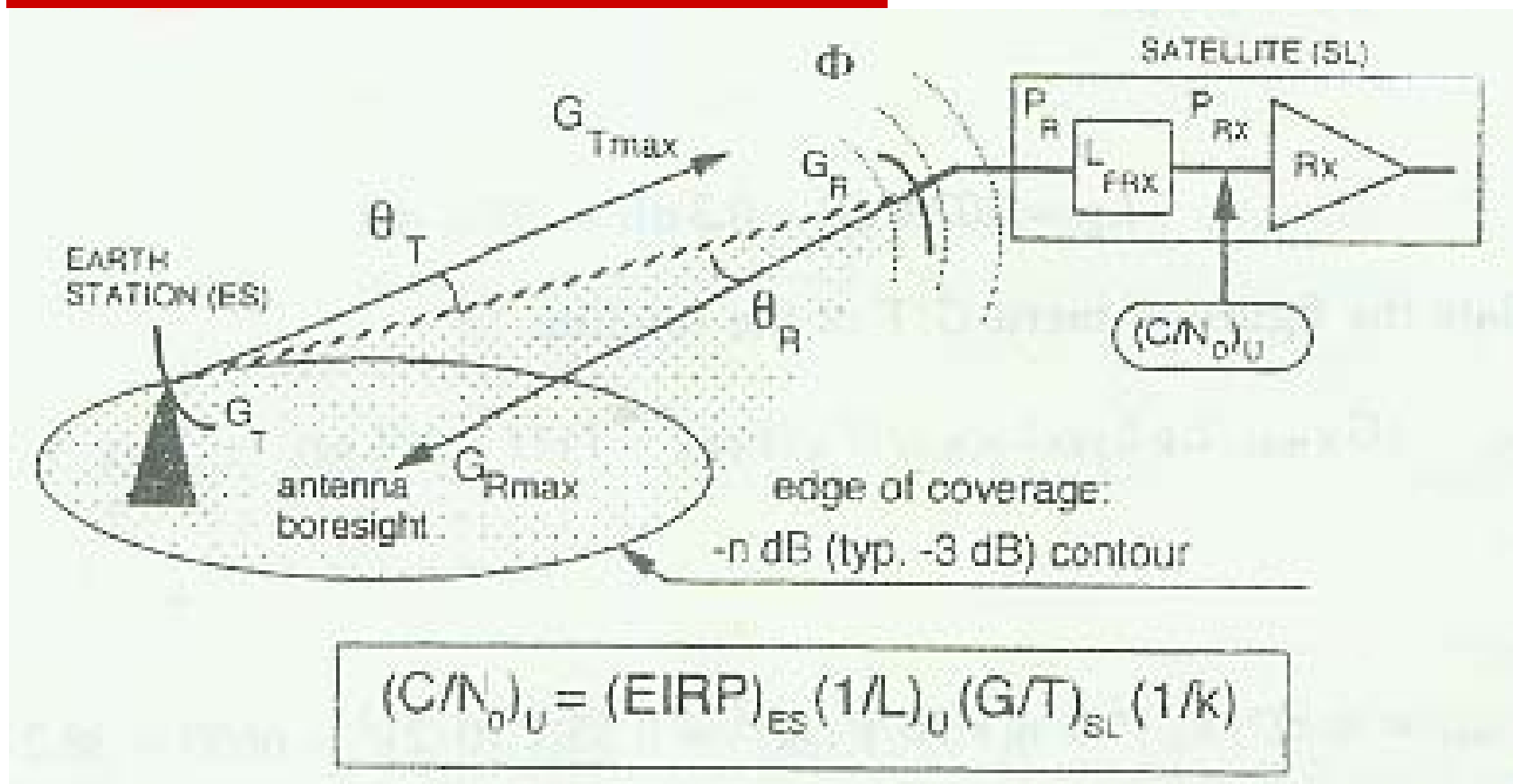
—地球站（ES）：传输放大器功率 $P_{TX}=100W$ ，放大器与天线之间的损耗 $L_{FTX}=0.5dB$ ，天线直径 $D=4m$ ，天线效率 $\eta=0.6$ ，最大指向误差 $\theta_T=0.1^\circ$

—地球站与卫星之间的距离： $R=40000km$

—大气层衰减： $0.3dB$

—卫星：接收波束的半功率带宽 $\theta_{3dB}=2^\circ$ ，天线效率 $\eta=0.55$ ，接收机噪声指数 $F=3dB$ ，天线与接收机之间的损耗 $L_{FRX}=1dB$ ，线路的热力学温度 $T_F=290K$ ，天线噪声温度 $T_A=290K$ 。

2.5 接收机输入载噪比



计算过程:

(1) 地球站的EIRP:

$$(EIRP)_{ES} = (P_{TX} G_{Tmax} / L_T L_{FTX}) \text{ (W)} \quad (2.33)$$

其中: $P_{TX} = 100W = 20dBW$

2.5接收机输入载噪比

$$G_{Tmax} = \eta(\pi D / \lambda_U)^2 = \eta(\pi D f_U / c)^2 = 0.6[\pi \times 4 \times (14 \times 10^9) / (3 \times 10^8)]^2 = 206340 = 53.1dB$$

$$L_T(dB) = 12(\theta_T / \theta_{3dB})^2 = 12(\theta_T D f_U / 70c)^2 = 0.9dB$$

$$L_{FTX} = 0.5dB$$

因此： $(EIRP)_{ES} = 20dBW + 53.1dB - 0.9dB - 0.5dB = 71.7dBW$

(2) 上行链路的衰减:

$$L_U = L_{FS} L_A \quad (2.34)$$

其中因而： $L_{FS} = (4\pi R / \lambda_U)^2 = (4\pi R f_U / c)^2 = 5.5 \times 10^{20} = 207.4dB$

$$L_A = 0.3dB$$

因而： $L_U = 207.4dB + 0.3dB = 207.7dB$

(3) 卫星的G/T

$$(G/T)_{SL} = (G_{Rmax} / L_R L_{FRX} L_{POL}) / [T_A / L_{FRX} + T_F(1 - 1/L_{FRX}) + T_{eRX}] \quad K^{-1} \quad (2.5.3)$$

其中： $G_{Rmax} = \eta(\pi D / \lambda_U)^2 = \eta(\pi \cdot 70 / \theta_{3dB})^2 = 0.55(\pi \cdot 70 / 2)^2 = 6650 = 38.2dBi$

$$L_R = 12(\theta_R / \theta_{3dB})^2$$

2.5接收机输入载噪比

由于地球站在3dB覆盖区的边缘, 有 $\theta_R = \theta_{3dB} / 2$ 以及 $L_R = 3dB$,
假设有 $L_{POL} = 0dB, L_{FRX} = 1dB$, $T_A = 290K, T_F = 290K$,

$$T_{eRX} = (F - 1)T_0 = (10^{0.3} - 1)290 = 290K$$

因此: $(G/T)_{SL} = 38.2 - 3 - 1 - 10 \log[290/10^{0.1} + 290(1 - 1/10^{0.1}) + 290] = 6.6 \text{ dBK}^{-1}$

