

卫星通信自适应传输的信道估计技术研究

魏瑞刚, 肖娜

(中国电子科技集团公司 第 54 研究所, 石家庄 050081)

摘要: 对卫星通信自适应传输系统的雨衰补偿模型进行了研究, 采用多组数据对地面站的上行链路和下行链路的降雨衰减关系进行拟合, 推导出基于下行链路雨衰预测上行链路雨衰值的公式; 针对卫星通信自适应传输系统反馈延时大, 信道估计准确度不足的问题, 构建了基于独特码序列的信号传输模型, 提出了基于最大似然估计的改进方法, 实现了对接收信号快速、准确的信噪比测量, 通过仿真分析, 改进的信噪比测量算法, 不受信号相位误差和频率误差的影响, 相比原方法, 大幅提高了信噪比估计的准确度, 对卫星通信系统的自适应传输具有重要的工程应用价值。

关键词: 卫星通信; 自适应传输; 雨衰预测; 信噪比测量

Research on Channel Estimation Technology for Adaptive Transmission of Satellite Communication

WEI Ruigang, XIAO Na

(The 54th Research Institute of CRTCC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: This paper studies a rain attenuation compensation model in satellite communication adaptive transmission systems, uses multiple sets of data to fit rainfall attenuation relationship between the uplink and downlink of ground stations, and derives the formula for predicting the uplink rainfall attenuation value based on downlink rainfall attenuation; To address the issues of high feedback delay and inaccurate channel estimation in satellite communication adaptive transmission systems, a signal transmission model based on unique word sequences is constructed, and an improved method based on maximum likelihood estimation is proposed to quickly and accurately measure the signal-to-noise ratio of the received signals. Through simulation analysis, the improved signal-to-noise ratio measurement algorithm is not affected by the errors of signal phase and frequency. Compared with the original method, it significantly improves the accuracy of signal-to-noise ratio estimation and has important engineering application value for adaptive transmission in satellite communication systems.

Keywords: satellite communication; adaptive transmission; rain attenuation prediction; signal to noise ratio measurement

0 引言

随着卫星通信技术的发展和业务需求量的增大, 卫星通信系统需要传输和处理的数据量也越来越大, 这就要求卫星通信地球站的数据传输速率也相应提高, 由于卫星通信系统是功率和带宽受限系统, 对传输效率的要求也越来越严格^[1]。卫星通信系统模型如图 1 所示, 包括业务主站、用户站和卫星, 业务主站和用户站通过卫星的转发实现业务通信, 目前 Ku 和 Ka 频段是卫星通信的主选频段, 在这一频段, 雨的衰减将是卫星链路信号衰减的主要原因, 而且由于频率的增加, 衰减值也迅速提高, 有些地区的衰减可达到 20 dB 以上。为了保证链路

可用度, 降雨备余量会很大, 并且这些备余量只在一年中的小部分时间里是需要的, 而大部分时间将会被闲置起来, 没有被充分利用, 造成系统资源严重浪费。为了有效利用系统的降雨备余量, 需要研究卫星通信系统的自适应传输技术。它是指系统根据无线信道在时间、频率和空间上的变化, 通过接收端反馈的信道状态信息, 自适应的调整传输参数, 使其在信道条件较好时能够提供较高的传输速率, 而在信道质量较差时能够获得较好的传输可靠性, 以保证其上传输信息的正确接收, 从而在保证了一定可靠性的前提下, 最大限度的利用无线信道资源^[2-3], 文献 [4] 分析了衰落信道下的自适应传输系统, 文献 [5] 分析了信道估计和信道预测技术对自

收稿日期:2024-12-04; 修回日期:2025-01-09。

基金项目:河北省智能化信息感知与处理重点实验室发展基金项目资助课题(SXX22138X002)。

作者简介:魏瑞刚(1985-),男,硕士,高级工程师。

引用格式:魏瑞刚,肖娜. 卫星通信自适应传输的信道估计技术研究[J]. 计算机测量与控制, 2025, 33(5): 280-287.

适应传输系统的性能影响。

在自适应传输系统中, 为了实现自适应传输系统的高效、可靠传输, 需要综合考虑卫星和地面站的接收和发射能力以及相对位置参数, 根据接收站对信标或信号的功率测量值, 以及雨衰估计的结果, 获得信道情况的估计结果, 并据此配置通信站工作参数。在通信过程中, 需要根据接收站对业务载波的信噪比测量值, 修正信道估计结果, 完成恒参信道的闭环估计, 并据此重配置通信站参数^[6-10]。

自适应传输系统的要求接收设备能够快速、准确的对接收信号进行信噪比测量, 对信道的雨衰情况进行评估, 以辅助中心站或发射端根据信道特性选择最佳的传输方式, 确保通信链路的可靠性和有效性。如果信道特性估计偏差过大, 那么据此选择的自适应传输方式的传输效率将会降低, 甚至出现效率不如固定传输方式的情况。

目前信噪比估计的算法有基于数据辅助和基于非数据辅助的估计算法, 基于非数据辅助的一般实现简单, 但是估计精度不高, 因此, 基于数据辅助的信噪比估计算法受到众多学者的广泛关注, 基于数据辅助的算法常用的有最小二乘估计算法, 最小均方误差算法, 最大似然估计算法等。根据文献 [11] 的研究结论, 最大似然估计方法具有最优的性能, 但是, 最大似然估计法是有偏估计, 文献 [12] 对传统的最大似然估计公式进行了修改, 乘以与数据块长度相关的参数, 降低了最大似然估计方法的偏离度。同样是为了降低最大似然估计的偏离度, 有的学者从最大似然估计公式出发, 采用迭代算法, 使估计出的信号功率更接近实际信号功率, 但是这种算法大大增加了运算量, 而且低信噪比条件下仍然是有偏估计, 实际工程应用的范围受限^[13-19]。

