FDD 卫星信道中的伪信道互易性

ReiRichter，学生会员，IEEE，Itsik Bergel，高级会员，IEEE，
Yair Noam，会员，IEEE，Ephi Zehavi，会士，IEEE

arXiv:2305.01608v1 [eess.SP] 2 May 2023

摘要

信道互易性可以显著减少在发射机处获取信道状态信息（CSIT）的开销。然而，真正的互易性仅存在于时分双工（TDD）中。本文提出了一种新型跟踪方法，该方法利用频分双工（FDD）视距（LOS）信道中的隐式互易性，应用场景为低地球轨道卫星通信（LEO SatCom）。这种信道互易性被称为伪互易性，对于将多用户多输入多输出（MU-MIMO）应用于卫星通信（SatCom）至关重要，因为该应用需要发射端信道状态信息（CSIT）。我们考虑一个低地球轨道卫星通信（LEO SatCom）系统，其中多颗卫星与一个多天线地面终端（LT）进行通信。在这一创新方法中，地面终端（LT）可以跟踪下行链路信道的变化，并利用这些变化估计上行链路信道。所提出的方法实现了与使用完全信道状态信息发射端已知进行预编码相当的预编码性能。此外，伪互易性的使用通常仅需要在卫星升起时进行初始发射端信道状态信息（CSIT）反馈。在极长时间内，伪互易性可能由于相位模糊而失效，这种现象称为周跳。因此，我们还给出了周跳发生前预期时间的闭式近似，该近似表明，在正常运行条件下，这些周跳极为罕见。我们的数值结果有力地支持了所推导的理论。

索引词

多输入多输出、卫星通信、低地球轨道卫星、互易性。

I. 引言

卫星通信（SatCom）系统对于实现普遍覆盖至关重要，因为它们不需要地面基础设施。正因如此，商业和公共机构计划在未来十年部署数千颗低地球轨道（LEO）卫星。这些系统必须具备高吞吐量，才能证明如此巨额投资的合理性。多输入多输出

（MIMO）技术，尤其是多用户多输入多输出（MU-MIMO），对于克服卫星通信中的这一挑战至关重要 [1]–[3]。

多用户多输入多输出（MU-MIMO）可以大幅提升吞吐量，但需要接收端的信道状态信息（CSIR）和发射端的信道状态信息（CSIT） [4], [5]。接收机通常通过接收到的导频序列来估计 CSIR。另一方面，获取 CSIT 更具挑战性。

在时分双工（TDD）系统中，可以利用信道互易性获取 CSIT（例如，[6], [7]）。在这类系统中，上行链路和下行链路使用相同的频带，因此经历相同的信道（具有互易性）。因此，在接收时隙估计得到的信道（作为 CSIR）可用于发送时隙（作为 CSIT）。请注意，接收硬件与发送硬件并不具有互易性。因此，利用信道互易性需要进行硬件校准 [8], [9]。

在频分双工（FDD）系统中，上行链路和下行链路使用不同的频率，因此信道不具有互易性。请注意，上行链路和下行链路通常具有一些共同属性，例如角度功率谱、空间协方差矩阵、时延和多径角度 [10], [11]。这些具有互易性的属性可用于用户选择 [12] 或降低反馈速率 [13]–[15]。然而，由于信道增益不具有互易性，所有这些方案仍然需要大量反馈。

尽管频分双工系统中的信道互易性乍看之下似乎难以实现，但实际上，在卫星通信系统中是可行的。卫星通信信道主要由随时间变化的视距分量构成。利用该视距信道，可以根据一个链路方向推断另一个方向，从而通过互易性实现信道估计。因此，卫星通信系统为在频分双工配置中利用信道互易性提供了独特的机会。

在视距信道中，信道相位由时延和载波频率[1]决定。因此，精确获知时延就足以获得信道状态信息。但在大多数实际场景中，无法以足够高的精度估计时延。相反，可以利用接收端信道状态信息准确估计信道相位，但存在模 2π 的不确定性。在时分双工系统中，两个链路方向的载波频率相近，因此信道相位也相同。因此，一个良好的

[1]发射机硬件、天线增益以及大气和雨衰的影响显然会影响相位。不过，我们关注的是同一设备中各天线之间的相位变化；这些天线受到的影响相同。

estimati 对模 2π 相位的估计足以实现信道互易性。 .

然而，在频分双工系统中实现信道互易性更为复杂，不像在时分双工系统中那样直接。这主要是因为上行链路和下行链路信道的频率不同，导致信道相位不相等。因此，仅了解一个链路方向上的相位模 2π ，不足以估计另一方向上的相位。迄今为止，尚无已知技术能够在频分双工低地球轨道卫星通信中利用信道互易性。

本文提出了一种创新方案，用于在通常具有主导视距（LOS）传播特性并采用频分双工（FDD）的低轨卫星通信系统中利用信道互易性。在所提出的方案中，地面终端（LT）根据其下行链路接收端信道状态信息估计其上行链路发射端信道状态信息，并且在初始化阶段仅需要信道状态信息（CSI）反馈。我们的主要结果基于这样一个事实：上行链路和下行链路中的多普勒频移仅相差一个乘法常数。因此，通过采用适当的技术，可以根据下行信道中估计得到的相位变化来预测上行信道的相位变化。

我们考虑一个由多颗低地球轨道卫星与一台多天线 LT 通信的网络。LT 通过卫星发送的导频序列估计下行信道（接收端信道状态信息，CSIR）。根据该 CSIR，LT 计算接收波束成形器，以提取每颗卫星的数据流。此外，LT 利用 CSIR 跟踪下行信道相位变化，从而跟踪上行信道（发射端信道状态信息，CSIT）。最后，LT 利用该 CSIT 计算迫零（ZF）预编码矩阵，以便在上行链路中同时向卫星发送数据。

符号说明：矩阵和向量分别用粗体大写字母和粗体小写字母表示。我们用 $()^*$ 和 $()^H$ 分别表示共轭和转置运算，并用 $\mathbb{E}(\cdot)$ 和 $\mathrm{Var}(\cdot)$ 分别表示期望和方差运算。设 $y \in \mathbb{R}$，则我们将其2π 模定义为

$$[y]_{2\pi} = ((y+\pi) \mod 2\pi) - \pi, \qquad -\pi \le [y]_{2\pi} \le \pi. \tag{1}$$

对于 $x \in \mathbb{C}$，其相位模 2π 记为 $\measuredangle x$。

II. 系统模型

我们考虑一个频分双工卫星通信网络，其中一台配备M 根天线的固定地面终端（LT）同时与 $L \le M$ 颗低地球轨道卫星通信，每颗卫星均配备一根天线。在下行链路中，所有卫星定期发送导频；而在上行链路中，每当地面终端（LT）发送信号时，都会同时向各颗卫星发送独立数据流。地面终端（LT）

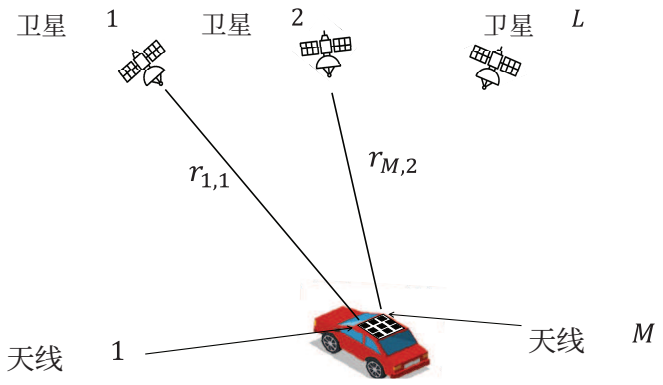

图1：系统模型示意图

根据每颗卫星发送的导频，跟踪下行信道相位变化。基于接收端信道状态信息，地面终端（LT）通过接收波束成形提取来自各颗卫星的数据流。另一方面，在上行链路中，地面终端（LT）采用发射波束成形，以消除发往其他卫星的信号所造成的干扰。为此，地面终端（LT）需要根据下行链路接收端信道状态信息提取上行链路发射端信道状态信息。

A. 下行链路

LT 使用卫星发送的导频符号来构建矩阵信道估计。第 n 个符号的信道估计可写为：

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n]=\begin{bmatrix} \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{D}}}{r_{1,1}[n]}e^{-j2\pi(f_1^{\mathrm{D}}+f_c^{\mathrm{D}})r_{1,1}[n]/c}e^{j2\pi f_1^{\mathrm{D}}nT}e^{j\alpha_1^{\mathrm{D}}} & \cdots & \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{D}}}{r_{1,L}[n]}e^{-j2\pi(f_L^{\mathrm{D}}+f_c^{\mathrm{D}})r_{1,L}[n]/c}e^{j2\pi f_L^{\mathrm{D}}nT}e^{j\alpha_L^{\mathrm{D}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{D}}}{r_{1,1}[n]}e^{-j2\pi(f_1^{\mathrm{D}}+f_c^{\mathrm{D}})r_{M,1}[n]/c}e^{j2\pi f_1^{\mathrm{D}}nT}e^{j\alpha_1^{\mathrm{D}}} & \cdots & \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{D}}}{r_{1,L}[n]}e^{-j2\pi(f_L^{\mathrm{D}}+f_c^{\mathrm{D}})r_{M,L}[n]/c}e^{j2\pi f_L^{\mathrm{D}}nT}e^{j\alpha_L^{\mathrm{D}}} \end{bmatrix}+\mathbf{N}^{\mathrm{D}}[n] \quad (2)$$

其中，f_c^{D}是 LT 下行链路载波频率，$f_{\mathrm{D}\ell}$是卫星下行链路硬件频率偏移，$r_{m,\ell}[n]$ 是采样点 n处卫星ℓ 与第 m根 LT 天线之间的距离，α_ℓ^{D}是与卫星 ℓ相关的相位偏移，T 是符号持续时间，c 是光速，$\Upsilon_\ell^{\mathrm{D}}$是一个常数，表示发射机硬件、天线增益、大气衰减和卫星 ℓ [2] 的雨衰所产生的影响。估计误差项 $\mathbf{N}^{\mathrm{D}}[n]\in\mathbb{C}^{M\times L}$ 由相同的