(4) 计算出上行链路的值:

$$(C/N_0) = (EIRP)_{ES} (1/L_U) (G/T)_{SL} (1/k) \quad (Hz)$$

因此 $(C/N_0)_U = 71.7 \text{ dBW} - 207.7 \text{ dB} + 6.6 \text{ dBK}^{-1} + 228.6 \text{ dBW} / \text{HzK} = 99.2 \text{ dBHz}$

例2: 上行链路 (有雨衰)

取雨衰 $A_{RAIN} = 10 \text{ dB}$

那么: $L_A = 0.3 \text{ dB} + 10 \text{ dB} = 10.3 \text{ dB}$

$$L_U = 207.4 \text{ dB} + 10.3 \text{ dB} = 217.7 \text{ dB}$$

其他条件不变的情况下有:

$$(C/N_0)_U = 71.7 \text{ dBW} - 217.7 \text{ dB} + 6.6 \text{ dBK}^{-1} + 228.6 \text{ dBW} / \text{HzK} = 89.2 \text{ dBHz}$$

一般来说一年中的情况下99.99%晴天时上行链路的值要比有雨衰时的 $(C/N_0)_U$ 大些。

2.5接收机输入载噪比

例3：下行链路（晴天）

图2.21给出了下行链路的示意图。假设地球接收站位于卫星接收天线的3dB覆盖区的边缘。参数如下：

—频率： $f_D = 12\text{GHz}$

—对卫星来说：

传播放大器功率： $P_{TX} = 10\text{W}$

放大器与天线间的损耗： $L_{FTX} = 1\text{dB}$

电波的半功率带宽： $\theta_{3\text{dB}} = 2^\circ$

天线的效率—地球站与卫星的距离： $R = 40000\text{km}$

—大气衰减： $L_A = 0.3\text{dB}$ （在此频率上 10° 仰角的大气衰减的典型值）

—对于地球站来说：

接收机噪声系数： $F = 1\text{dB}$

天线与接收机之间的损耗： $L_{FRX} = 0.5\text{dB}$

馈线的热力学温度： $T_F = 290\text{K}$

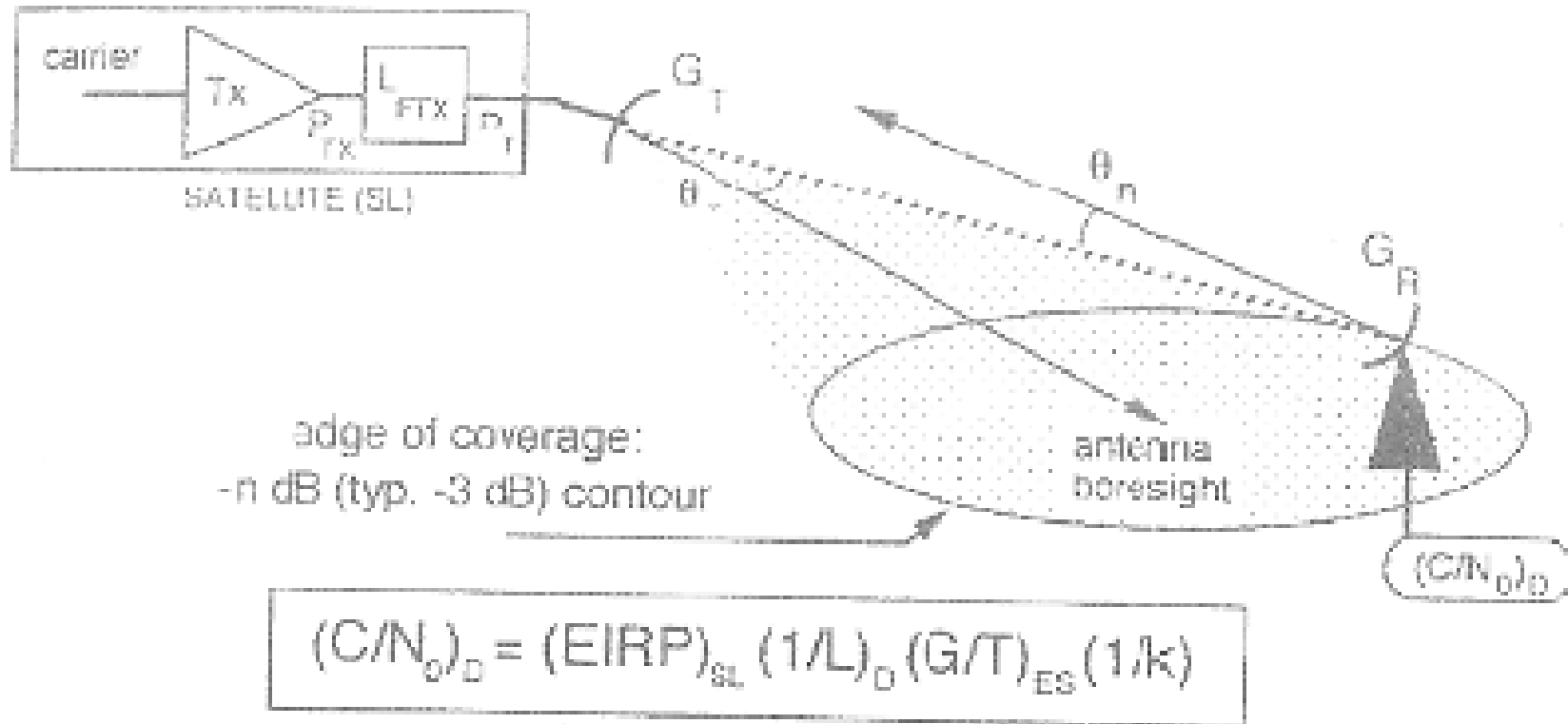
天线直径： $D = 4\text{m}$

天线的效率： $\eta = 0.6$

最大指向误差： $\theta_R = 0.1^\circ$

地面的噪声温度： $T_{\text{GROUND}} = 45\text{K}$

2.5 接收机输入载噪比



计算卫星的等效全向辐射功率:

$$(EIRP)_{SL} = P_{TX} G_{Tmax} / L_T L_{FTX} \quad (W)$$

其中: $P_{TX} = 10W = 10dBW$

$$G_{Tmax} = \eta(\pi D / \lambda_D)^2 = \eta(\pi 70 / \theta_{3dB})^2 = 0.55(\pi 70 / 2)^2 = 6650 = 38.2dBi$$

2.5接收机输入载噪比

$$L_T(\text{dB}) = 3\text{dB} \quad (\text{地球站位于覆盖区的边缘})$$
$$L_{\text{FTX}} = 1\text{dB}$$

因此： $(\text{EIRP})_{\text{SL}} = 10\text{dBW} + 38.2\text{dBi} - 3\text{dB} - 1\text{dB} = 44.2\text{dBW}$