本文从自适应传输系统的原理出发, 分析了雨衰对卫星通信链路信号传输的影响, 给出了雨衰估计的方法, 同时对传统的信噪比估计算法进行了改进, 进一步提升了信噪比的估计精度, 同时硬件实现的运算量也大幅降低。

1 自适应传输原理

自适应传输方法在卫星通信应用中有着很重要的作用, 尤其在 Ka 频段中可以有效保障链路可用率, 提升业务与信道的适配性。常用的自适应传输方法有自适应编码调制方法和链路自适应功率控制的方法, 自适应编码调制方法的主要原理如图 1 所示, 通过自适应地选取最优的编码调制方式, 与信道状态进行匹配选择。

自适应编码调制的目的是提升卫星通信系统的功率利用率, 在卫星信道条件较差时, 减小数据传输吞吐量, 在信道条件较好时, 增大数据吞吐量, 保证系统功

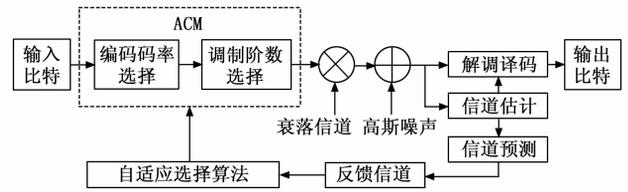


图 1 自适应编码调制原理框图

率利用率和误码性能的前提下, 根据信道变化质量, 提供较好的频谱效率。具体工作流程如下, 卫星站的发端的信息经过编码调制变频处理后, 发射到卫星转发器, 卫星转发器转发给卫星收端站, 卫星收端站对接收到的信号的信道状态的估计, 一般是估计信号的信噪比, 并将估计得到的信噪比通过反向信道传送给卫星发射端站, 卫星发射端站根据接收的信道状态, 依据一定的规则, 改变调制方式、编码方式、以及传输速率等参数, 保证系统能够在当前信道条件下进行数据有效传输。

链路自适应功率控制可保证系统通信容量和链路在降雨环境下的可靠性, 其基本原理是: 各地球站计算链路降雨的损失, 同时监测来自卫星的信号强度, 再对地球站的发射功率进行自适应调整, 动态补偿链路的雨势衰减, 确保信号保持在适宜的工作电平。使卫星转发器与晴天时基本一致地接收到地球站发射的信号电平。

1) 开环控制:

开环上行功率控制是地球站利用接收卫星信标信号电平的变化量测量下行链路的雨衰值, 并且通过下行雨衰估计上行链路的雨衰值, 调整卫星站发射端的发射功率, 使得发射功能够抵消掉估算的上行雨衰值。但是这种补偿不可能是十分准确的, 误差不可避免, 开环控制方式的原理框图如图 2 所示。

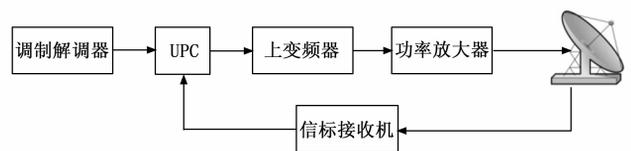


图 2 开环控制雨衰补偿原理框图

开环控制的工作流程是首先将信标的参考值确定在晴天下的监控下进行。参考值是在当地没有降雨的情况下测量得到的信标电平, 很容易被确定为信标参考电平, 因为一年中降雨的时间很少。下行衰减值可在稍后降雨时与参考电平比较所测的信标电平而得, 接下来下行频率衰减转换为上行频率衰减, 通过一个衰减频率转换模型。

2) 闭环控制:

闭环式控制是卫星地球站将接收到的卫星信标信号, 与通过回环探测到的环回信号的信噪比进行比较,

然后再去控制地球站的上行功率，这种方法所估计的上行信号的雨衰值和上行功率控制的控制量都具有很高的精确度，原理如图 3 所示。

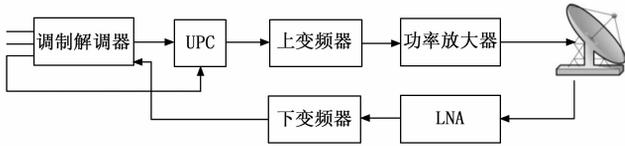


图 3 闭环控制雨衰补偿原理框图

2 降雨对链路传输的影响

降雨引起的传输衰耗是电磁波穿过降雨层所引起的附加传输衰减量，ITU-R 564-4 中建议的方法，降雨衰减量（雨衰） A_{rain} 可以用一个雨衰系数（雨衰率） γ_R (dB/km) 与降雨等效路径长度 L_e (km) 的乘积来表示：

$$A_{rain} = \gamma_R L_e \text{ (dB)} \quad (1)$$

由于降雨是一个随机的、非均匀的过程，准确地估计降雨对电波传播的影响是困难的，只能结合电波传播及气象学等理论，在大量实验数据的基础上，用统计的方法、建立预测计算模型，得出方便实用的经验关系，来进行工程计算。值与电磁波频率和降雨强度 (mm/h) 有关， L_e 是电波穿过雨区的几何路径长度再考虑到一些因数而进行调节的、用于计算降雨衰耗的等效路径长度。降雨衰减量 A_{rain} 是指在平均年度的统计期间内，预计超过的衰减量，用百分比形式表示。0.1% 时间的降雨衰减量为 5 dB，这表示每年平均有 0.1% 的时间（约 526 分钟）降雨衰减超过 5 dB，记作 $A_{0.1} = 5 \text{ dB}$ 。与此相关的是雨衰可用率，0.1% 雨衰量对应的可用率为 99.9%。99.9% 时间内的 5 dB 雨衰可用率意味着，平均每年中 99.9% 的时间，降雨造成的信号衰减不会超过 5 dB。进行降雨衰减量的概率统计分析一般是先求出 $A_{0.01}$ ，即求出 0.01% 时间的雨衰量（与此的雨衰量可用率为 99.99%），然后，按统计模型从 $A_{0.01}$ 转化成任意百分数的雨衰量。根据世界气候区分布图，我国各地分属 C、E、F、K、N 等 5 个气候区，东南部为 N 区，中部大部为 K 区，我国海区大部分为 N 区和 M 区，N 区是雨衰比较大的地区，表 1 列出了 M 区、N 区降雨状况。