[2]式 (2) 中的信道分解包含标准近似，其中我们假设 $(r_{m,\ell}[n]-r_{k,\ell}[n])$ 相较于 $r_{m,\ell}[n]$ 可以忽略不计，但 $(r_{m,\ell}[n]-r_{k,\ell}[n])/f_c^{\mathrm{D}}$ 不可忽略。

独立分布（i.i.d.）复高斯随机变量构成，其均值为零，方差为 σ^2。

矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n]$ 也可以写成

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n] = \mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]\mathbf{D}^{\mathrm{D}}[n] + \mathbf{N}^{\mathrm{D}}[n] \tag{3}$$

其中

$$\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n] = \begin{bmatrix} e^{j\Theta^{\mathrm{D}}_{1,1}[n]} & \dots & e^{j\Theta^{\mathrm{D}}_{1,L}[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\Theta^{\mathrm{D}}_{M,1}[n]} & \dots & e^{j\Theta^{\mathrm{D}}_{M,L}[n]} \end{bmatrix} \tag{4}$$

仅包含相位信息，其中

$$\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = -\frac{2\pi(f^{\mathrm{D}}_{\ell} + f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}})r_{m,\ell}[n]}{c} + 2\pi f^{\mathrm{D}}_{\ell} nT + \alpha^{\mathrm{D}}_{\ell} \tag{5}$$

and

$$\mathbf{D}^{\mathrm{D}}[n] = \begin{bmatrix} \frac{\Upsilon^{\mathrm{D}}_{1}}{r_{1,1}[n]} & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \dots & \frac{\Upsilon^{\mathrm{D}}_{L}}{r_{1,L}[n]} \end{bmatrix} \tag{6}$$

是一个对角矩阵，包含与同一颗卫星对应的所有信道元素的幅度。

请注意，矩阵 $\mathbf{D}^{\mathrm{D}}[n]$ 变化非常缓慢，且远慢于矩阵 $\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]$。因此，LT 有充足的时间来估计矩阵 $\mathbf{D}^{\mathrm{D}}[n]$，并且我们假设该估计的估计误差可以忽略不计。

B. 上行链路

LT 发送 L 条独立数据流，每条数据流分别发往不同的卫星。天线 $m \in \{1, ..., M\}$ 的基带输出信号为

$$g_m(t) = \sum_n x_m[n]p(t - nT) \tag{7}$$

其中，$x_m[n]$ 是天线 m 发送的第 n个符号，$p(t)$ 是归一化脉冲形状，不存在符号间干扰（ISI）。因此，脉冲自相关满足$R_p(nT) = \int p(t)p^*(t - nT)dt = \delta[n]$。相应的带通信号为

$$g^{\mathrm{PB}}_m(t) = \Re\left\{\sqrt{2}\sum_n x_m[n]p(t - nT_\ell)e^{j2\pi f^{\mathrm{U}}_c t}\right\} \tag{8}$$

其中 $f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}$ 是上行载波频率。卫星 ℓ 处接收的带通信号为

$$y_{\ell}^{\mathrm{PB}}(t)=\sum_{m=1}^{M}\frac{\Upsilon_{\ell}^{\mathrm{U}}}{r_{m,\ell}(t)}g_{m}^{\mathrm{PB}}\left(t-\frac{r_{m,\ell}(t)}{c}\right)e^{j\alpha_{\ell}^{\mathrm{U}}}+n_{\ell}(t) \tag{9}$$

其中 $n_{\ell}(t)$ 是双边功率谱密度为 σ_{U}^{2} 的复圆对称白高斯噪声，而$\Upsilon_{\ell}^{\mathrm{U}}$是一个常数，表示发射机硬件、天线增益以及大气衰减和雨衰的影响。卫星 ℓ 处接收到的基带信号在乘以 $\sqrt{2}e^{-j2\pi(f_{c}^{\mathrm{U}}+f_{\ell}^{\mathrm{U}})t}$ 并经过低通滤波器后为

$$y_{\ell}^{\mathrm{U}}(t)=\sum_{m=1}^{M}\frac{\Upsilon_{\ell}^{\mathrm{U}}e^{j\alpha_{\ell}^{\mathrm{U}}}}{r_{m,\ell}(t)}\sum_{n}x_{m}[n]p(t-nT_{\ell}-\frac{r_{m,\ell}(t)}{c})e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{m,\ell}(t)}{c}}e^{-j2\pi f_{\ell}^{\mathrm{U}}t}+n_{\ell}(t).$$

再次使用标准近似，我们可以在 $p(t)$ 的自变量中（但不在指数中）用 $r_{1,\ell}(t)$ 替换 $r_{m,\ell}(t)$。此外，卫星 ℓ 处匹配滤波器输出端的采样时刻为 $nT+\tau_{\ell}, n\in\mathbb{Z}$，其中 $\tau_{\ell}=r_{1,\ell(nT)}/c$。所得采样点为

$$\begin{aligned}y_{\ell}^{\mathrm{U}}[n]&=y_{\ell}^{\mathrm{U}}(t)*p^{*}(-t)\Big|_{t=nT+\tau_{\ell}}\\&=\int_{-\infty}^{\infty}\sum_{m=1}^{M}\frac{\Upsilon_{\ell}^{\mathrm{U}}e^{j\alpha_{\ell}^{\mathrm{U}}}}{r_{m,\ell}(nT)}\sum_{n'}x_{m}[n']p(\tau-n'T_{\ell}-\tau_{\ell})e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{m,\ell}(nT)}{c}}e^{-j2\pi f_{\ell}^{\mathrm{U}}t}p^{*}(\tau-nT-\tau_{\ell})d\tau+n_{\ell}^{\mathrm{U}}[n].\end{aligned}$$

由于脉冲波形 $p(t)$ 已归一化且不存在码间干扰，因此噪声 $n_{\ell}^{\mathrm{U}}[n]$ 是方差为 σ_{U}^{2} 的复圆对称白高斯噪声。

我们假设从 ℓ 卫星到 LT 第一天线与其第 m 根天线的距离之差，即 $|r_{m,\ell}(nT)-r_{1,\ell}(nT)|$，在衰减项中可以忽略（$r_{1\ell,(nT)}^{1}\approx r_{m\ell,(nT)}^{1}$）。这个微小的距离差仅影响指数的自变量，因为它与 $f_{c}^{\mathrm{U}}r_{m,\ell}(nT)/c$ 相乘，因此

$$y_{\ell}^{\mathrm{U}}[n]\approx\sum_{m=1}^{M}\frac{\Upsilon_{\ell}^{\mathrm{U}}e^{j\alpha_{\ell}^{\mathrm{U}}}}{r_{1,\ell}(nT)}x_{m}[n]e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{m,\ell}(nT)}{c}}e^{-j2\pi f_{\ell}^{\mathrm{U}}nT}+n_{m,\ell}^{\mathrm{U}}[n]. \tag{10}$$

接下来，我们将 $\mathbf{n}^{\mathrm{U}}[n]=\left[n_{0}^{\mathrm{U}}[n],\ldots,n_{L-1}^{\mathrm{U}}[n]\right]^{T}$、$\mathbf{x}_{\ell}^{\mathrm{U}}[n]=\left[x_{0}^{\mathrm{U}}[n],\ldots,x_{M-1}^{\mathrm{U}}[n]\right]^{T}$ 和 $\mathbf{y}^{\mathrm{U}}[n]=\left[y_{1}^{\mathrm{U}}[n],\ldots,y_{L}^{\mathrm{U}}[n]\right]^{T}$分别记为。因此，$\mathbf{y}^{\mathrm{U}}[n]$可以写为

$$\mathbf{y}^{\mathrm{U}}[n]=(\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n])^{\mathrm{T}}\mathbf{x}_{\ell}^{\mathrm{U}}[n]+\mathbf{n}^{\mathrm{U}}[n] \tag{11}$$

其中

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n]=\begin{bmatrix}\frac{\Upsilon_{1}^{\mathrm{U}}}{r_{1,1}(t)}e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{1,1}(nT)}{c}}e^{-j2\pi f_{1}^{\mathrm{U}}nT}e^{j\alpha_{1}^{\mathrm{U}}} & \cdots & \frac{\Upsilon_{L}^{\mathrm{U}}}{r_{1,L}(t)}e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{1,L}(nT)}{c}}e^{-j2\pi f_{L}^{\mathrm{U}}nT}e^{j\alpha_{L}^{\mathrm{U}}}\\ \vdots & \ddots & \vdots\\ \frac{\Upsilon_{1}^{\mathrm{U}}}{r_{1,1}(t)}e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{M,1}(nT)}{c}}e^{-j2\pi f_{1}^{\mathrm{U}}nT}e^{j\alpha_{1}^{\mathrm{U}}} & \cdots & \frac{\Upsilon_{L}^{\mathrm{U}}}{r_{1,L}(t)}e^{-j2\pi f_{c}^{\mathrm{U}}\frac{r_{M,L}(nT)}{c}}e^{-j2\pi f_{L}^{\mathrm{U}}nT}e^{j\alpha_{L}^{\mathrm{U}}}\end{bmatrix}.$$

请注意，为方便起见，我们在式（11）中对信道矩阵进行了转置（这在互易模型中很常见）。

矩阵 $\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n]$ 可以写为

$$\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n] = \mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]\mathbf{D}^{\mathrm{U}}[n] \tag{12}$$

其中

$$\mathbf{D}^{\mathrm{U}}[n] = \begin{bmatrix} \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{U}}}{r_{1,1}(t)} e^{-j2\pi f_1^{\mathrm{U}} nT} e^{j\alpha_1^{\mathrm{U}}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{\Upsilon_L^{\mathrm{U}}}{r_{1,L}(t)} e^{-j2\pi f_L^{\mathrm{U}} nT} e^{j\alpha_L^{\mathrm{U}}} \end{bmatrix}.$$