计算下行链路的衰减： $L_D = L_{\text{FS}} L_A$

其中： $L_{\text{FS}} = (4\pi R / \lambda_D)^2 = (4\pi R f_D / c)^2 = 4.04 \times 10^{20} = 206.1\text{dB}$

$$L_A = 0.3\text{dB}$$

因此： $L_D = 206.1\text{dB} + 0.3\text{dB} = 206.4\text{dB}$

计算地球站的值： $(G/T)_{\text{ES}} = (G_{\text{Rmax}} / L_{\text{R}} L_{\text{FRX}} L_{\text{POL}}) / T_D \quad (\text{K}^{-1})$

这里：

$$G_{\text{Rmax}} = \eta(\pi D / \lambda_D)^2 = \eta(\pi D f_D / c)^2 = 0.6(\pi \times 4 \times 12 \times 10^9 / 3 \times 10^8)^2 = 151597 = 51.8\text{dBi}$$

$$L_{\text{R}}(\text{dB}) = 12(\theta_{\text{R}} / \theta_{3\text{dB}})^2 = 12(\theta_{\text{R}} D f_D / 70c)^2 = 0.6\text{dB}$$

$$L_{\text{FRX}} = 0.5\text{dB} \quad L_{\text{POL}} = 0\text{dB}$$

T_D 为下行链路系统中接收机输入端的噪声温度：

$$T_D = T_A / L_{\text{FRX}} + T_F(1 - 1/L_{\text{FRX}}) + T_{\text{eRX}}$$

2.5接收机输入载噪比

$T_A = T_{\text{SKY}} + T_{\text{GROUND}}$ 其中 $T_{\text{SKY}} = 20\text{K}$ (见图2.16, $f = 12\text{GHz}$, $E = 10^\circ$ 的情况)
且 $T_{\text{GROUND}} = 45\text{K}$, 那么 $T_A = 65\text{K}$ 另外 $T_F = 290\text{K}$

因此: $T_D = 65/10^{0.05} + 290(1 - 1/10^{0.05}) + 75 = 164.5\text{K}$

那么 $(G/T)_{\text{ES}} = 51.8 - 0.6 - 0.5 - 10\log[65/10^{0.05} + 290(1 - 1/10^{0.05}) + 75] = 28.5\text{dBK}^{-1}$

下行链路的值: $(C/N_0) = (\text{EIRP})_{\text{SL}} (1/L_D) (G/T)_{\text{ES}} (1/k)$

$$(C/N_0)_D = 44.2\text{dBW} - 206.4\text{dB} + 28.5\text{dBK}^{-1} + 228.6\text{dBW/HzK} = 94.9\text{dBHz}$$

例4: 下行链路 (有雨衰)

设 $A_{\text{RAIN}} = 7\text{dB}$ 这样 $L_A = 0.3\text{dB} + 7\text{dB} = 7.3\text{dB}$

因此: $L_D = 206.1 + 7.3\text{dB} = 213.4\text{dB}$

天线的噪声温度如下:

$$T_A = T_{\text{SKY}} / A_{\text{RAIN}} + T_m (1 - 1/A_{\text{RAIN}}) + T_{\text{GROUND}} \quad (\text{K})$$

这里 $T_m = 275\text{K}$

$$T_A = 20/10^{0.7} + 275(1 - 1/10^{0.7}) + 45 = 269\text{K}$$

$$T_D = 269/10^{0.05} + 290(1 - 1/10^{0.05}) + 75 = 346\text{K}$$

因此: $(G/T)_{\text{ES}} = 51.8 - 0.6 - 0.5 - 10\log[269/10^{0.05} + 290(1 - 1/10^{0.05}) + 75] = 25.3\text{dBK}^{-1}$

下行链路的值: $(C/N_0)_D = (\text{EIRP})_{\text{SL}} (1/L_D) (G/T)_{\text{ES}} (1/k) \quad (\text{Hz})$

2.6 传播媒介的影响

在上行链路和下行链路中，载波都要在大气层中传播，其所涉及频率的范围是1~30GHz。从载波在这些频率上传播的角度来看，大气中只有以下两个区域会对其产生影响——对流层和电离层。在实际中，对流层是从地面延伸到海拔15千米高度的区域；电离层是大约在海拔70~1000千米之间的区域。两者的影响：拿对流层来说，是在地面附近达其最大值，而电离层是在海拔约400千米处。

大气衰减所引起的损失 L_A 。主要原因是由于在对流层中传播（雨和雪的影响）所引起的吸收和去极化所产生的。

1、衰落的效应

衰落会产生两种效应：

——衰减。

——交叉极化。

（1）衰减

降雨所引起的衰减量是由特定衰减值 γ_R (dB/km)和载波在雨中有效路径长度 L_e (km)的乘积决定的，也就是： $A_{rain} = \gamma_R L_e$ (dB) (2.43)

由于降水引起衰减典型值：4GHz时为0.1dB, 12GHz时为5~10dB, 20GHz时为10~20dB, 30GHz时为25~40dB。

2.6 传播媒介的影响

由雨云和雾引起的衰减与由高含水量的云和雾引起的水衰减相比是较小的。对于仰角 $E=20^\circ$ 来说，在15GHz上将有0.5~1.5dB的衰减，30GHz上有2~4.5dB的衰减。

由冰雹云所引起的衰减较小。

雪的衰减也很小。天线反射面上由于积雪和冰所引起的辐射面的减小可能要比在传输路线上的降雪所引起的更重要。

(2) 交叉极化

降雨所引入的衰减是由两个正交极之间的微分衰减和微分相移所引起的。这些效应源于雨滴的非球型性。一个普遍可接受的下落雨滴的模型是：其为一个主轴向水平方向倾斜的畸形球体，其在此轴方向的形变由等体积球体的半径决定，并假定倾斜角随时空作随机变化。

交叉极化影响可由公式计算。

2、其它影响

(1) 大气层中气体引起的衰减

大气层中气体引起的衰减取决于频率、仰角、地球站的纬度和空气温度。当频率低于10GHz时的衰减是可以忽略的，对于平均大气温度和仰角大于 10° ，频率为22GHz时的衰减不会超过1~2dB(对应于频率在水蒸气吸收的频带内)。

2.6 传播媒介的影响

(2) 沙尘暴引起的衰减

这种特殊的衰减(dB/km)与能见度成反比, 并且很大程度上取决于微粒的湿度。在14GHz下, 干微粒对应0.03dB/km的衰减, 而湿度为20%的微粒对应0.65dB/km的衰减。如果路经长达3km, 则衰减能达到1~2dB。

(3) 闪烁

闪烁是载波幅度的变化, 这是由对流层和电离层反射率的变化引起的。对这些突变峰-峰值的放大, 在中纬度、频率为11GHz时, 0.01%时间内其值将达到1dB。

(4) 法拉第旋转

电离层使线性极化载波产生了极化平面的旋转, 旋转角与频率的平方成反比关系, 是电离层电子密度的函数, 因而随时间、季节和太阳位置的不同而变动。

对于在4GHz、旋转角为 9° , $L_{\text{pol}}=0.1\text{dB}$ 。

(5) 地球多径效应的影响

当地球站天线较小时, 就会有一个较大的角宽度, 接收到的载波就可能是一个直接接收波和一个同样被放大的经过地面周围障碍物反射载波的叠加, 当叠加是相抵消时(反相), 其衰减是很大的。