表 1 降雨率超过值 (mm/hr)

时间百分比/%	M 区降雨率/(mm/hr)	N 区降雨率/(mm/hr)
1	4	5
0.1	22	35
0.01	63	95
0.001	120	180

根据 ITU-R 建议降雨衰减的计算步骤如下：

1) 确定年平均时间不超过 0.01% 的降雨率 $R_{0.01}$ ：

根据地球站的位置，由当地气象部门获得降雨率数据或通过 ITU-R P837-3 给出的年平均时间不超过 0.01% 的降雨率分布图查出 $R_{0.01}$ 。

2) 计算有效降雨高度 h_R ：

根据地球站的位置，由当地气象部门获得有效降雨高度 h_R 数据或通过 ITU-R P839-3 给出的 0 °C 平均等温线的海拔高度曲线查出 h_0 ，再由公式 (2) 计算出：

$$h_R = h_0 + 0.36 \quad (2)$$

3) 计算降雨高度下的穿过雨区的斜距 L_s ：

当天线仰角 $E \geq 5^\circ$ 时，穿过雨区的斜距 L_s 由公式 (3) 进行计算；如果天线仰角 $E < 5^\circ$ ，则按公式 (4) 进行计算：

$$L_s = (h_R - h_s) / \sin \theta \quad (3)$$

$$L_s = \frac{2(h_R - h_s)}{\left\{ \sin 2\theta + \frac{2(h_R - h_s)}{R_e} \right\}^{1/2}} \sin \theta \quad (4)$$

是地球站的海拔高度。

4) 计算斜距 L_s 的水平投影距离 L_G ：

斜距 L_s 的水平投影距离 L_G 由公式 (5) 进行计算：

$$L_G = L_s \cos \theta \quad (5)$$

5) 计算降雨衰减系数：

根据公式 (6) 计算降雨衰减系数 γ_R ，其中参数 k 和 α 的值由 ITU-R P. 838-1 查表得到：

$$\gamma_R = k(R_{0.01}) \quad (6)$$

6) 计算 0.01% 时间的水平调节因子 $\gamma_{0.01}$ ：

根据公式 (7) 计算 0.01% 时间的水平调节因子 $\gamma_{0.01}$ ：

$$\gamma_{0.01} = [1 + 0.78 \sqrt{L_G \gamma_R / f} - 0.38(1 - e^{-2L_e})]^{-1} \quad (7)$$

7) 计算 0.01% 时间的垂直调整因子 $v_{0.01}$ ：

根据公式 (8) 计算 0.01% 时间的垂直调节因子：

$$v_{0.01} = \left\{ 1 + \sqrt{\sin \theta} [31(1 - e^{-(1+\chi)})] (\sqrt{L_s \gamma_R / f^2}) - 0.45 \right\}^{-1} \quad (8)$$

$$\chi = \begin{cases} 36 - |\eta| & |\eta| < 36^\circ \\ 0 & |\eta| \geq 36^\circ \end{cases} \quad (9)$$

η 为地球站所在位置的纬度。

8) 计算有效路径长度：

根据公式 (10) 计算有效路径长度：

$$L_e = L_s v_{0.01} \quad (10)$$

9) 计算不超过年平均 0.01% 的降雨衰减：

根据公式 (11) 计算不超过年平均 0.01% 的降雨衰减量：

$$A_{0.01} = \gamma_R L_e \quad (11)$$

10) 计算年平均其它百分数的衰减:

从不超过年平均 0.01% 的衰减估算不超过年平均其它百分数 (在 0.001%~5% 之间) 的衰减可按:

$$A_p = A_{0.01} \left(\frac{p}{0.01} \right)^{-[0.655+0.033 \ln(p)-0.045 \ln(A_{0.01})-\beta(1-p) \sin \theta]} \quad (12)$$

p 为百分比时间; θ 是地面站天线仰角; β 为一个与卫星地面站地理纬度、天线仰角有关的中间参数, 其值的计算公式如下:

$$\beta = \begin{cases} 0 & \text{当 } p \geq 1\% \text{ 或 } |\eta| \geq 36^\circ \\ -0.005(|\eta| - 36) & \text{当 } p < 1\%, \text{ 或 } |\eta| < 36^\circ, \theta \geq 25^\circ \\ -0.005(|\eta| - 36) + 1.8 - 4.25 \sin \theta & \text{其他} \end{cases} \quad (13)$$