是一个对角矩阵，包含对于对应同一颗卫星的所有信道元素均相同的项，而

$$\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n] = \begin{bmatrix} e^{j\Theta_{1,1}^{\mathrm{U}}[n]} & \cdots & e^{j\Theta_{1,L}^{\mathrm{U}}[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\Theta_{M,1}^{\mathrm{U}}[n]} & \cdots & e^{j\Theta_{M,L}^{\mathrm{U}}[n]} \end{bmatrix} \tag{13}$$

是一个相位矩阵, 它考虑了 LT 天线之间的相位差，其中

$$\Theta_{m,\ell}^{\mathrm{U}}[n] = -\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}} r_{m,\ell}[n]}{c}. \tag{14}$$

C. 上行链路 ZF 预编码

在上行链路中，LT 使用 ZF 预编码来消除发往不同卫星的数据流之间的干扰。设 $s_\ell^{\mathrm{U}}[n]$ 为发送至卫星 ℓ 的数据信号符号，$\mathbf{s}^{\mathrm{U}}[n] = [s_1^{\mathrm{U}}[n], ..., s_L^{\mathrm{U}}[n]]^T$ 为时刻 n 发送的所有符号组成的向量。使用预编码矩阵 $\mathbf{T}[n]$ 对该向量进行预编码，得到：$\mathbf{x}^{\mathrm{U}}[n] = \mathbf{T}[n]\mathbf{s}^{\mathrm{U}}[n]$ 。ZF 预编码矩阵为

$$\mathbf{T}[n] = \frac{\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]^*((\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n])^T\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]^*)^{-1}}{\sqrt{\mathrm{Tr}[((\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n])^T\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]^*)^{-1}]}}. \tag{15}$$

请注意，ZF 预编码不需要完全信道状态信息发射端已知 $\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n]$，只需要相位矩阵 $\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]$。采用 ZF 预编码后，卫星接收到的采样信号为

$$\mathbf{y}^{\mathrm{U}}[n] = \frac{\mathbf{D}^{\mathrm{U}}[n]}{\sqrt{\mathrm{Tr}[((\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n])^T\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]^*)^{-1}]}}\mathbf{s}^{\mathrm{U}}[n] + \mathbf{n}^{\mathrm{U}}[n]. \tag{16}$$

总之，只要 LT 对 $\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]$ 和 $\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]$ 有足够准确的估计值，就能消除下行链路和上行信道中的干扰。

III. 伪信道互易性

无论是在下行链路还是上行链路中，使用 ZF 都需要 CSI。在下行链路中，我们假设 LT 通过导频序列获得 CSIR。然而，对于上行链路 ZF 预编码，LT 需要 CSIT，这比获取 CSIR 要困难得多。在缺乏信道互易性的情况下，获取 CSIT 需要在接收机处进行信道估计并进行反馈，这会产生额外开销。信道互易性通常用于时分双工系统，在这些系统中，上行链路和下行链路使用相同的载波频率。在我们的场景中，由于涉及频分双工、LOS 和较高的多普勒频移，实现信道互易性十分困难。现在，我们提出一种利用下行信道估计来跟踪上行信道的新方案。虽然该方案仍然需要卫星进行上行信道估计和反馈，但反馈速率可以显著降低。

A. 问题表述

由于矩阵 $\mathbf{D}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\mathbf{D}^{\mathrm{D}}[n]$ 均为对角矩阵，ZF 预编码器和 ZF 均衡器分别只需知道矩阵 $\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]$。此外，由于矩阵 $\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]$ 中的所有元素的幅度均为 1，因此只需研究它们的相位。因此，以下我们将重点关注信道相位，即矩阵 $\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]$中各元素的相位。令 $h^{\mathrm{U}}_{m,\ \ell}[n]$ 和 $h^{\mathrm{D}}_{m,\ \ell}[n]$ 分别为 $\mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\mathbf{H}^{\mathrm{D}}[n]$的（$m$，$\ell$）项：注意，$\Theta^{\mathrm{U}}_{m,\ \ell}[n]$ 和 $\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ \ell}[n]$ 是相应的相位。

信道估计的目标是通过对 $\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ \ell}[n]$进行连续估计来跟踪 $\Theta^{\mathrm{U}}_{m,\ \ell}[n]$ 。这一互易性处理流程的难点在于，LT 无法观测到实际信道相位的估计值，只能观测到其模 2π。因此，实际目标是根据对$[\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]]_{2\pi}$的连续估计来跟踪 $[\Theta^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]]_{2\pi}$。

B. 伪互易性

现在，我们提出一种跟踪算法，LT 可通过估计下行链路信道相位来提取上行信道相位。为便于说明，本节介绍一种方案，该方案仅在卫星与 LT 之间的频偏可忽略时才有效（即我们假设 $f^{\mathrm{D}}_{\ell}=0$）。下一节将介绍一种在存在此类频偏时也能工作的算法。

我们首先介绍不存在估计误差时的方案，随后再分析存在噪声时的性能。对于 $f^{\mathrm{D}}_{\ell}=0$，测得的信道相位为

$$\measuredangle h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]=[\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]]_{2\pi}=\left[-2\pi f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}} r_{m,\ell}(nT)/c+\alpha^{\mathrm{D}}_{\ell}\right]_{2\pi}. \tag{17}$$

LT 不掌握有关 α_ℓ^D 的信息。因此，我们的所有方案都需要先反馈一个上行链路 $\Theta^{\mathrm{U}}_{m的\ell}[0]$ 估计值。有了这次反馈后，我们将证明，只需跟踪 $\measuredangle h^{\mathrm{D}}_{m,\ \ell}[n]$ 即可估计 $\measuredangle h^{\mathrm{U}}_{m,\ \ell}[n]$。

如果 LT 能够获得合理的$2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} r_{m,\ \ell}(nT)/c$估计值，它就能提取$r_{m,\ \ell}(nT)$，从而获得$\measuredangle h^{\mathrm{U}}_{m,\ \ell}[n]$的良好估计值。然而，LT 并不估计$2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} r_{m,\ \ell}(nT)/c$，而是估计其 2π 模。为解决这一问题，我们将$\measuredangle h^{\mathrm{D}}_{m,\ \ell}[n]$ 和$\measuredangle h^{\mathrm{U}}_{m,\ \ell}[n]$ 表示为相位增量之和

$$\measuredangle h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = \left[\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[0] - \frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}}}{c}\sum_{k=1}^{n} r_{m,\ell}(kT) - r_{m,\ell}((k-1)T)\right]_{2\pi} \tag{18}$$

$$\measuredangle h^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n] = \left[\Theta^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0] - \frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}}{c}\sum_{k=1}^{n} r_{m,\ell}(kT) - r_{m,\ell}((k-1)T)\right]_{2\pi}. \tag{19}$$

我们将下行链路测得的相位变化定义为

$$\begin{aligned}\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] &= \left[\measuredangle h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] - \measuredangle h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]\right]_{2\pi} \\ &= -\left[\left[2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} r_{m,\ell}(nT)/c\right]_{2\pi} - \left[2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} r_{m,\ell}((n-1)T)/c\right]_{2\pi}\right]_{2\pi}.\end{aligned} \tag{20}$$

我们注意到，如果

$$\left|\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}}}{c}(r_{m,\ell}(nT) - r_{m,\ell}((n-1)T))\right| < \pi \tag{21}$$

then

$$\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = -\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}}}{c}(r_{m,\ell}(nT) - r_{m,\ell}((n-1)T)) \tag{22}$$

因此，方程（19）可写为

$$\measuredangle h^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n] = \left[\Theta^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0] + \frac{f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}}{f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}}}\sum_{k=1}^{n}\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[k]\right]_{2\pi}. \tag{23}$$

因此，公式（23）通过表明（根据公式（21））可以由下行链路估计上行链路，从而确立了伪信道互易性。

为说明条件 (21) 在实际情况下是合理的，考虑一颗轨道半径为 R 、轨道周期为 T_{o} 的卫星。通过利用每一时刻的最大多普勒频移 n 对相位增量进行界定，可得。

$$\left|\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right| = \left|\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}}}{c}[r_{m,\ell}((n-1)T) - r_{m,\ell}(nT)]\right| = \left|\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} v_{m,\ell}[n]T}{c}\right| \le \left|\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} 2\pi TR}{cT_{\mathrm{o}}}\right| \tag{24}$$

其中，$v_{m,\ \ell}[n] = r_{m,\ \ell}((n-1)T) - r_{m,\ \ell}(nT)/T$是时刻 n 卫星 ℓ 相对于移动终端处天线 m 的速度。该不等式表明，相对速度受限于

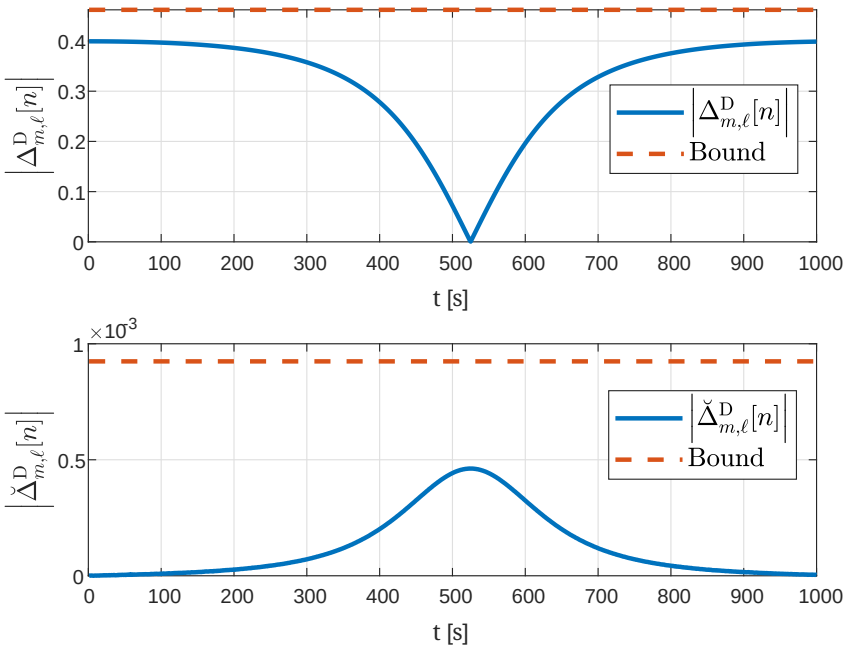

图 2：在整个低轨卫星运动过程中，连续采样点之间的相位差 $\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$，以及相对于参考天线的连续采样点之间的相位差 $\breve{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$；卫星高度为 1000km，发射速率为 10MHz，载波频率为 30GHz。上图显示了第 III 节所述的朴素互易性方案（见（23））。下图显示了第 IV 节所述的实际互易性方案（见（51））。