2.6 传播媒介的影响

3、结论

当频率较低时（小于10GHz 时），衰减 L_A 通常是较小的，链路衰减的主要原因是交叉极化，这是由电离层和对流层高纬度的冰晶体所引起的。在高频率条件下，气象引起的衰减和交叉极化比会同时出现，这本质上是由大气层中气体、降雨和其他水汽现象引起的。

统计数据表明，气象作用将变大的时间概率很小。这效应能补偿的话，将提高链路的实用性。补偿技术是可行的。

2.7 传播媒介效应的补偿

1、交叉极化

补偿的方式取决于对地球站极化参数的调制方式（见第八章），补偿可由以下步骤获得：

——对于上行链路，预先估计并校正发射天线的极性，使到达的载波适应于卫星天线。

——对于下行链路，使天线极性适应于接收到的载波。

可以自动补偿：由卫星发射的信号必须是可用的（就像信号），以至于我们可以观测传播媒介的效应和推导所需的控制信号。

2、衰减

这一目标就要求 C/N_0 的值在给定的时间百分率下大于或等于所要求的 C/N_0 值，等于 $(100-p)\%$ 。

例如，99.99%的时间百分率就要求 $p=0.01\%$ 。由于降雨引起的衰减 A_{rain} 造成比率 C/N_0 的下降，由下式给出：

2.7 传播媒介效应的补偿

对于上行链路:

$$(C/N_0)_{\text{rain}} = (C/N_0)_{\text{晴空}} - A_{\text{rain}}(\text{dB}) \quad (\text{dBHz}) \quad (2.47)$$

对于下行链路:

$$(C/N_0)_{\text{rain}} = (C/N_0)_{\text{晴空}} - A_{\text{rain}}(\text{dB}) - \Delta(G/T) \quad (\text{dBHz})$$

$\Delta(G/T) = (G/T)_{\text{clearsky}} - (G/T)_{\text{rain}}$ 表示地球站由于噪声温度的增加而降低的值(用dB表示)。

$(C/N_0)_{\text{rain}} = (C/N_0)_{\text{required}}$, 这能通过晴空链路中引入一个余量 $M(p)$ 来实现, $M(p)$ 定义为:

$$\begin{aligned} M(p) &= (C/N_0)_{\text{clear sky}} - (C/N_0)_{\text{required}} \\ &= (C/N_0)_{\text{clear sky}} - (C/N_0)_{\text{rain}} \quad (\text{dB}) \end{aligned} \quad (2.49)$$

其中用到的 A_{rain} 的值是时间百分率 p 的函数, 它随 p 的增加而增加。

在晴空链路条件下引入余量 $M(p)$ 将增加 EIRP 的值, 也就要求更高的发射功率。对于在高频率下很少遇见的强衰减, 必要的额外功率可能会超出发射设备的功率范围, 这时必须考虑如下的解决方法:

- 空间分集,
- 自适应。

2.7 传播媒介效应的补偿

3、空间分集

强衰减是由小的地理范围的降雨引起的。两个相距较远的地球站用卫星建立链路，只要两地球站相距足够远的话，衰减的影响是不同的。

空间分集技术还可以防止闪烁和交叉极化。

4、自适应

自适应在衰减过程中对链路中的某些参数进行调整来补偿所需比率 C/N_0 的值。

几种途径拟定如下：

——对于受到衰减的链路，把通常作为保留的附加资源拿来分配，这些附加资源有：

- 无论有无纠错码的情况下，增加发送时间。
- 利用很少受衰减影响的较低频率的频带。
- 在上行链路应用加大EIRP的值。

——降低信道容量；在受到衰减的链路中降低信道容量，在传输速率不变的情况下，降低信息速率可以引入一个纠错码。

2.7 传播媒介效应的补偿

5、结论

低不可实现性（例如占时**0.01%**）和高可实现性（例如占时**99.99%**）是一致的。如果认为传播媒介的影响是造成不可行原因的话，则不可行性的概率就是达到给定衰减时间 p 的百分率。

当衰减增加时，补偿衰减的代价加大，所以明确的可行性对系统造价有显著影响。即：高可行性是以成本为代价的。

2.8限制

当选择链路参数时，在以下三个方面上有限制：

- 规则，
- 运行限制，
- 传播条件。

由于传播条件已经在上面讨论过了，下面来讨论前面两条。

1、规则方面

(1) 国际电信联盟组织

国际电信联盟（ITU），一个联合国组织，在其成员国管理员共同参加的会议管理下的组织。

从1947到1993期间，所有技术和运行上的事务都有以下两个委员会处理：国际无线电咨询委员会（CCIR）和国际电报电话咨询委员会（CCITT）。

1994年，ITU被分割成三个部门：

- 无线电通信部门（ITU-R），主要负责先前分别由IFRB和CCIR处理的规则和技术事务；
- 电信标准化部门（ITU-T），继续CCITT的工作和从事由CCIR处理的无线电系统和公共网络之间互联的研究；
- 发展部门（ITU-D），其充当世界通信协调发展的论坛和顾问机构。

2.8限制

(2) 空间无线电服务

无线电通信规则适用于下述无线电通信服务，也被定义为为特定无线电通信应用而发送和、或接收无线电波。

- 静止卫星服务(FSS);
- 移动卫星服务(MSS)，其又分为下述三个特定服务：
 - 海上移动卫星服务(MMS)，
 - 航空移动卫星服务(AMS)，
 - 地面移动卫星服务(LMS)。
- 卫星广播服务(BSS);
- 地球卫星勘探服务(EES);
- 空间探索服务(SRS);
- 无线电测量服务(SOS);
- 星际服务(ISS);
- 非专业卫星服务(ASS)。

(3) 频率分配

无线电通信服务的概念将应用于频带的分配和在相容服务中共享给定频带条件的分析。为此，把世界分成三个区域：

- 区域1：欧洲，非洲，中东地区和前苏联的一些国家；
- 区域2：美洲；
- 区域3：除了中东地区的亚洲地区和前苏联的一些国家，以及大洋洲

2.8限制

给定服务的频率分配由其所在区域决定。参照所在区域，分配的频带可以是互斥的（根据不同服务分配不同频段），也可是共享的（几个服务共享频带）。

——静止卫星服务链路使用以下频段：

- ✓上行链路用**6GHz**附近的频段，下行链路用**4GHz**附近的频段（此系统被称为**6/4GHz**或**C波段**系统）。这些波段由一些老系统占用着（例如，**INTELSAT** 和 美国国内系统等），并已趋于饱和。
- ✓上行链路用**8GHz**附近的频段，下行链路用**7GHz**附近的频段（此系统被称为**8/7GHz**或**X波段**系统）。这些波段是保留的，经过管理者间的协商，留给政府使用。
- ✓上行链路用**14GHz**附近的频段，下行链路用**12GHz**附近的频段（此系统称为**14/12GHz**或**Ku波段**系统）。这就对应时下应用开发的波段。（例如，**EUTELSAT**等。）
- ✓上行链路用**30GHz**附近的频段，下行链路用**20GHz**附近的频段（此系统称为**30/20GHz**或**Ka波段**系统）。这些频段因其宽广的带宽和很少使用而干扰小越来越引起人们的兴趣。