3 信道估计方法

3.1 雨衰值估计方法

f_1 假定频率的降雨衰减值为 A_1 , f_2 则频率的降雨衰减值为 A_2 可用统计公式求出:

$$\frac{A_2}{A_1} = \frac{\varphi(f_2)}{\varphi(f_1)} \quad (14)$$

$$\varphi(f) = \frac{\varphi^{1.72}}{1 + 3 \times 10^{-7} f^{3.44}} \quad (15)$$

其中: A_1 和 A_2 是指对应于射频频率 f_1 和 f_2 时, 相同概率值下的降雨衰减, 通过采用多组数据对地面站的上下行链路降雨衰减关系进行拟合, 得出上下行链路的统计关系式如公式 (16):

$$Y = 1.8373X - 0.721 \quad (16)$$

3.2 信噪比估计方法

3.2.1 信号模型

设计物理层帧结构时, 在有效数据的前面加独特字 (UW 序列), 采用已知的独特字序列进行信道估计, 信号模型如图 4 所示。

UW	数据	UW	UW	数据
----	----	----	----	----

图 4 信号模型

序列由 I 路 (同相) 和 Q 路 (正交) 信号组成。 I 路信号和 Q 路信号可以通过下面的表达式得到:

$$I = \cos(\theta_{[n]}), 0 \leq n < U \quad (17)$$

$$Q = \sin(\theta_{[n]}), 0 \leq n < U \quad (18)$$

为序列长度。

当产生 Frank-Zadoff 序列时, $\theta_{[n]} = \theta_{\text{Frank}} [n]$, $\theta_{\text{Frank}} [n]$ 可以由下式得到:

$$\theta_{\text{Frank}} [n = p + q \sqrt{U}] = \frac{2\pi pq}{\sqrt{U}}, p = 0, 1, \dots, \sqrt{U} - 1, q = 0, 1, \dots, \sqrt{U} - 1 \quad (19)$$

当产生 Chu 序列时, $\theta_{[n]} = \theta_{\text{Chu}} [n]$, $\theta_{\text{Chu}} [n]$ 可以由下式得到:

$$\theta_{\text{Chu}} [n] = \frac{\pi n^2}{U} \quad (20)$$

一般情况下采用 Frank 序列的抗误码性能要好一些。但是由于 Frank 序列的特殊性, 只有在序列长度为 16、64、256 时才能使用 Frank 序列, 其它情况下需采用 Chu 序列。

根据 UW 序列的特殊性可以知道, 当采用 1 块 UW 序列作为训练序列时, 每一个子信道的频率响应估计值可以由下式得:

$$\hat{H}_k = \frac{Y_k}{X_k}, k = 0, 1 \dots M - 1 \quad (21)$$

当采用 2 块 UW 序列作为训练序列时, 每一个子信道的频率响应估计值可以由下式得:

$$\hat{H}_k = \frac{1}{2} \sum_{n=1}^2 \frac{Y_k^{(n)}}{X_k}, k = 0, 1 \dots M - 1 \quad (22)$$

依此类推, 当采用 3 块 UW 序列作为训练序列时, 每一个子信道的频率响应估计值可以由此式得:

$$\hat{H}_k = \frac{1}{3} \sum_{n=1}^3 \frac{Y_k^{(n)}}{X_k}, k = 0, 1 \dots M - 1 \quad (23)$$

可以得出, 若增加用于信道估计的 UW 序列的个数, 则可以达到对信道特性更准确的估计, 进而得到更好的均衡效果。

3.2.2 信噪比估计算法

目前信噪比估计的方法主要有基于直接判决反馈法和基于数据辅助的估计方法, 其中基于直接判决反馈的估计算法由于实现简单而得到了广泛的应用, 这种算法在高信噪比下的估计性能与最佳估计器的性能接近; 但在低信噪比情况下, 估计性能受误码率的影响而严重恶化。基于数据辅助的信噪比估计方法是在发送数据中插入独特字序列, 在接收端利用这些已知的独特字进行相关运算得到估计的信噪比。在设计系统传输体制时, 会发送一定的导频来实现系统同步, 因此信噪比估计可以利用这些已有的导频序列来实现, 并没有对信道吞吐量有额外的影响, 而且只需要用较少的数据, 而估计性能优于直接判决反馈法, 所以相对来说数据辅助估计算法更适用于实际系统。

本文采用 QPSK 信号, 通过对最大似然估计算法的改进, 可以同时具有更好的精度和更高的可信度, 而且不受接收机相位误差的影响。性能要优于上述算法, 该算法优先估计信道噪声的功率, 再估计有用信号的功率, 通过计算得到信噪比, 下面详细介绍这种算法。

1) 最大似然估计算法:

最大似然估计算法复信号的信噪比的估计值:

$$\rho_{ML} = \frac{\left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (r_{I_i} m_{I_i} + r_{Q_i} m_{Q_i}) \right]^2}{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (r_{I_i}^2 + r_{Q_i}^2) - \left[\frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (r_{I_i} m_{I_i} + r_{Q_i} m_{Q_i}) \right]^2} \quad (23)$$

其中：复接收数据

$$r_k = \sqrt{S}m_k + \sqrt{N}z_k \quad (24)$$

m_k 是功率为 1 的复信息数据， z_k 是方差为 1 的高斯白噪声， S 为信号功率系数， N 是噪声功率系数。对 QPSK 信号，上式写成 I、Q 两路的形式：

$$r_k = r_{I_k} + jr_{Q_k} = \sqrt{S}(m_{I_k} + jm_{Q_k}) + \sqrt{N}(z_{I_k} + jz_{Q_k}) \quad (25)$$

$$r_{I_k} = \sqrt{S}m_{I_k} + \sqrt{N}z_{I_k} \quad (26)$$

$$r_{Q_k} = \sqrt{S}m_{Q_k} + \sqrt{N}z_{Q_k} \quad (27)$$

从数学上讲，如果 S 和 N 是可以任意取值的变量，那么信噪比估计值的均值等于真实信噪比。但是，不能忽略另一个重要的约束条件：

$$E(|r|^2) = S + N \quad (28)$$

S 和 N 是不能任意取值的。

既然已经获得发送的信息数据序列，那么就可以利用该序列与接收序列作类似解扩的复数相关运算：

$$e = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (r_{I_k} m_{I_k}^*) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [(r_{I_k} + jr_{Q_k})(m_{I_k} - jm_{Q_k})] = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [(r_{I_k} m_{I_k} + r_{Q_k} m_{Q_k}) + j(m_{I_k} r_{Q_k} - m_{Q_k} r_{I_k})] \quad (29)$$