卫星的轨道速度 $v_{m,\ell}[n] \leq \frac{2\pi R}{T_{\mathrm{o}}}$。举例来说，考虑一颗在 LT 上方 1000km 处飞行、以 10MHz 带宽和 30GHz 载波频率发射信号的低地球轨道（LEO）卫星。在这种情况下，我们有 $T = 10^{-7}_s$、$T_0 = 6.298 \cdot 10^3_s$ 以及

$$\left|\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right| \leq \left|\frac{2\pi f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}} 2\pi T R}{c T_{\mathrm{o}}}\right| = 0.46. \tag{25}$$

图 2 的上半部分从 LT 视角描绘了从卫星升起到卫星落下的过程。图中显示，对于每个 n，式（25）均得到满足，并且在卫星升起和落下附近最为严格。在本文其余部分中，我们假设式（21）成立。

C. 估计误差

现在我们还考虑存在估计误差的情况，并考察所提出方案的性能。

定义 1. 给定初始估计 $\hat{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]$ 以及估计序列 $\angle\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[i]$ 对于$i=0$、...、n，我们将递归估计过程定义为

$$\angle\hat{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]=\left[\angle\hat{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n-1]+\frac{f^{\mathrm{U}}_{\mathrm{c}}}{f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}\hat{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right]_{2\pi} \tag{26}$$

其中 $\hat{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]=\left[\angle\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]-\angle\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]\right]_{2\pi}$。

如上文所述，信道的幅度变化非常缓慢；因此，我们假设 LT 已准确知道 $\mathrm{D}^{\mathrm{D}}[n]$。于是，我们只考虑 $\mathrm{H}^{\mathrm{D}}[n]$ 的估计误差。令，

$$\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]=h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]+w^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] \tag{27}$$

其中 $w^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\sim\mathcal{CN}(0,\sigma^2)$ 是估计误差。因此，相位增量为

$$\hat{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]=-\left[\left[2\pi f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}r_{m,\ell}(nT)/c+\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right]_{2\pi}-\left[2\pi f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}r_{m,\ell}((n-1)T)/c+\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]\right]_{2\pi}\right]_{2\pi} \tag{28}$$

其中 $\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]=\angle\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]-\angle h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 是下行相位估计误差。这里，我们将（21）扩展为假设

$$\left|\frac{2\pi f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}{c}[-r_{m,\ell}((n)T)+r_{m,\ell}((n-1)T)]-\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]+\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]\right|<\pi. \tag{29}$$

因此，（23）变为

$$\angle\hat{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]=\left[\angle h^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]+\zeta^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]+\frac{f^{\mathrm{U}}_{\mathrm{c}}}{f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}\left(\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]-\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[0]\right)\right]_{2\pi} \tag{30}$$

其中 $\zeta^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]=\angle\hat{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]-\angle h^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]$ 是 $n=0$ 处的上行相位估计误差。因此，$\angle\hat{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]$ 中的误差是 $\zeta_{\mathrm{U}m,\ell}[0]$、$\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[0]$ 和 $\zeta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 的线性组合；也就是说，对于每个 n，累积误差仅由三个元素组成。这是一种理想的估计方式，因为我们可以长时间跟踪上行链路，而不会产生噪声累积。

因此，该方案实现中的主要问题是式 (29) 不成立的概率。在这种情况下，$\angle\hat{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]$ 会产生额外的 $\pm2\pi k\frac{f^{\mathrm{U}}_{\mathrm{c}}}{f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}$ 误差，其中 $k\in\mathbb{N}$ 为某个值。这种估计误差通常很大，之后无法恢复，除非增加反馈。因此，研究并刻画这些“跳变”事件非常重要。在下一小节中，我们将介绍一种采用离散锁相环（数字锁相环）的改进跟踪方法，并研究“跳变”事件的概率（在数字锁相环语境中，这类事件称为周跳）。

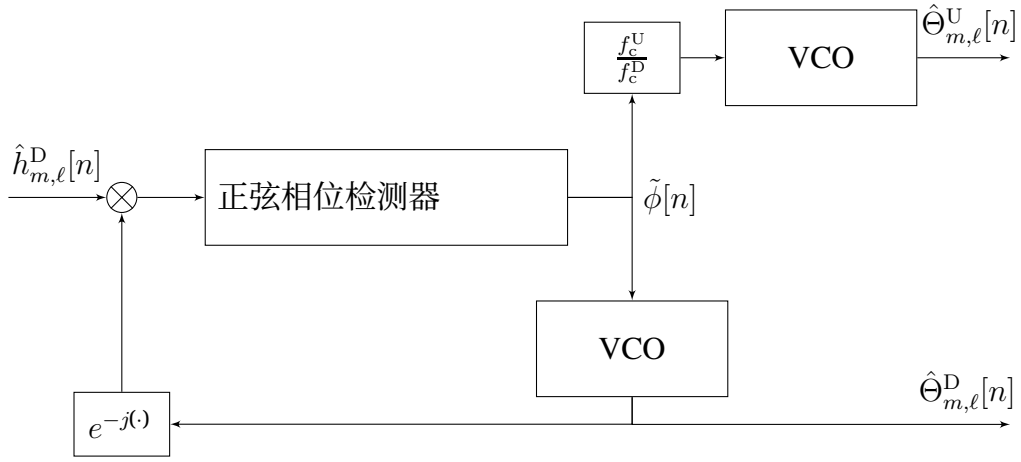

图 3：所提出的数字锁相环伪互易性框图

D. 数字锁相环伪互易性与周跳

众所周知的数字锁相环在结构上与定义 1 中的方案非常相似，不同之处在于将信道相位增量乘以一个不同的常数。这些不同的乘法常数旨在实现不同的目标。在传统的数字锁相环中，这种乘法利用连续增量之间的相关性，进一步实现噪声抑制。在我们的方法中，乘以一个常数可以通过将下行链路相位增量转换为上行链路相位增量来实现伪互易性。

许多算法和研究表明，使用数字锁相环进行相位跟踪可取得良好性能（例如，参见 [16]–[19]）。因此，我们提出了一种扩展的数字锁相环方案，旨在同时实现噪声抑制和伪互易性。

如图 3 所示，我们采用一阶数字锁相环，它由两个压控振荡器（VCO）组成，一个用于下行链路相位估计，另一个用于上行链路。下行链路压控振荡器的输出用于闭合数字锁相环回路，同时生成改进后的信道相位估计值，$\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$。第二个压控振荡器利用伪互易增量生成上行链路估计值。

压控振荡器的时延为一个采样时间；也就是说，$\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 是根据截至 $n-1$ 的采样点对时刻n 输入的估计。数字锁相环输入如式 (27) 所示，而正弦相位

提取器通过输入相位的虚部对其进行近似，表示为

$$\begin{aligned}\tilde{\phi}[n] &= \Im(h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]e^{-j\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]} + e^{-j\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]}w^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]) \\ &= |h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|\sin(\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] - \hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]) + \tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] \end{aligned} \tag{31}$$

其中 $\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = \Im(e^{-j\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]}w^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]) \sim \mathcal{N}(0, \sigma^2/2)$，且 $\Im(\cdot)$ 表示虚部。[3]

下行信道相位估计值是第一个压控振荡器的输出

$$\begin{aligned}\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] &= KT\tilde{\phi}[n-1] + \hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] \\ &= \sum_{k=1}^{n-1} KT\tilde{\phi}[k] + \hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[0] \end{aligned} \tag{32}$$

wh而上行信道相位估计值是第二个压控振荡器的输出

$$\hat{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n] = \frac{f^{\mathrm{U}}_{\mathrm{c}}}{f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}\sum_{k=1}^{n-1} KT\tilde{\phi}[k] + \hat{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]. \tag{33}$$

使用我们的单信道反馈（针对每个天线），令 $\hat{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0] = \Theta^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]$。因此，可将数字锁相环在采样点 n 处的下行信道相位估计误差表示为

$$\phi[n] = \Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] - \hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]. \tag{34}$$

请注意，$\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 和 $\hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 均未取模（即，它们的取值可能超出范围 $[-\pi, \pi]$）。

定义 2. 给定每个采样点 n 处的误差 $\phi[n]$，我们将以下事件定义为周跳：

$$|\phi[n]| \geq \pi. \tag{35}$$

注意，式（35）是式（29）的互补条件。因此，只要没有发生周跳，伪互易性就成立。为说明伪互易性对周跳的敏感性，我们考虑一颗卫星上的一根天线以及 LT 上的一根天线。LT 使用数字锁相环，根据下行信道导频序列估计下行和上行信道相位。图 4 显示了下行和上行的估计误差。在每个方向上，我们绘制了两种误差：实际误差（$\phi[n]$ 蓝色）和模 2π 误差（红色）。如实际下行误差（蓝色）所示，下行信道相位在约