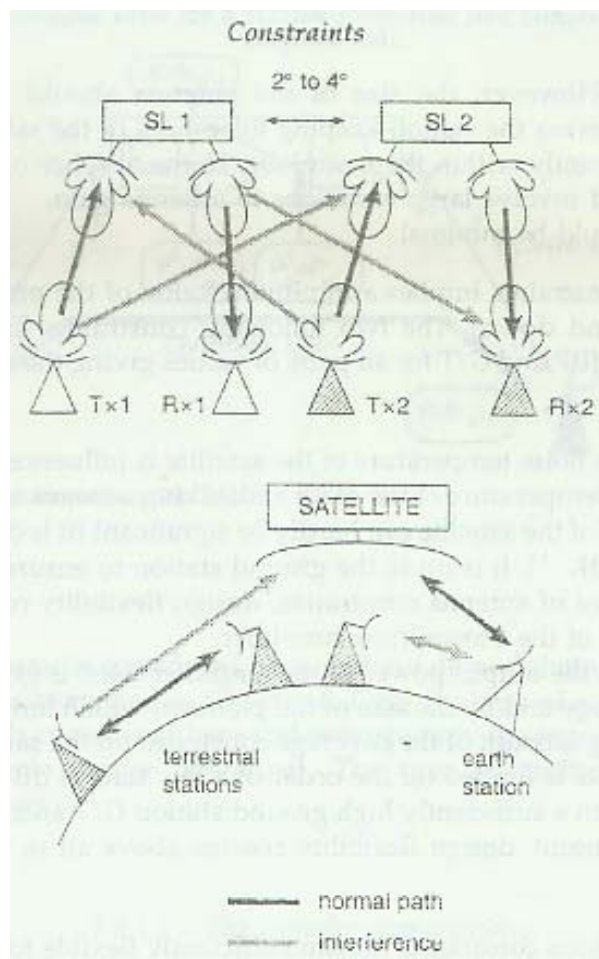
——大多数的卫星服务链路时下都在上行链路用**1.6GHz**附近的频段，下行链路用**1.5GHz**附近的频段（此系统称为**1.6/1.5GHz**或**L波段**系统）。

——卫星广播服务链路只在下行链路中用**12GHz**附近的波段。上行链路属于静止卫星服务，称为反馈链路。

2.8限制

(4) 地面系统的干扰

大多数分配给空间无线电通信的频段在共享基础上也分配给了地面无线电通信。图2.28



有四种系统间干扰可能是显著的：

- 卫星对地面站的干扰，
- 地面站对卫星的干扰，
- 地球站对地面站的干扰，
- 地面站对地球站的干扰。

为降低干扰的规定是很多的，列举如下：

- ✓ 卫星加在地球表面功率流密度的限制；
- ✓ 地球同步卫星轨道方向地面站发射EIRP的限制；
- ✓ 地球站天线最小仰角的限制；
- ✓ 地平线上地球站的EIRP的限制；
- ✓ 地球站偏轴EIRP 密度等级的限制；
- ✓ 在用角度调制传送模拟信号和在静止卫星服务时传输数字信号使用能量分部技术；
- ✓ 支配每个地球站和地面站安装的对应程序
- ✓ 定位条件和卫星间的轨道间隔；
- ✓ 地球站天线和卫星天线辐射图的规范。

2.8限制

2 运行限制

这些限制关系到：

- 在给定时间百分率下实际比率 C/N_0 应大于或等于特定值。
- 能覆盖服务区域（上行和下行链路）的合适卫星天线电波的规定；这影响卫星天线的增益。
- 卫星系统间干扰的程度；对工作在同样频段卫星的轨道分离可能只有几度。在这种条件下，地球站发射的电波具有足够小的角宽和足够小的旁瓣是很重要的，这将避免强载波对临近卫星的过分散射，也可避免来自这临近卫星的接收信号对所要求信号的过分干扰，天线的尺寸应尽可能的大；考虑到卫星定位的容许量，卫星将主要在主瓣内运行。在没有造价昂贵跟踪系统的情况下，这将造成天线增益的大幅度变化。
- 总造价最小，此限制首先要求在每条链路中（上行和下行链路）乘积 $EIRP \times G/T$ 具有最小值。

EIRP与G/T间互换：

- ✓ 在上行链路中，地球较高的噪声温度将影响卫星的噪声温度使其值增大，考虑到覆盖的限制，卫星的 G/T 值就是次要的了。这就要求地面站确保足够的 $EIRP$ 值，考虑到天线的限制，首先在设计发射放大器时要在其输出功率上留有可变余量。