ML-DA 中：

$$\hat{S}_{ML} = [Re(e)]^2 \quad (30)$$

将 (6) 和 (7) 代入上式中，根据信号模型定义 $m_{I_k}^2 + m_{Q_k}^2$ 得到：

$$e = \sqrt{S} + \frac{\sqrt{N}}{K} \left[\sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) + j \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{Q_k} - m_{Q_k} z_{I_k}) \right] \quad (31)$$

e 的实部包含了信号幅度分量。对 e 取模，求平方，有：

$$|e|^2 = \left[\sqrt{S} + \frac{\sqrt{N}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \right]^2 + \left[\frac{\sqrt{N}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{Q_k} - m_{Q_k} z_{I_k}) \right]^2 = S + \frac{N}{K^2} \left[\sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \right]^2 + \frac{N}{K^2} \left[\sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{Q_k} - m_{Q_k} z_{I_k}) \right]^2 + \frac{\sqrt{S}\sqrt{N}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \quad (32)$$

下面求接收序列 $r = \{r_0, r_1 \dots r_{k-1}\}$ 模平方的平均值：

$$|r|^2 = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} [\sqrt{S}m_{I_k} + \sqrt{N}z_{I_k}]^2 + [\sqrt{S}m_{Q_k} + \sqrt{N}z_{Q_k}]^2 = S + N + 2 \frac{\sqrt{S}\sqrt{N}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \quad (33)$$

则：

$$|r|^2 - |e|^2 = N - \frac{N}{K^2} \left[\sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \right]^2 - \frac{N}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{Q_k} - m_{Q_k} z_{I_k})^2 = N - \frac{N}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k}^2 z_{I_k}^2 + m_{Q_k}^2 z_{Q_k}^2 + m_{I_k}^2 z_{Q_k}^2 + m_{Q_k}^2 z_{I_k}^2 + \epsilon) = N - \frac{1}{K} N - \epsilon \quad (34)$$

$$\epsilon = \frac{N}{K^2} \sum_{k=0}^{K-1} \left\{ \sum_{i=0, i \neq k}^{K-1} [(m_{I_i} z_{I_i} + m_{Q_i} z_{Q_i})(m_{I_i} z_{I_i} + m_{Q_i} z_{Q_i}) + (m_{I_i} z_{Q_i} - m_{Q_i} z_{I_i})(m_{I_i} z_{Q_i} - m_{Q_i} z_{I_i})] \right\} \quad (35)$$

下面对这些包含随机变量的公式作近似。由于 m_{I_k} 、 m_{Q_k} 取正负值的概率相等， z_{I_k} 、 z_{Q_k} 是方差归一化的高斯白噪声。所以 ϵ 是均值为 0 的随机变量，并且随着 K 的增大， ϵ 越接近 0。因此，作第 1 个近似 $\epsilon \approx 0$ 则得到噪声功率的估计：

$$\hat{N} = \frac{k}{K-1} (|r|^2 - |e|^2) \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \quad (36)$$

也是均值为 0 的随机变量，当 K 较大时，作第 2 个近似

$$2 \frac{\sqrt{S}\sqrt{N}}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (m_{I_k} z_{I_k} + m_{Q_k} z_{Q_k}) \approx 0 \quad (37)$$

得到信号功率的估计值：

$$\hat{S} = |r|^2 - \hat{N} = \frac{K}{K-1} |e|^2 - \frac{1}{K-1} |r|^2 \quad (38)$$

至此可以得出新的无偏 (non bias) 信噪比估计公式：

$$\hat{\rho}_{NB} = \frac{|e|^2 - \frac{1}{K} |r|^2}{|r|^2 - |e|^2} \quad (39)$$

2) 最大似然估计的改进算法：

设定去调制后的信号 z_k 为：

$$z_k = r_k a_k^* = \sqrt{S} \theta_k + \sqrt{N} n_k a_k^* \quad (40)$$

式中， $\theta_k = 2\pi k v + \theta_0$ ， $k=1, \dots, K$ ， V 设定为频偏， θ_0 为固定相偏。

由于信号和噪声的总功率 \hat{R} 可以变形为：

$$\hat{R} = \frac{1}{K-1} \sum_{k=0}^K |r_k|^2 = \frac{1}{K-1} \sum_{k=0}^K |r_k a_k^*|^2 = \frac{1}{K-1} \sum_{k=0}^K z_k^* z_k \quad (41)$$

因此，估计值 $\hat{R}\hat{S}$ 和 \hat{N} 可以全部用去调制信号来表示。

z_k 的自相关函数 R_{C_1} 表示为：

$$R_{C_1} = \frac{1}{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} z_k^* z_{k+1} \quad (42)$$

展开式为:

$$R_{c_1} = \frac{1}{K-1} \sum_{k=1}^{K-1} \left[\begin{aligned} &Se^{j2\pi v} + Nn_{k+1}a_{k+1}^*n_k^*a_k + \\ &\sqrt{S} \sqrt{N}e^{j\theta_{k+1}}(n_k a_k^*) + e^{-j\theta_k}(n_{k+1}^* a_{k+1}) \end{aligned} \right] \quad (43)$$

$2\pi v = \theta_k - \theta_{k-1}$ 是残余的固定相偏, 我们可以看到自相关函数 R_{c_1} 与总功率 \hat{R} 表达式很相近, 区别在于: \hat{R} 是 z_k 的自相关, 而 R_{c_1} 是对连续两点 z_k 和 z_{k+1} 的互相关, 并且噪声功率 $n_k a_k^*$ 的自相关度变小。