[3]相位也可以取为复数的幅角。然而，这种相位提取方式会改变误差分布，使周跳分析复杂得多。请注意，数值仿真表明，在低信噪比工作区间，与正弦相位提取器相比，复数相位提取器并不能改善数字锁相环的跟踪性能。

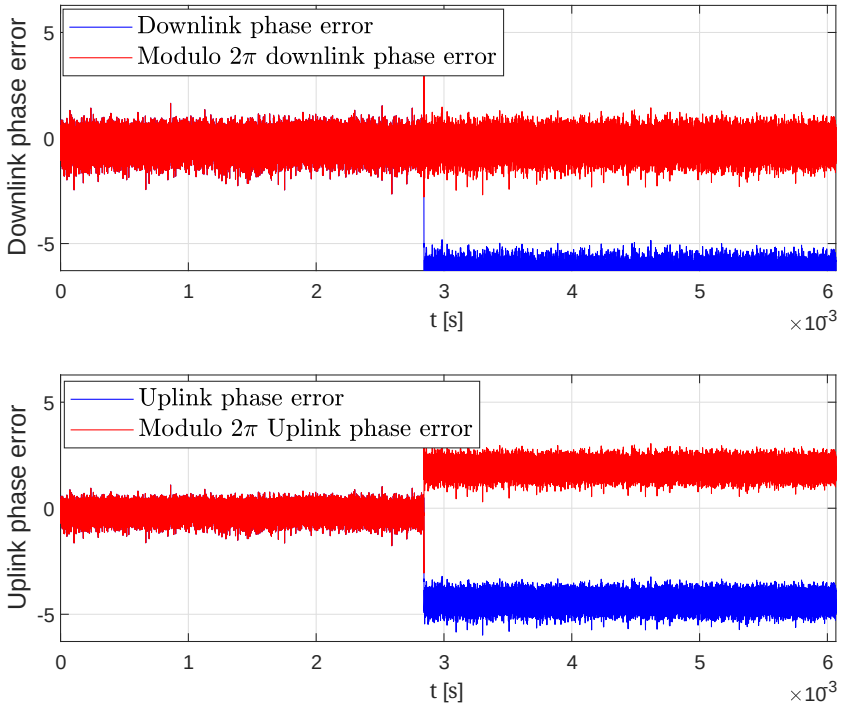

图 4：使用所提出方案进行信道估计 $f_c^U = 20$MHz、 $f_c^U = 30$MHz。图中显示了下行链路（上方）和上行链路（下方）的估计结果。在每个信道中，我们绘制了误差（蓝色）及其模 2π （红色）。

时间 $t = 2.8 \cdot 10_s^{-3}$。因此，上行链路的实际误差也会受到周跳事件的影响。下行信道相位与上行信道相位的性能差异体现在模 2π 误差上。周跳事件不会影响下行信道相位的估计，但会使上行信道相位的估计产生显著的$-2\pi\frac{f_c^U}{f_c^D} \approx -4.18$影响。

总而言之，如果 LT 连续跟踪相邻时刻之间的相位变化，那么只有发生周跳时才会丢失一个 2π 周。只要没有发生周跳，上行信道估计就与下行链路误差成正比（该误差通常非常小）。接下来，我们推导数字锁相环（DPLL）的失锁平均采样数（MSL），并利用它证明互易性可以维持很长时间。

E. 周跳分析

现在，我们推导所提系统的 MSL 近似值（参见图 3）。首先，将 (31) 和 (32) 代入 (34)，重写 $\phi[n]$:

$$\phi[n] = \Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] - \hat{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] - KT|h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|\sin(\phi[n-1]) \tag{36}$$
$$-KT\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] - \Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] + \Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]$$

其中我们还加上并减去 $\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]$。此分析是在采样频率足够高的假设下进行的。因此，忽略.....是合理的

$$\Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] - \Theta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] = 0. \tag{37}$$

利用式 (34)，对于 $\phi[n-1]$，我们可以写成

$$\frac{\phi[n] - \phi[n-1]}{T} = -KA\sin(\phi[n-1]) - K\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] \tag{38}$$

其中 $A = |h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|$.

Viterbi [20] 计算了 PLL 中发生周跳的平均时间，其中输入是连续实信号。为了使用 Viterbi 的结果，注意到随机差分方程 (38) 可视为随机微分方程的 Euler 近似 [21]

$$\mathrm{d}\phi(t) = -KA\sin(\phi(t))\mathrm{d}t - K\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}(t)\mathrm{d}t. \tag{39}$$

此外，扩散函数 $-K$ 和漂移函数 $-AK\sin(\cdot)$ 均为无穷次连续可微。因此，式 (38) 中的过程 $\phi[n]$ 弱收敛于式 (39) 中的 $\phi(t)$。

Viterbi 计算了公式 (39) 的平均失锁时间，其表达式为

$$T_{\mathrm{cys}} = \frac{8\pi^2}{\sigma^2 K^2} J_0^2(j\alpha) \tag{40}$$

其中

$$\alpha = \frac{4A}{K\sigma^2} \tag{41}$$

其中，effectiveSNR 是有效信噪比，$J_0(\cdot)$ 是第一类贝塞尔函数。通过比较公式 (38) 和 (39)，可以将公式 (40) 转换为其离散等效形式。因此，MSL 可近似为

$$N_{\mathrm{cys}} \approx \frac{8\pi^2}{\sigma^2 K^2 T} J_0^2(j\alpha). \tag{42}$$

自然地，MSL 随着 K 和 T单调递减。然而，选择 K 和T 时，也必须考虑跟踪能力和对噪声的鲁棒性。这两个量的影响

例如，可以通过稳态均方误差（MSE）来量化。如我们将要展示的，MSL 通常非常大，因此在数值分析部分，我们选择 K 以最小化稳态 MSE。详情请参见附录 B。

MSL 还受到有效信噪比 α 的影响。注意，$J_0(j\alpha)$ 是关于 α 的单调递增函数。此外，对于较大的 α，我们可以将 $J_0(j\alpha)$ 近似为 $\sim \exp(\alpha)/\sqrt{2\pi\alpha}$；因此，信噪比的微小提升可能会使 MSL 获得显著改善。

IV. 带有频率偏移的互易性

上一节假设卫星与 LT ($f_\ell^{\mathrm{D}} = 0$) 之间不存在频率偏移。接下来，我们将介绍一种适用于 $f_\ell^{\mathrm{D}} \neq 0$ 的改进互易性处理流程。为此，我们重写信道矩阵，其中涉及根据天线 1 的相位对信道增益进行归一化。也就是说，我们将下行信道矩阵重写为 $\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n] = \breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n]\breve{\mathbf{D}}^{\mathrm{D}}[n]$，其中

$$\breve{\mathbf{D}}^{\mathrm{D}}[n] = \begin{bmatrix} \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{D}}}{r_{1,1}(nT)} e^{j2\pi f_1^{\mathrm{D}} nT} e^{j\alpha_1^{\mathrm{D}}} e^{j2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} \frac{r_{1,1}(nT)}{c}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{\Upsilon_L^{\mathrm{D}}}{r_{1,L}(nT)} e^{j2\pi f_L^{\mathrm{D}} nT} e^{j\alpha_L^{\mathrm{D}}} e^{j2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}} \frac{r_{1,L}(nT)}{c}} \end{bmatrix}$$

$$\breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n] = \begin{bmatrix} 1 & \cdots & 1 \\ e^{j\breve{\Theta}_{2,1}^{\mathrm{D}}[n]} & \cdots & e^{j\breve{\Theta}_{2,L}^{\mathrm{D}}[n]} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{j\breve{\Theta}_{M,1}^{\mathrm{D}}[n]} & \cdots & e^{j\breve{\Theta}_{M,L}^{\mathrm{D}}[n]} \end{bmatrix} \tag{43}$$

and

$$\breve{\Theta}_{m,\ell}^{\mathrm{D}}[n] = -\frac{2\pi(f_\ell^{\mathrm{D}} + f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}})(r_{m,\ell}(nT) - r_{1,\ell}(nT))}{c}. \tag{44}$$

同样，我们将上行信道矩阵重写为 $\tilde{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n] = \mathbf{H}^{\mathrm{U}}[n]\breve{\mathbf{D}}^{\mathrm{U}}[n]$，其中

$$\breve{\mathbf{D}}^{\mathrm{U}}[n] = \begin{bmatrix} \frac{\Upsilon_1^{\mathrm{U}}}{r_{1,1}(t)} e^{-j2\pi f_1^{\mathrm{U}} nT} e^{j\alpha_1^{\mathrm{U}}} e^{j2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}} \frac{r_{1,1}(nT)}{c}} & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & \frac{\Upsilon_L^{\mathrm{U}}}{r_{1,L}(t)} e^{-j2\pi f_L^{\mathrm{U}} nT} e^{j\alpha_L^{\mathrm{U}}} e^{j2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}} \frac{r_{1,L}(nT)}{c}} \end{bmatrix}$$

$$\breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n] = \begin{bmatrix} 1 & e^{j\breve{\Theta}_{1,2}^{\mathrm{U}}[n]} & \cdots & e^{j\breve{\Theta}_{1,L}^{\mathrm{U}}[n]} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 1 & e^{j\breve{\Theta}_{M,2}^{\mathrm{U}}[n]} & \cdots & e^{j\breve{\Theta}_{M,L}^{\mathrm{U}}[n]} \end{bmatrix}$$

and

$$\breve{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n] = -\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}(r_{m,\ell}(nT) - r_{1,\ell}(nT))}{c}. \tag{45}$$

矩阵 $\breve{\mathbf{D}}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\breve{\mathbf{D}}^{\mathrm{D}}[n]$ 均为对角矩阵。因此，ZF 预编码器和 ZF 均衡器分别只需了解矩阵 $\breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n]$。