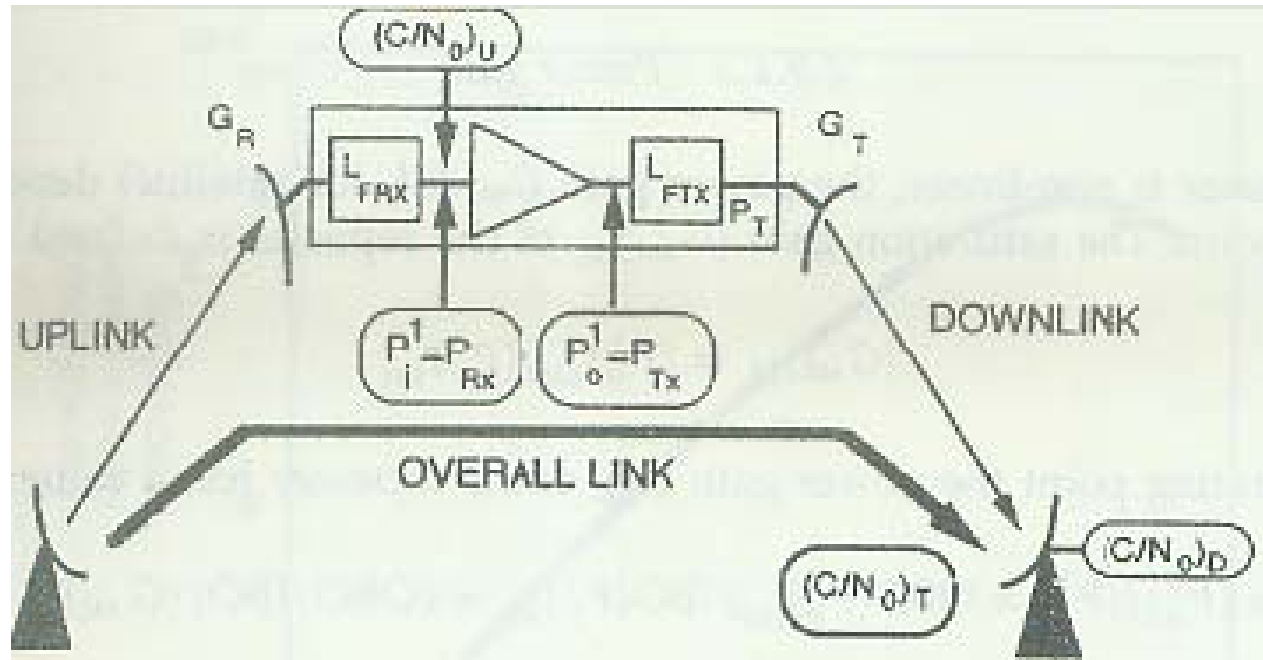
2.8限制

- ✓ 在下行链路中，所用放大器的输出功率通常受到放大器技术和限制基本功率的平台尺寸的限制。考虑到卫星天线覆盖范围的限制，卫星的EIRP值是有限的，有必要用足够高的地面站G/T来补偿，考虑到天线的限制，首先在设计接收机噪声温度时留有可变余量。

最后选择最经济的解决方案。

2.9 站对站链路的信噪比（单址）

整个站对站链路中每个链路（上行和下行链路）信噪比 C/N_0 的表达式。现在只需来建立整个站对站链路信噪比 C/N_0 的表达式。图2.29



将用到以下符号：

- $(C/N_0)_u$ 用来表示上行链路中信噪比值，
- $(C/N_0)_d$ 用来表示下行链路中信噪比值，
- $(C/N_0)_t$ 用来表示整个链路的信噪比值。

2.9站对站链路的信噪比（单址）

1 转发模式

转发器有两种功能：

- 放大接收信号的功率；
- 变换载波的频率。

这里将在不进行解调情况下讨论透明转发器。有再生功能的将在第六章中讨论。这里只考虑两个地球站间是单链路的情况，因此转发器只支持一个载波（单载波操作）。多载波的情况将在第四章中讨论。

（1）传输特性

在链路预算中，频率转换是透明的，因此建立转发器模型（图2.30）时，只需考虑卫星接收机输入功率（用 (P_i^1) 表示，且 $(P_i^1)=P_{RX}$ ）和发射机放大器输出功率（用 (P_o^1) 表示，且 $(P_o^1)=P_{TX}$ ）间的转移特性就行了。上标i表示输入，o表示输出，1表示单载波。注意功放管特性为非线性；输出功率随输入的增加而增加，直至达到 $(P_i^1)_{sat}$ ，因为输出功率将达到最大值—称为饱和输出功率，用 $(P_o^1)_{sat}$ 表示，其中sat代表饱和。

（2）输入输出回退

输出饱和功率通常指的是与发射机放大器相联系的功率。输入输出饱和功率定义为：

$$IBO = (P_i^1) / (P_i^1)_{sat} \quad OBO = (P_o^1) / (P_o^1)_{sat}$$

其中：IBO是输入回退，OBO是输出回退。

2.9 站对站链路的信噪比（单址）

（3）功率增益

由于转发器是非线性的，SL (SL指卫星)功率增益 取决于其工作点，转发器的饱和增益定义为：

$$(G_{\text{sat}})_{\text{sl}} = (P_o^1)_{\text{sat}} / (P_i^1)_{\text{sat}} \quad (2.53)$$

工作在任意一点的转发器功率增益都有下列值：

$$G_{\text{SL}} = (P_o^1) / (P_i^1) = \text{OBO} (P_o^1)_{\text{sat}} / \text{IBO} (P_i^1)_{\text{sat}} = (\text{OBO} / \text{IBO}) (G_{\text{sat}})_{\text{SL}} \quad (2.54)$$

（4）饱和状态下增益、等效全方向辐射功率和功率流密度之间的关系

转发器由以下两个量来表征：

——单载波工作下 $(\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{SL}}$ 的饱和等效全方向辐射功率 EIRP 。假设卫星转发器用图2.3所示的发射设备，并用 $(P_o^1)_{\text{sat}}$ 代替 P_{tx} ， $(\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{SL}}$ 由下式给出：

$$(\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{SL}} = (P_o^1)_{\text{sat}} G_{\text{Tmax}} / L_{\text{T}} L_{\text{FTX}} \quad (\text{W}) \quad (2.55)$$

——引起转发器饱和的功率通量密度 $(\phi_{\text{sat}})_{\text{SL}}$ ：假设卫星转发器用图2.8所示，并用 $(P_i^1)_{\text{sat}}$ 代替 $P_{\text{RX}} = P_{\text{R}} / L_{\text{FRX}}$ 时，有：

$$(\phi_{\text{sat}})_{\text{SL}} = P_{\text{R}} / A_{\text{reff}} = (P_i^1)_{\text{sat}} L_{\text{frx}} L_{\text{r}} L_{\text{pol}} (4\pi / \lambda u^2) / G_{\text{rmax}} \quad (\text{W/m}^2)$$

转发器的饱和功率由下式给出：

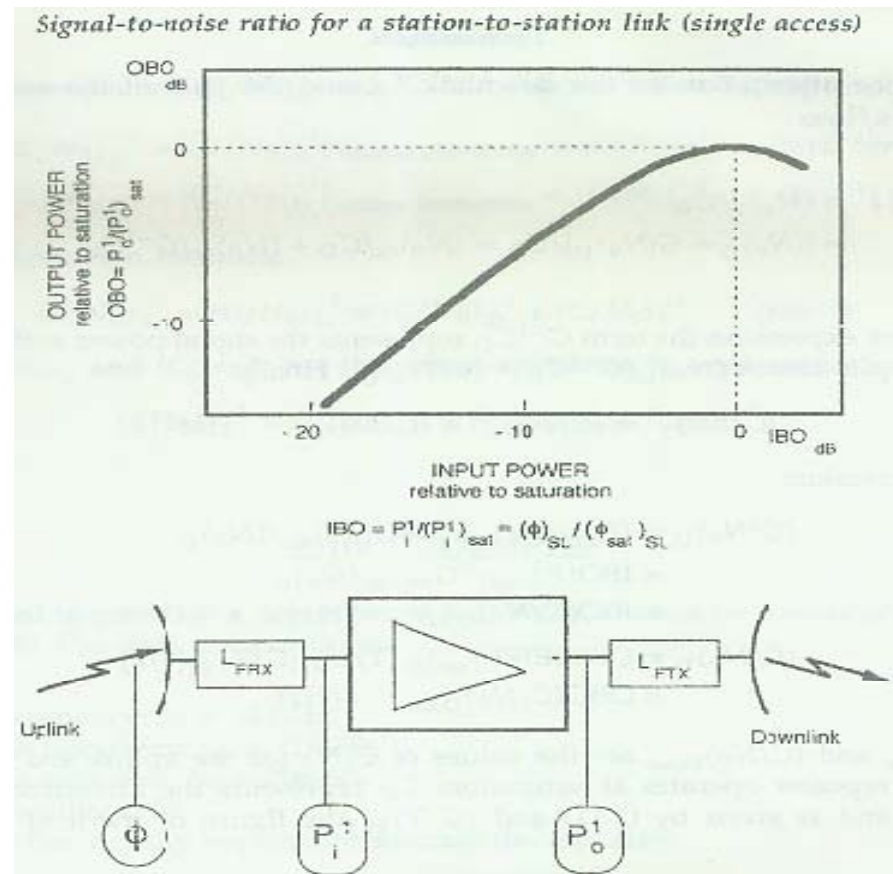
$$\begin{aligned} (G_{\text{sat}})_{\text{SL}} &= (P_o^1)_{\text{sat}} / (P_i^1)_{\text{sat}} \\ &= (L_{\text{T}} L_{\text{ftx}} L_{\text{frx}} L_{\text{r}} L_{\text{pol}} / G_{\text{Tmax}} G_{\text{rmax}}) (4\pi / \lambda_u^2) [(\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{SL}} / (\phi_{\text{sat}})_{\text{SL}}] \end{aligned}$$