利用自相关我们得到了最大似然估计改进算法的表达式:

$$\hat{S}_{CFR_1, DA} = \left| \frac{1}{K-1} \sum_{k=0}^{K-1} z_{k+1} z_k^* \right| \quad (44)$$

$$\hat{\gamma}_{CFR_1, DA} = \frac{\hat{S}_{CFR_1, DA}}{\frac{1}{K} \sum_{k=0}^K |r_k|^2 - \hat{S}_{CFR_1, DA}} \quad (45)$$

4 仿真结果分析

4.1 不同地区不同可用度雨衰情况仿真分析

设置 Ku 频段频率为 14.25 GHz, Ka 频段频率为 30.2 GHz, 仿真不同地区的可用度与雨衰值之间的关系, 仿真结果如图 5 和图 6 所示, 从图可得到, 随着可用度的上升, 雨衰值也在加大, 而且不同地区的雨衰值也不同, 这是由于不同地区的降雨率不同导致的。

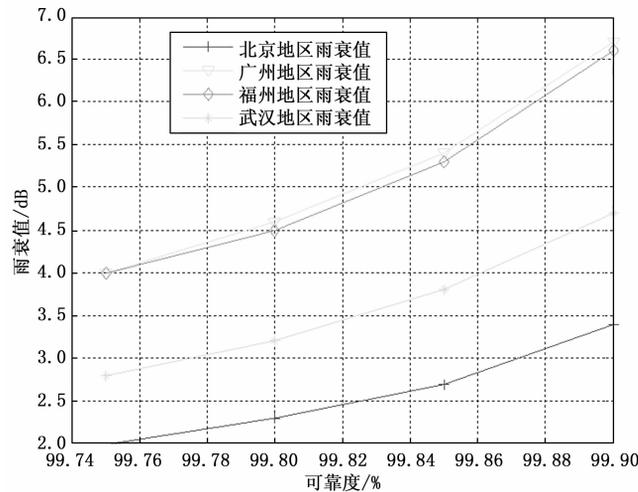


图 5 Ku 频段 (14.25 GHz) 雨衰值与可用度仿真曲线

4.2 雨衰值预测仿真分析

图 7 是按照 ITU-R 模型构造的上下行链路降雨衰减序列, 上行链路 (30 GHz) 的降雨衰减较下行链路衰减严重; 图 8 是由下行链路进行预测上行链路的仿真图; 图 9 是图 8 中预测的上行链路降雨衰减与图 7 中由 ITU-R 构造的上行链路降雨衰减的差值, 即预测误差。从仿真图可看到, 采用基于下行链路的雨衰值完全可以预测上行链路的雨衰值, 预测误差在 1.1 dB 以内, 可指导系统工程应用。