注意，矩阵 $\breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{U}}[n]$ 和 $\breve{\mathbf{H}}^{\mathrm{D}}[n]$ 中的所有元素的幅度均为 1。因此，只需研究它们的相位。此外，对 (44) 和 (45) 的检查表明，它们不依赖于频率误差。因此，该互易性方案同样适用于 $f_{\ell}^{\mathrm{D}} \neq 0$。另外，(44) 和 (45) 仅受两根天线之间的差分多普勒影响（如从相减 $r_{m,\ell}(nT) - r_{1,\ell}(nT)$ 中所见）。由于天线彼此相对较近，差分多普勒显著小于实际的多普勒频移。因此，该方案中的相位跟踪要简单得多。

尽管如此，该方案仍存在两个缺点，这两个缺点都与使用两个天线之间的相位差测量值有关。第一个缺点是，与单个天线的相位估计相比，其噪声更强。然而，下面我们将证明，与跟踪速度大幅降低所带来的优势相比，噪声的增加可以忽略不计。第二个缺点是，其误差分布比上一节中的误差分布更加复杂。这使我们无法进行精确的解析研究。因此，我们将采用基于高斯分布误差的良好近似方法。

为了更好地解释这一改进的互易性方案，我们定义时间和空间上的距离差：

$$\breve{d}_{m,\ell}[n] = r_{m,\ell}((n-1)T) - r_{1,\ell}((n-1)T) - r_{m,\ell}(nT) + r_{1,\ell}(nT) \tag{46}$$

and

$$\measuredangle \breve{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n] = \left[\breve{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n]\right]_{2\pi} = \left[\breve{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0] + \frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}}{c}\sum_{k=1}^{n}\breve{d}_{m,\ell}[k]\right]_{2\pi}. \tag{47}$$

因此，要应用互易性，我们需要根据下行链路估计 $2\pi f_c^{\mathrm{U}}\breve{d}_{m,\ell}[n]/c$.

该模型中的下行信道相位为

$$\measuredangle \breve{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = \left[\breve{\Theta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right]_{2\pi} = \left[-2\pi(f_{\ell}^{\mathrm{D}} + f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}})(r_{m,\ell}(nT) - r_{1,\ell}(nT))/c\right]_{2\pi} \tag{48}$$

而下行链路测得的相位变化为 $\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = \left[\measuredangle \breve{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] - \measuredangle \breve{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]\right]_{2\pi}$。因此，在没有噪声的情况下，如果

$$\left|\frac{2\pi(f_{\ell}^{\mathrm{D}} + f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{D}})}{c}\breve{d}_{m,\ell}[n]\right| < \pi \tag{49}$$

我们可以写作

$$\breve{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = \frac{2\pi(f^{\mathrm{D}}_{\ell} + f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}})}{c}\breve{d}_{m,\ell}[n] \approx \frac{2\pi f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}{c}\breve{d}_{m,\ell}[n] \tag{50}$$

其中，近似源于以下合理假设： $f^{\mathrm{D}}_{\ell} \ll f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}$。因此，公式（47）可写为

$$\measuredangle\breve{h}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[n] = \left[\breve{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0] + \frac{f^{\mathrm{U}}_{\mathrm{c}}}{f^{\mathrm{D}}_{\mathrm{c}}}\sum_{k=1}^{n}\breve{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[k]\right]_{2\pi} \tag{51}$$

这表明，即使存在 $f^{\mathrm{D}}_{\ell} \neq 0$ ，互易性仍然有效，并且只需最少的反馈$\breve{\Theta}^{\mathrm{U}}_{m,\ell}[0]$。请注意，公式（49）中的条件针对的是距离差的变化。由于$|r_{m,\ell}(nT) - r_{m,\ell}((n-1)T)| \gg \left|\breve{d}_{m,\ell}[n]\right|$，这一约束比公式（21）中的约束宽松得多。在附录 C 中，我们证明了（49）对任何实际系统都成立。为了更清楚地说明这一优势，图 2 的顶部绘出了示例系统配置下的$\breve{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$（图的顶部绘出了相同配置下的$\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$）。显然，$\breve{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 显著小于$\Delta^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$。相位差的这些缓慢变化（即较小的$\breve{\Delta}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$）可用于改善系统的跟踪性能、降低复杂度并优化 MSL。

上一节的周跳分析不适用于本节的方案，因为估计噪声不再服从高斯分布（因为我们将每个元素 $\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$乘以第一个天线的共轭值 $\hat{h}^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]$）。尽管如此，我们发现，只需调整噪声方差，周跳分析就能为此方案提供极佳的近似。与上一节一样，假设每个信道估计的条件分布为 $\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\left|h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right. \sim \mathcal{CN}(h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n], \sigma^2)$（见式 (27)）。因此，对于改进后的方案，数字锁相环输入端的方差为

$$\begin{aligned}
\breve{\sigma}^2 &= \mathrm{Var}\left[\hat{h}^{*\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]\hat{h}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\middle|h^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n], h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right] \\
&= \mathbb{E}\Bigg[|h^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]|^2|h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|^2 + |w^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]|^2|w^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|^2 + |h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|^2|w^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]|^2 \\
&\quad + |h^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]|^2|w^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|^2\middle|h^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n], h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\Bigg] - \left|\mathbb{E}\left[h^{*\mathrm{D}}_{1,\ell}[n]h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\middle|h^{\mathrm{D}}_{1,\ell}[n], h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]\right]\right|^2 \\
&= \sigma^4 + 2\sigma^2
\end{aligned} \tag{52}$$

其中我们使用了 $|h^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]|^2 = 1$ （见式 (4)）。

将 (52) 代入 (42)，MSL 可近似为

$$N_{\mathrm{cys}} \approx \frac{8\pi^2}{(\sigma^4 + 2\sigma^2)K^2T}J_0^2\left(j\frac{4A}{K(\sigma^4 + 2\sigma^2)}\right). \tag{53}$$

在图 8 中，我们展示 式（53）是对改进方案 MSL 的极佳近似 .

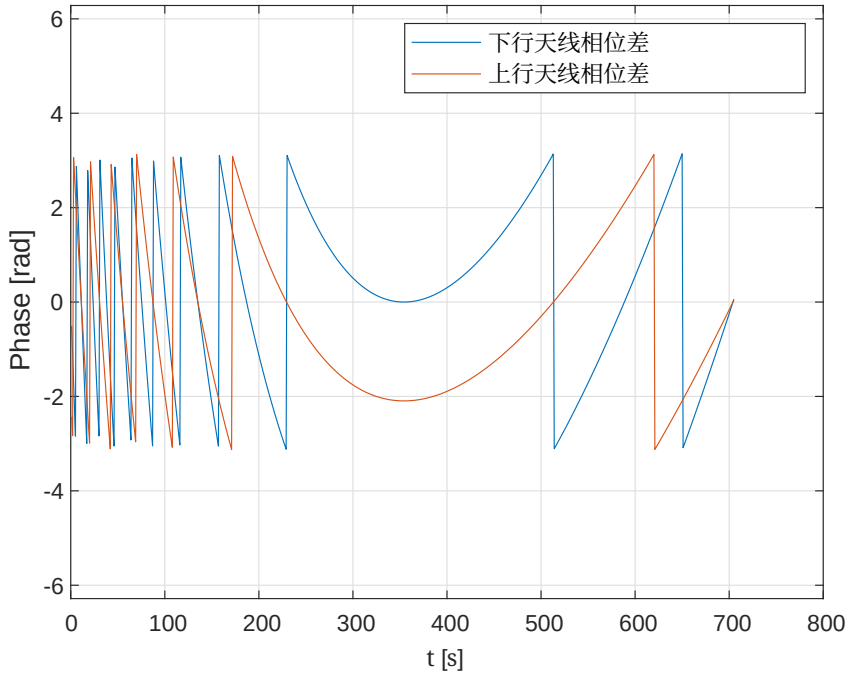

图 5：随着时间变化，双天线 LT 之间的相位差（下行信道相位与上行信道相位），其中一颗单天线卫星与双天线 LT 通信。

V. 数值结果

前几节介绍了我们在 FDD卫星通信系统中的互易性处理流程，并推导出了 MSL 的一个近似值，该值反映了互易性失效概率。下面我们给出数值结果，以展示这些表达式的实用性和准确性。

图 5 中，我们考虑一颗高度为 1000km 的单天线卫星与一台双天线 LT 通信（两根天线间距为 $d = 50$cm）。下行链路和上行信道的载波频率分别为 30GHz 和 20GHz。为了说明利用这种上下行互易性的难点，我们绘制了 LT 天线之间的下行和上行相位差。我们的目的是表明，下行和上行相位差之间没有显著关联。因为人们可能会认为，我们的互易性处理流程并不新颖，而且很容易理解。图 5 表明这种解读并不正确；下行和上行相位差之间的相关性非常微弱，并且随时间变化。

图6展示了一个频分双工卫星通信系统，其中两颗单天线卫星与一台双天线终端通信。卫星定期向终端发送下行导频，而在上行链路中，终端同时向每颗

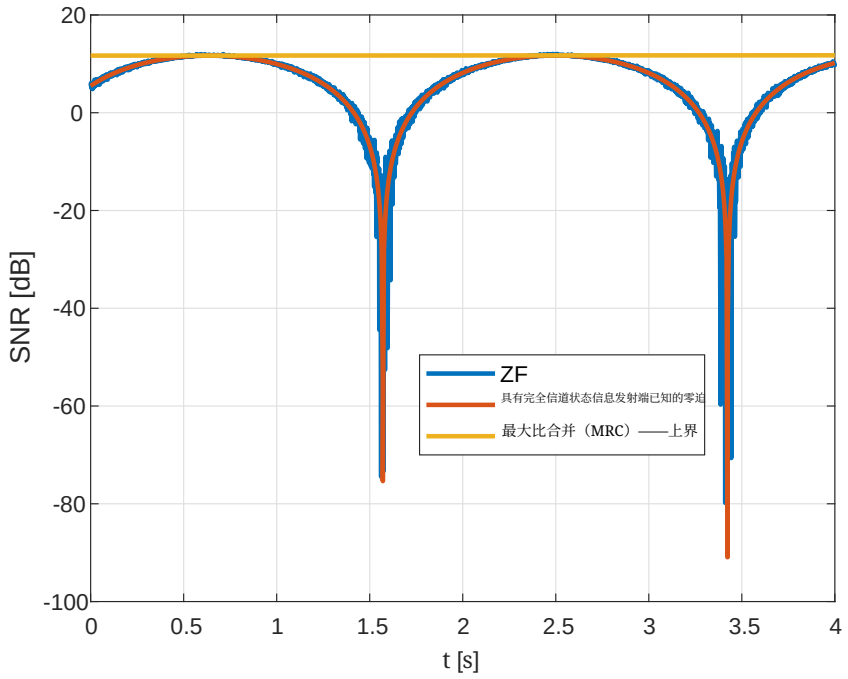

图 6：LT 使用两根发射天线，同时向两颗卫星发送独立数据流，每颗卫星配备一根接收天线。图中绘出了三种预编码情况下其中一颗卫星的接收信号信噪比：第一种是基于完全信道状态信息的迫零预编码，第二种是不使用信道状态信息、而通过互易性进行信道估计的迫零预编码。第三种用于对比：LT 仅向一颗卫星发送数据，采用最大比合并（MRC）预编码，功率为前两种情况的一半。