2.9站对站链路的信噪比（单址）

注意到输入回退IBO也可以由实际功率通量密度和饱和功率通量密度的比值来表示：

$$IBO = (P_i^1) / (P_i^1)_{\text{sat}} = (\phi_{\text{SL}}) / (\phi_{\text{sat}})_{\text{SL}} \quad (2.58)$$

因此，下图2.30所示单载波工作的转发器特性及表示了标准化输入输出功率间的联系，又表示了标准化输入输出功率流间的联系。



2.9 站对站链路的信噪比（单址）

2 整个链路的 $(C/N_o)_T$ 的表达式

先求不考虑其他系统干扰的情况下的 $(C/N_o)_T$ 的表达式。

(1) 不考虑其他系统干扰下的 $(C/N_o)_T$ 表达式

地球站接收机输入载波的功率为 C_D ，噪声输入则对应下述项的和：

——单独考虑下行链路系统噪声 C/N_o （ $T_D=T_2$ ，由式2.25给出），即下行链路系统信噪比 $(C/N_o)_D$ 。

——经过卫星转发上行链路噪声。两者和为：

$$(N_o)_T = (N_o)_D + G(N_o)_U \quad (\text{W/Hz}) \quad (2.59)$$

这里 $G = G_{SL} G_T G_R / L_{FTX} L_D L_{FRX}$ ，为卫星接收机和地球站接收机输入功率增益的总和，其包含转发器增益 G_{SL} 、卫星发射增益 G_T / L_{FTX} 、下行链路的衰减 L_D 和地球站接收机增益 G_R / L_{FRX} 。

可得到： $(C/N_o)_T^{-1} = (N_o)_T / C_D$

$$= [(N_o)_D + G(N_o)_U] / C_D = (N_o)_D / C_D + (N_o)_U / G^{-1} C_D \quad (\text{Hz}^{-1}) \quad (2.60)$$

在上述表达式中， $G^{-1} C_D$ 代表卫星接收机输入信号功率。因为

$$(N_o)_U / G^{-1} C_D = (C/N_o)_U^{-1},$$

$$\text{最后得: } (C/N_o)_T^{-1} = (C/N_o)_U^{-1} + (C/N_o)_D^{-1} \quad (\text{Hz}^{-1}) \quad (2.61)$$

2.9 站对站链路的信噪比（单址）

此表达式中：

$$\begin{aligned}
 (C/N_o)_U &= (P_i^1)/(N_o)_U = IBO(P_i^1)_{\text{sat}} / (N_o)_U \\
 &= IBO(P_o^1)_{\text{sat}} / (G_{\text{sat}})_{\text{sl}} (N_o)_U \\
 &= IBO(C/N_o)_{u,\text{sat}} \quad (\text{Hz}) \\
 (C/N_o)_D &= (OBO(EIRP)_{\text{sat}})_{\text{sl}} (1/L_D) (G/T)_{\text{ES}} (1/k) \\
 &= OBO(C/N_o)_{d,\text{sat}} \quad (\text{Hz})
 \end{aligned}$$

$(C/N_o)_{u,\text{sat}}$ 和 $(C/N_o)_{d,\text{sat}}$ 分别是转发器工作在饱和状态下对应于上下链路的信噪比值。 L_D 代表下行链路的衰减值， $(G/T)_{\text{ES}}$ 表示地球站品质因素。

（2）考虑其他系统干扰下的信噪比表达式

干扰强加到所需载波上方式：

- 上行链路，卫星转发器的输入，
- 下行链路，地球站接收机的输入。

干扰的效果和链路中干扰使噪声温度增加的效果是相似的，噪声谱密度为：

$$N_o = (N_o)_{\text{without interference}} + (N_o)_I \quad (\text{W/Hz}) \quad (2.62)$$

其中 $(N_o)_I$ 代表由于干扰而增加的噪声功率谱密度。 $(C/N_o)_I$ 表征了信号功率与干扰谱密度间的关系；其在上行链路中用 $(C/N_o)_{I,u}$ 表示，在下行链路中用 $(C/N_o)_{I,d}$ 表示。

2.9 站对站链路的信噪比（单址）

$$(C/No)_U^{-1} = [(C/No)_u^{-1}]_{\text{without interference}} + (C/No)_{I,u}^{-1} \text{ (Hz}^{-1}\text{)}$$

$$(C/No)_D^{-1} = [(C/No)_d^{-1}]_{\text{without interference}} + (C/No)_{I,d}^{-1} \text{ (Hz}^{-1}\text{)} \quad (2.63)$$

总表达式为：

$$(C/No)_T^{-1} = (C/No)_U^{-1} + (C/No)_D^{-1} + (C/No)_I^{-1} \text{ (Hz}^{-1}\text{)} \quad (2.64)$$

$$(C/No)_I^{-1} = (C/No)_{I,u}^{-1} + (C/No)_{I,d}^{-1} \text{ (Hz}^{-1}\text{)} \quad (2.65)$$

2.10例子

设需要通过卫星来建立两地球站间的链路（如图2.29所示），用到数据如下：

- 上行链路所用频率： $f_u=14\text{GHz}$ ，
- 下行链路所用频率： $f_d=12\text{GHz}$ ，
- 下行链路路经损耗： $L_d=206\text{dB}$ ，
- 对于卫星有(SL):
 - 使转发器达饱和的功率流密度： $(\phi_{\text{sat}})_{\text{sl}}=-90\text{dBW/m}^2$
 - 接收天线主轴上的增益： $G_{\text{rmax}}=30\text{dB}$
 - 卫星性能指标： $(G/T)_{\text{sl}}=3.4\text{dBK}^{-1}$
 - 转发器特性（单载波工作）： $\text{OBO(dB)}=\text{IBO(dB)}+6-6\exp[\text{IBO(dB)}/6]$
 - 饱和状态下等效全方向辐射功率： $(\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{sl}}=50\text{dBW}$
 - 发射天线主轴上的增益： $G_{\text{tmax}}=40\text{dB}$
- 忽略以下损耗：传输和接收损耗 $L_{\text{frx}}=L_{\text{ftx}}=0\text{dB}$ ；极化偏差损耗 $L_{\text{pol}}=0\text{dB}$ ；
- 飘移损耗 $L_r=L_t=0\text{dB}$ ；
- 对于地球站有(ES):
 - 地球站性能指标： $(G/T)_{\text{es}}=25\text{dBK}^{-1}$