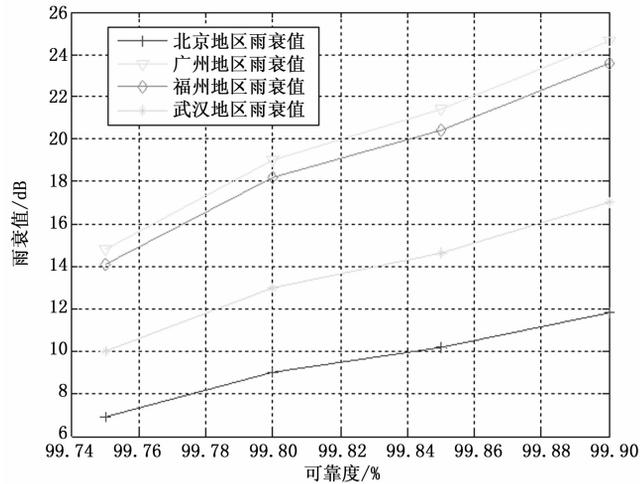


图 6 Ka 频段 (30.2 GHz) 雨衰值与可用度仿真曲线

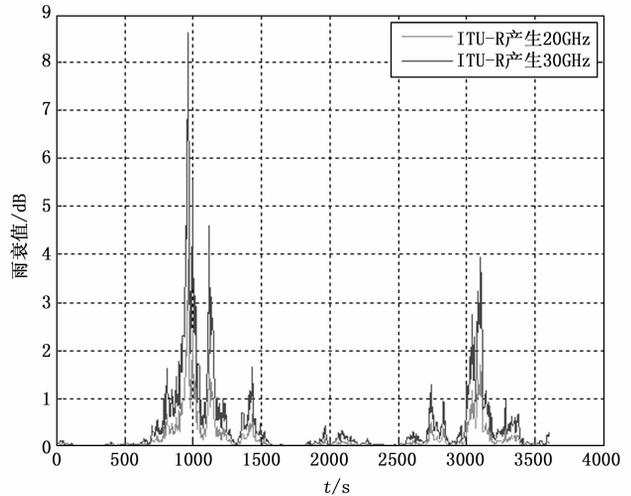


图 7 上下行链路雨衰减情况

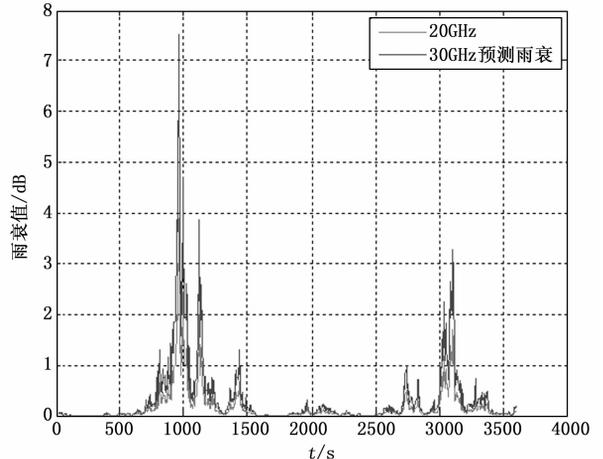


图 8 下行链路预测上行链路雨衰值

4.3 信噪比估计导频序列仿真分析

仿真时所采用的调制方式为 QPSK 调制, 信道是以

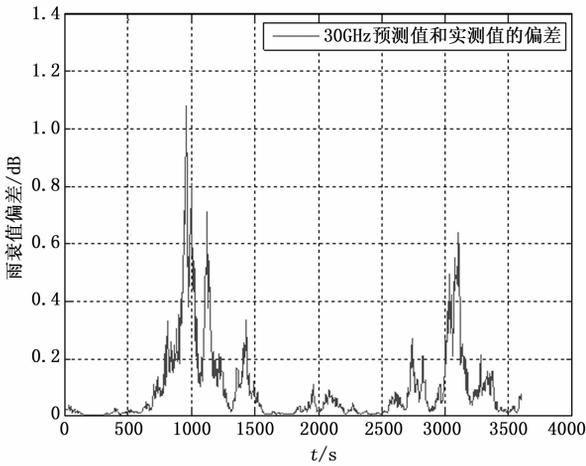


图 9 上行链路实测值和预测值的偏差

降雨衰减为乘性噪声、AWGN 为加性噪声的信道，信噪比估计采用最大似然改进算法，独特字序列选择长度为 64 的 Chu 序列，FFT 运算点数为 512，仿真结果如图 10~11 所示。

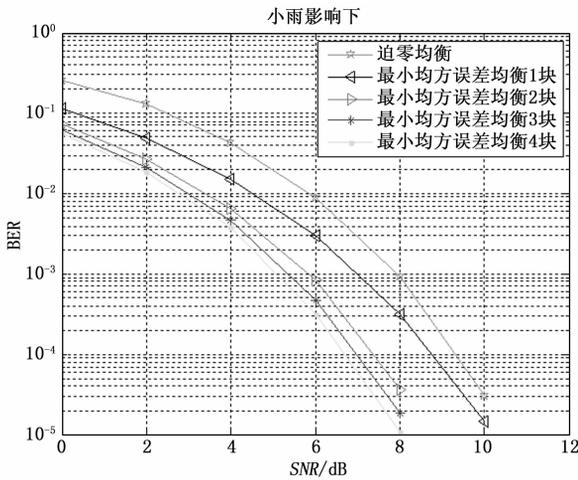


图 10 小雨影响下

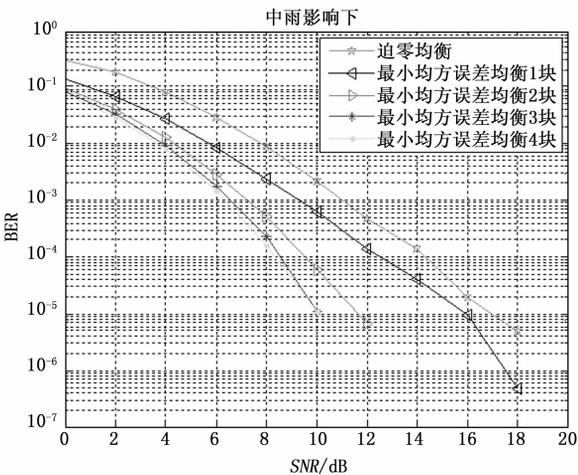


图 11 中雨影响下

从图中的仿真结果可得出，在降雨条件下，数据帧结构中插入的独特字序列块数越多，系统的链路性能越好，在每 1 块数据结构插入 2 块独特字序列相对于插入 1 块独特字序列改善最为明显，但若再增加独特字序列的块数时，系统性能的改善并不明显，而增加独特字序列的块数，系统的开销必然会增大，需要独特字块数和系统开销之间有一平衡。

4.4 最大似然估计和改进算法所估计的信噪比的均值比较

假设采用 QPSK 信号，观测长度取为 128，仿真最大似然估计和改进算法所估计的信噪比的均值，仿真结果如图 12 所示，由图可知，随着信噪比的增大，最大似然估计算法估计值与真实值之间的差值变小，当信噪比大于 -6 dB 时，估计值与真实值之间的差值稳定在 0.46 dB，而改进算法在信噪比大于 -10 dB 时，估计值与真实值之间的差值稳定在 0.1 dB，改进算法的估计准确度较原算法提升 0.36 dB。

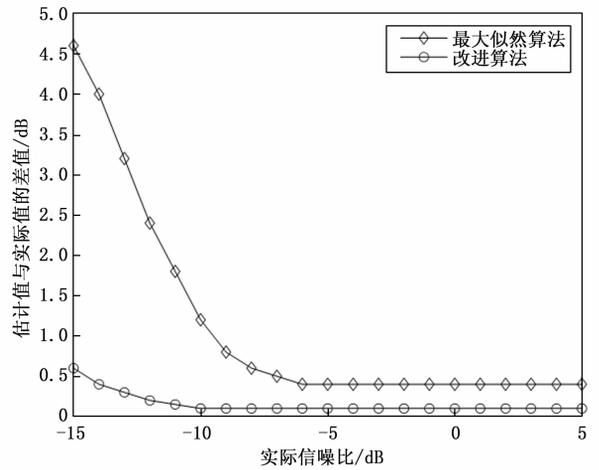


图 12 信噪比估计的均值曲线

4.5 频偏对信噪比估计的影响

SNR = -2 dB，存在频偏似的信噪比估计的均值曲线，如图 13 所示，RE-DA SNR 估计器在导频长度为 36 和 128 符号时，随着频偏的增大，估计差值也越来越大。对于 128 符号导频的 RE-DA SNR 估计器在频偏 = 0.004 时，估计误差为 1.5 dB，而采用本算法导频长度为 256 符号时，频偏的变化对估计结果基本无影响。