卫星发送独立数据流。终端跟踪下行信道的相位变化，并估计上行信道相位，以发送两路数据流。我们采用了典型的卫星通信参数。下行和上行载波频率分别为30GHz和20GHz。两个信道均采用：45dBi的发射天线增益、20dBi的接收天线增益、42dBm的发射功率、10MHz的带宽，以及 $\sigma^2 = -170$dBm/Hz的噪声功率谱密度。

图 6 展示了三种情况下某一颗卫星的接收信噪比。第一种情况下，LT 拥有完美的发射端信道状态信息；第二种情况下，LT 的发射端信道状态信息并不完美，而是通过所提出的互易性方案获得。在这两种情况下，LT 都使用迫零预编码，同时向每颗卫星发送独立的数据流。作为比较，我们考虑第三种情况：LT 使用最大比合并预编码，仅向其中一颗卫星发送数据。在这种情况下，LT 使用两根天线进行传输，发射功率为前两种情况的一半。图中显示，LT 利用互易性成功估计了上行信道相位，其性能大致

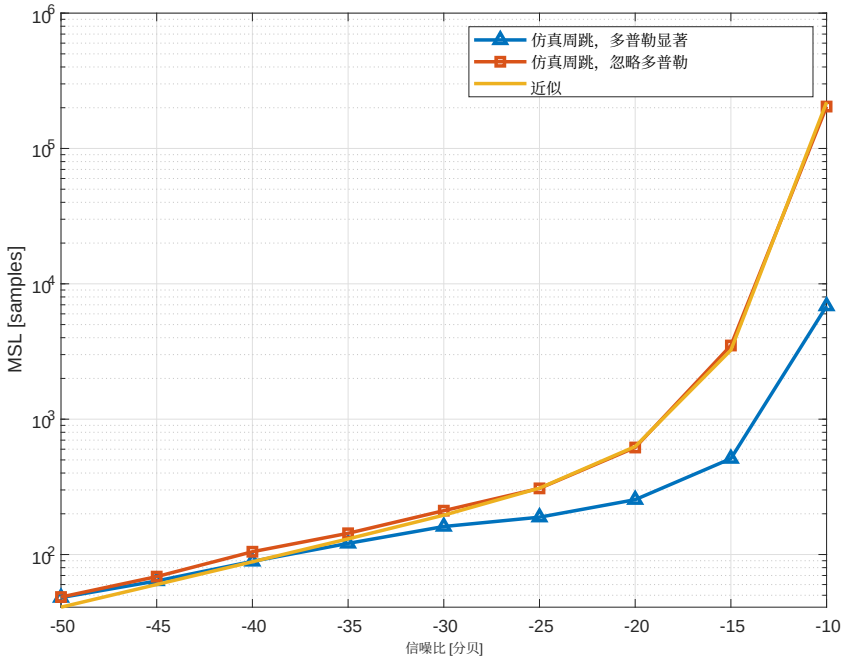

图7：单个天线卫星向单个接收天线 LT 发射时，下行信道中首次周跳的仿真结果以及理论周跳近似随接收信号信噪比的变化。

与完全信道状态信息已知的情况相当。然而，上行链路相位矩阵的奇异值会随时间变化。有时该矩阵条件良好，迫零预编码效果出色；但在其他时候，矩阵条件不佳，因此无法消除对每颗卫星造成的干扰，即使在完全信道状态信息已知的情况下也是如此。

为展示与理论结果的一致性，图7和图8在极低信噪比下对接收信号进行了仿真，尽管这一信噪比范围并非卫星通信系统的典型范围。原因在于，在标准接收信噪比范围内，MSL 极大，难以进行仿真。需要强调的是，我们的 MSL 公式（42）适用于所有信噪比工作区间。我们将两种情况下接收信号的信噪比均记为 $1/\sigma^2$。

在图7中，我们考虑一颗单天线卫星向一个单天线LT进行传输，带宽为100MHz，采样率为100MHz ($T = 1{\cdot}10_s^{-8}$)，载波频率为30GHz。LT跟踪下行信道相位，并利用互易性估计上行信道相位（参见第III节）。图7描绘了下行信道中的首次周跳均值和理论周跳近似（42）随接收信噪比变化的情况。该图展示了两种情况：第一种存在显著的多普勒频移，第二种忽略多普勒

效应；每种情况都对应一种特定的 LT-卫星瞬时配置。在这两种情况下，低信噪比时，数字锁相环难以跟踪信道相位，因此会较早发生周跳。随着信噪比提高，数字锁相环的跟踪性能改善，MSL 也随之增大。由于 MSL 公式 (42) 假设多普勒频移为零，实际存在多普勒频移可能导致累积相位误差，这解释了高多普勒情况下较早发生周跳的原因。

在图8中，我们考虑与图7相同的设置，但在LT处使用两根天线。在这里，LT跟踪接收天线之间以及连续时刻之间的下行信道相位变化（见（50）和（46））。卫星传输参数包括：带宽为10Hz、采样率为10Hz（$T = 0.1_{\text{s}}$）以及载波频率为30GHz。接收天线之间的下行信道相位变化包含非常小的多普勒频移；因此，数字锁相环中不存在累积的多普勒相位误差。图8展示了通过蒙特卡罗仿真获得的实际下行MSL，以及近似值（53）随接收信噪比变化的情况。仿真结果与理论结果吻合良好。较小的多普勒频移使LT能够降低数字锁相环增益 K ，从而提高数字锁相环的有效信噪比。此外，这种较小的多普勒频移使LT能够降低采样率（仅为10Hz！！），同时仍能成功跟踪上行信道。根据理论和数值结果，在典型的卫星通信信噪比下，LT通常在整个卫星视距运动期间都不会发生周跳。

VI. 结论

本文展示了频分双工视距信道中上行链路和下行链路的伪互易性。我们重点研究了低轨卫星通信系统，这类系统通常采用频分双工，并具有视距主导信道。我们提出了一种新方案，使终端能够跟踪下行信道中的相位变化，并利用这些变化估计上行信道中的相位变化，从而通过跟踪接收端信道状态信息，有效估计发射端信道状态信息。我们提出的伪互易方法只需极少的反馈，且系统复杂度低，即可实现发射端信道状态信息估计。

将我们创新的方法融入卫星通信系统，有望显著提升多用户多输入多输出技术在卫星通信中的实现效果。这一改进进而可能大幅提高数据速率。实现这一提升的关键在于，伪互易性有助于估计大量信道的发射端信道状态信息，从而简化流程并提升整体性能。

我们还分析了接收端信道状态信息（CSIR）中的估计误差对发射端信道状态信息（CSIT）估计误差的影响。结果表明，误差不会随时间累积，因此伪

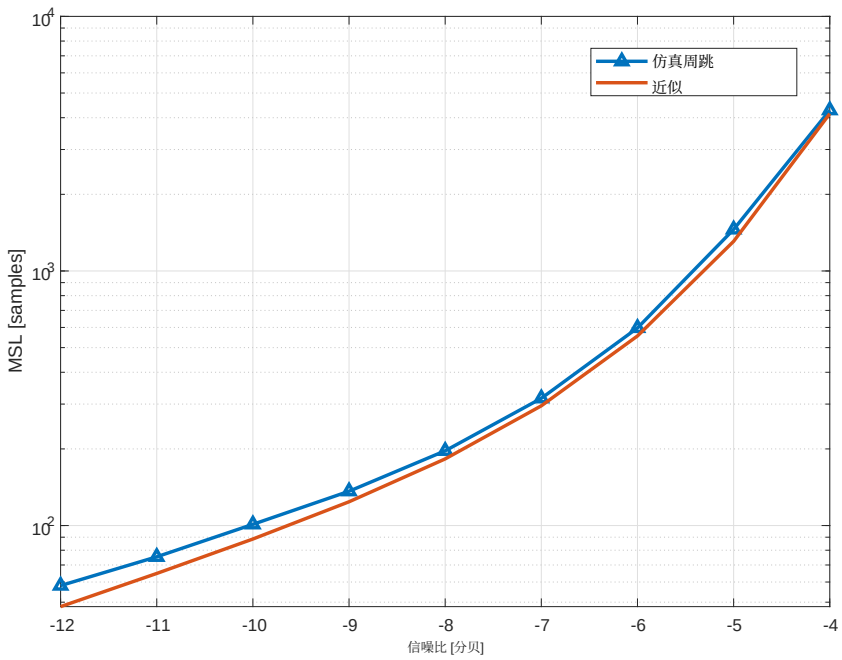

图 8：下行信道中的仿真 MSL 和理论 MSL 随接收信号信噪比的变化，其中一颗卫星使用两根接收天线向 LT 发射信号

互易性能够长时间保持稳定。实际上，在大多数情况下，只需在卫星升起时反馈一次，之后便可持续跟踪信道，直到卫星落下，期间误差很小。

为跟踪接收端信道状态信息的变化，我们提出使用数字锁相环。数字锁相环会引入周跳概率，因此我们计算了首次周跳平均时间（MSL）。

在数值结果部分，我们证明了采用伪互易性进行预编码所达到的性能，可与已知完全信道状态信息发射端时的预编码性能相媲美。此外，我们确认 MSL 的计算结果与仿真结果一致。我们发现，在卫星通信中常见的信噪比范围内，周跳极为罕见，因此从卫星升起到落下的整个过程中，无论卫星如何运动，都不太可能发生周跳。因此，我们提出的伪互易方法为提升卫星通信系统性能提供了一个很有前景的途径，同时只需极低的复杂度和反馈开销。