2.10例子

1、计算工作在饱和状态下转发器增益

$$(G_{\text{sat}})_{\text{sl}} = (P_{\text{o}}^1)_{\text{sat}} / (P_{\text{i}}^1)_{\text{sat}}$$

由式2.55得：

$$(P_{\text{o}}^1)_{\text{sat}} = (\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{sl}} L_{\text{t}} L_{\text{ftx}} / G_{\text{tmax}} \quad (\text{W})$$

因此：

$$(P_{\text{o}}^1)_{\text{sat}} = 50\text{dBW} - 40\text{dBW} = 10\text{W}$$

由式2.56得：

$$(P_{\text{i}}^1)_{\text{sat}} = (\phi_{\text{sat}})_{\text{sl}} G_{\text{rmax}} / L_{\text{frx}} L_{\text{r}} L_{\text{pol}} (4\pi / \lambda u^2) \quad (\text{W})$$

因此：

$$(P_{\text{i}}^1)_{\text{sat}} = -90\text{dBW/m}^2 + 30\text{dBi} - 44.4\text{Bm}^2 = -104.4\text{dBW} = 36\text{pW}$$

$$(G_{\text{sat}})_{\text{sl}} = (P_{\text{o}}^1)_{\text{sat}} / (P_{\text{i}}^1)_{\text{sat}} = 10\text{dBW} - (-104.4\text{dBW}) = 114.4\text{dB}$$

2、计算转发器工作在饱和状态下上行、下行以及整个链路的信噪比C/N₀值

由式(2.61)得：

$$(C/N_{\text{o}})_{\text{u,sat}} = (P_{\text{i}}^1)_{\text{sat}} / kT_{\text{u}} = (P_{\text{i}}^1)_{\text{sat}} (G/T)_{\text{sl}} / kG_{\text{rmax}}$$

$$(C/N_{\text{o}})_{\text{u,sat}} = -104.4 + 3.4 - (-228.6) - 30 = 97.6\text{dBHz}$$

$$(C/N_{\text{o}})_{\text{d,sat}} = (\text{EIRP}_{\text{sat}})_{\text{sl}} (1/L_{\text{d}}) (G/T)_{\text{es}} (1/k) \quad (\text{Hz})$$

2.10例子

$$(C/N_o)_{d,sat} = 50 - 206 + 25 - (-228.6) = 97.6 \text{ dBHz}$$

$$(C/N_o)_{t,sat} = (C/N_o)_{u,sat}^{-1} + (C/N_o)_{d,sat}^{-1} \text{ (Hz}^{-1}\text{)}$$

$$(C/N_o)_{t,sat} = 94.6 \text{ dBHz}$$

3、计算可使 $(C/N_o)_t = 80 \text{ dBHz}$ 以及相应 $(C/N_o)_u$ 和 $(C/N_o)_d$ 值

必可得到：

$$(C/N_o)_u^{-1} + (C/N_o)_d^{-1} = 10^{-8} \text{ Hz}^{-1}$$

因此：

$$IBO(C/N_o)_{u,sat}^{-1} + OBO(C/N_o)_{d,sat}^{-1} = 10^{-8} \text{ Hz}^{-1}$$

这里：

$$10^{-IBO(\text{dB})/10} + 10^{-OBO(\text{dB})/10} = 10^{-1.76}$$

其中：

$$OBO(\text{dB}) = IBO(\text{dB}) + 6 - 6 \exp(IBO(\text{dB})/6)$$

数学计算的：

$$IBO = -16.4 \text{ dB}$$

$$OBO = -10.8 \text{ dB}$$

因此：

$$(C/N_o)_u = IBO(C/N_o)_{u,sat} = -16.4 \text{ dB} + 97.6 \text{ dBHz} = 81.2 \text{ dBHz}$$

$$(C/N_o)_d = OBO(C/N_o)_{d,sat} = -10.8 \text{ dB} + 97.6 \text{ dBHz} = 86.8 \text{ dBHz}$$

2.10例子

4、求在降雨使上行链路衰减6dB时 $(C/No)_T$ 的值

上行链路6dB的衰减将使输入反馈降低6dB，重新IBO的值：

$$IBO(dB) = -16.4dB - 6dB = -22.4dB$$

对应新的输出反馈值为：

$$OBO(dB) = IBO(dB) + 6 - 6 \exp(IBO(dB)/6) = -16.5dB$$

因此：

$$(C/No)_u = IBO(C/No)_{u,sat} = -22.4dB + 97.6dBHz = 75.2dBHz$$

$$(C/No)_d = OBO(C/No)_{d,sat} = -16.5dB + 97.6dBHz = 81.1dBHz$$

且由式(2.61)

$$(C/No)_t = 74.2dBHz$$

为了得到所要求的 $(C/No)_t = 80dBHz$ ，必须使地球站的 $(EIRP)_{es}$ 的值增加6dB。

5、求由于降雨影响使下行链路有6dB 衰减以及由于地球站天线因噪声温度增加而使其性能指标减少2dB情况下的 $(C/No)_T$

$(C/No)_d$ 的值减少8dB，

因此：

$$(C/No)_d = 86.8dBHz - 8dB = 78.8dBHz,$$

由此得：

$$(C/No)_t = 76.8 \text{ dBHz}$$

2.10例子

为了达到所要求的 $(C/No)_T = 80\text{dBHz}$ ，必须提高地球站发射的 $(EIRP)_{ES}$ 值，由此办法使IBO满足下式：

$$IBO^{-1} (C/No)_{u,sat}^{-1} + OBO^{-1} (C/No)_{d,sat}^{-1} = 10^{-8}\text{Hz}^{-1}$$

其中：

$$(C/No)_{u,sat} = 97.6\text{dBHz}$$

$$(C/No)_{d,sat} = 97.6\text{dBHz} - 8\text{dB} = 89.6\text{dBHz}$$

这将得到：

$$IBO = -13\text{dB}$$

$$OBO = -7.7\text{dB}$$

必须使地球站发射的 $(EIRP)_{es}$ 值增加 $-13\text{dB} - (-16.4\text{dB}) = 3.4\text{dB}$ 。

因此：

$$(C/No)_u = IBO(C/No)_{u,sat} = -13\text{dB} + 97.6\text{dBHz} = 84.6\text{dBHz}$$

$$(C/No)_d = OBO(C/No)_{d,sat} = -7.7\text{dB} + 89.6\text{dBHz} = 81.9\text{dBHz}$$