5 结束语

本文针对基于卫星通信的自适应传输系统，给出了自适应雨衰补偿和自适应编码调制的原理，对于自适应雨衰补偿，分析了雨衰对链路传输的影响，并研究了基于下行链路上行链路的雨衰估计方法，通过仿真分析，预测值和实测值偏差小于 1.1 dB，可实现卫星通

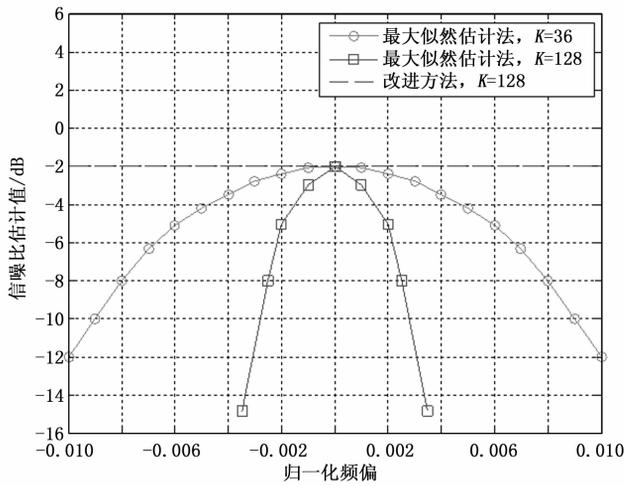


图13 信噪比估计曲线

信系统中基于接收端链路衰减值反馈对端发射端的功率控制应用。

针对信噪比估计的计算方法,构造了链路传输模型,提出了一种基于最大似然估计的改进算法,通过仿真分析,改进的算法可减小了信噪比估计的误差,而且改进的算法不受相位误差和频率误差的影响,极大的提高了自适应传输系统的稳定性,对通信系统的工程实现具有较好的参考价值。

参考文献:

- [1] 翁丽娜, 刘轶铭, 刘磊, 等. 无线链路质量评估及预测方法综述 [J]. 中国电子科学研究院学报, 2016 (3): 239-243.
- [2] 周凡琨, 张晓林, 李赞. 火星-地球中继通信链路预算分析 [J]. 遥测遥控, 2018, 39 (2): 48-56.
- [3] 李子龙, 娄景艺, 屈晓旭. Ku 频段卫星通信链路计算 [J]. 通信技术, 2015, 48 (6): 662-666.
- [4] LIN Z, ZHAO B, AN K, et al. Correlated equilibrium based distributed power control in cognitive satellite-terrestrial networks [J]. IEEE Commun. Lett, 2021, 25 (3): 945-949.
- [5] ALWIS C D, KALLA A, PHAM Q V, et al. Survey on 6G frontiers: trends, applications, requirements, technologies and future research [J]. IEEE Open J. Commun. Soc, 2021, 2: 836-886.
- [6] 张春海, 李洪涛, 赵文军, 等. 卫星导航系统链路预算方法研究 [J]. 全球定位系统, 2013, 38 (6): 62-67.
- [7] 杨清森, 杨仁庆, 赵春昊. 卫星通信的链路性能分析 [J]. 数字通信世界, 2019 (7): 16-19.
- [8] 韩明钥, 周智勇, 张金贵. 基于复杂信道服务模型的高效

- 可靠链路控制方法 [J]. 计算机测量与控制, 2023, 32 (10): 132-138.
- [9] 于森, 康健. Ka 频段卫星通信系统雨衰混合补偿算法 [J]. 吉林大学学报, 2015 (1): 33-35.
- [10] 廖勇, 韩小金. 基于机器学习的 OTFS 系统信道估计与信号检测研究进展 [J]. 移动通信, 2024, 48 (7): 46-56.
- [11] GAPPMAIR W. Data-aided snr estimation for bandlimited optical intensity channels [J]. Sensors, 2022 (22): 22.
- [12] WANG W, SHEN Y, WANG Y. Low-complexity non-data-aided snr estimation for multilevel constellations [J]. IEEE Communication Letters, 2020, 24: 113-116.
- [13] YANG K, HUANG Z, WANG X, et al. An snr estimation technique based on deep learning [J]. Electronics, 2019, (8) 10: 1139.
- [14] XIE X, PENG S, YANG X. Deep learning-based signal-to-noise ratio estimation using constellation diagrams [J]. Mobile Information Systems, 2020: 1-9.
- [15] ROGERS J T, BALL J E, GURBUZ A C. Data-driven covariance estimation [C] //IEEE International Symposium on Phased Array Systems & Technology (PAST), 2022: 1-5.
- [16] SEO D, PARK J, RAJENDRAN S. Cnn-based burst signal detection with covariance in 2022 [J]. IEEE International Conference on information and Communication Technology Convergence (ICTC), 2021: 470-473.
- [17] RUDER S. An overview of gradient descent optimization algorithms [J]. Arxiv Preprint Arxiv: 1609.04747, 2016.
- [18] ITU. Specific attenuation model for use in prediction methods: ITU-R P. 838-3 [S]. Geneva: ITU, 2017.
- [19] ITU. Propagation data and prediction methods required for the design of earth-space telecommunication systems: ITU-R P. 618-13 [S]. Geneva: ITU, 2017.
- [20] ITU. Attenuation due to clouds and fog: ITU-R P. 840-8 [S]. Geneva: ITU, 2019.
- [21] 卓娜娜, 向路平, 胡杰, 等. 基于端到端系统的导频插入和信道估计设计 [J]. 移动通信, 2024, 48 (6): 34-39.
- [22] O' SHEA T J, KARRA K, CLANCY T C. Learning to communicate: Channel auto-encoders, domain specific regularizers, and attention [C] //2016 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology (ISSPIT). IEEE, 2016: 223-228.