附录 A

连续过程与数字噪声比较

在本附录中，我们证明，当 T 趋于零时，$\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ \ell}[n]$ 的极限是功率谱密度为 $\sigma^2/2$的白高斯分布噪声。

设 $g(t)$ 是一个一般的连续函数。我们将 $\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}(t)$ 表示为一个零均值、功率谱密度为 $\sigma^2/2$ 的白高斯分布过程。为了对该白过程进行采样，我们将滤波器表示为

$$f(t) = W \cdot 1_{[-1/2W,1/2W]}(t) \tag{54}$$

and

$$\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n] = \tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}(t) * f(t)\Big|_{t=nM/W} \tag{55}$$

其中 W 是带宽， $T = M/W$ 是采样间隔， $M \in \mathbb{N}$。

我们希望证明 $\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 与 $\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}(t) * f(t)$ 具有相同的分布。$\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]$ 的分布是零均值、方差为 $\mathrm{Var}[\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]] = \sigma^2 W/2$ 的白高斯分布。接下来，我们计算

$$\mathrm{Var}\left[\int g(t)\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}(t)dt\right] = \sigma^2/2 \int g^2(t)dt \tag{56}$$

并证明当 T 趋于零时

$$\lim_{W\to\infty, n/W\to t} \mathrm{Var}\left[\sum_n g(nT)\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n]/W\right] = \sigma^2/2 \int g^2(t)dt \tag{57}$$

至此，证明完毕。

附录 B

计算使均方误差（MSE）最小的 K

我们展示一种选择 K 的方法，使特定下行链路均方误差最小化，该误差见式（34）。我们假设两个连续且不同时刻的下行链路之间的变化为 $f_d T$，其中 f_d 为最大多普勒频移， T 为采样间隔。我们还采用小角度近似 $\sin(\phi[n-1]) \approx \phi[n-1]$。基于这些假设，

$$\phi[n] = f_d T - KTA\phi[n-1] - KT\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1] + \phi[n-1]$$

而均方误差（MSE）为

$$\begin{aligned}\text{均方误差（MSE）}\ [\phi[n]] &= \text{方差}[\phi[n]] + \mathbb{E}^2[\phi[n]] \\ &= (1-KTA)^2\mathrm{Var}[\phi[n-1]] + \mathrm{Var}[KT\tilde{w}^{\mathrm{D}}_{m,\ell}[n-1]] + ((1-KTA)\mathbb{E}[\phi[n-1]] + f_d T)^2.\end{aligned} \tag{58}$$

Assum稳定性，$\mathrm{Var}[\phi[n]] = \mathrm{Var}[\phi[n-1]]$ 和 $\mathbb{E}[\phi[n] = \mathbb{E}[\phi[n-1]$, 因此

$$\mathrm{MSE}[\phi[n]] = \frac{\sigma^2 KAT}{A^2(2-KAT)} + \frac{T^2 f_d^2}{(KAT)^2} \tag{59}$$

$$\tag{60}$$

且使 K 值达到最小的解为

$$0 = (KAT)^3\gamma - T^2 f_d^2 (KAT)^2 + 4T^2 f_d^2 (KAT) - 4T^2 f_d^2. \tag{61}$$

附录 C

多普勒上界

在本附录中，我们计算相邻时刻之间以及天线之间多普勒频移绝对值的上界，以证明式 (49) 成立。我们考虑图 9 所示的一般配置：地球上的两根接收天线和一颗天线卫星。我们将 v 定义为卫星速度， h 定义为卫星高度， r_1 和 r_2 分别定义为卫星与天线 1 和天线 2 之间的距离， d 定义为两根天线之间的距离，并将 ϕ_1、ϕ_2 和 θ 定义为图 9 中所示的量。

天线 1 与天线 2 之间多普勒频移绝对值随时间的变化表示为

$$\begin{aligned}
|\Delta f| &= \left| \frac{v f_c}{c} \cos(\theta)[\cos(\phi_1) - \cos(\phi_2)] \right| \\
&= \left| \frac{v f_c}{c} \cos(\theta)[-2\sin(\frac{\phi_1+\phi_2}{2})\sin(\frac{\phi_1-\phi_2}{2})] \right| \\
&\leq \left| \frac{2v f_c}{c} \sin(\frac{\phi_1-\phi_2}{2}) \right|.
\end{aligned} \tag{62}$$

使用三角形上的正弦定理，我们可以求得 $\sin(\phi_2 - \phi_1) = {}^{d}\!/_{\sin(\phi_1)\, r_1}$，并假设 $|\phi_1 - \phi_2| < \pi/2$，可写为

$$\begin{aligned}
|\Delta f| &\leq \left| \frac{2v f_c}{c} \sin(\phi_1 - \phi_2) \right| \\
&= \left| \frac{2dv f_c}{c r_1} \sin(\phi_1) \right| \\
&\leq \frac{2dv f_c}{ch}
\end{aligned} \tag{63}$$

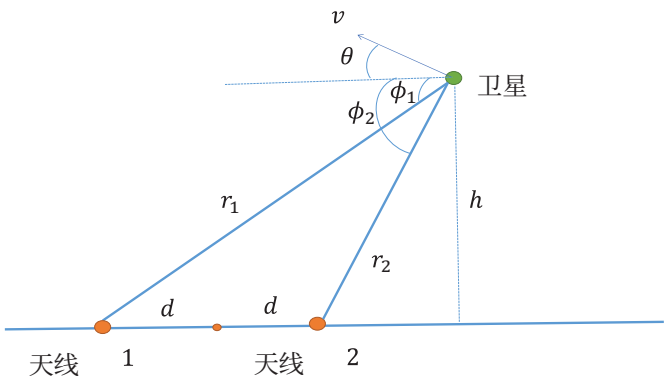

图 9：地球上的两根接收天线与一颗天线卫星的整体设置。我们分析这一设置，以证明（49）成立。

利用（63），可写为

$$\left|\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}\breve{d}_{m,\ell}(n)}{c}\right| = \left|\frac{2\pi f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}}\breve{d}_{m,\ell}(n)T}{cT}\right| \leq \left|\frac{4\pi d f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}} vT}{ch}\right| \tag{64}$$

以及所有常见的卫星轨道、载波频率和采样率 $\left|\frac{4\pi d f_{\mathrm{c}}^{\mathrm{U}} vT}{ch}\right| < \pi$。

参考文献

[1] R. Richter、I. Bergel、Y. Noam 和 E. Zehavi，“低地球轨道卫星中的下行链路协作MIMO”，IEEE Access，第8卷，第213866–213881页，2020年。[2] D. Goto、H. Shibayama、F. Yamashita 和 T. Yamazato，“用于高容量传输的LEO-MIMO卫星系统”，载于2018年IEEE全球通信大会（GLOBECOM），第1–6页，IEEE，2018年。[3] Z. Gao、A. Liu、C. Han 和 X. Liang，“LEO卫星通信系统中大规模MIMO NOMA的和速率最大化”，IEEE无线通信快报，第10卷，第8期，第1667–1671页，2021年。[4] Y. Richter 和 I. Bergel，“基于部分信道状态信息的无线自组织网络最优与次优路由”，载于2015年IEEE第16届无线通信信号处理进展国际研讨会（SPAWC），第191–195页，IEEE，2015年。[5] N. Arad 和 Y. Noam，“信道状态信息不完美条件下的C-RAN迫零：分析及预编码与量化反馈”，IEEE无线通信汇刊，2022年。[6] D. Liu、W. Ma、S. Shao、Y. Shen 和 Y. Tang，“采用迫零波束成形的大规模MU-MIMO系统中时分双工互易性校准的性能分析”，IEEE通信快报，第20卷，第1期，第113–116页，2015年。

[7] X. Jiang、M. ˇCirki´c、F. Kaltenberger、E. G. Larsson、L. Deneire 和 R. Knopp，“硬件失衡条件下的MIMO-TDD互易性：实验结果”，载于2015年IEEE国际通信会议（ICC），第4949–4953页，IEEE，2015年。[8] X. Jiang、A. Decurninge、K. Gopala、F. Kaltenberger、M. Guillaud、D. Slock 和 L. Deneire，“用于TDD大规模MIMO系统的空口互易性校准框架”，IEEE无线通信汇刊，第17卷，第9期，第5975–5990页，2018年。[9] R. Rogalin、O. Y. Bursalioglu、H. Papadopoulos、G. Caire、A. F. Molisch、A. Michaloliakos、V. Balan 和 K. Psounis，“分布式多用户MIMO的可扩展同步与互易性校准”，IEEE无线通信汇刊，第13卷，第4期，第1815–1831页，2014年。[10] Z. Zhong、L. Fan 和 S. Ge，“FDD大规模MIMO上行和下行信道互易性特性：完全互易还是部分互易？”，载于GLOBECOM 2020—2020年IEEE全球通信大会，第1–5页，IEEE，2020年。[11] H. Yin 和 D. Gesbert，“用于宽带FDD大规模MIMO的基于部分信道互易性的码本”，IEEE无线通信汇刊，第21卷，第9期，第7696–7710页，2022年。[12] X. Zhang 和 A. Sabharwal，“FDD大规模MIMO中的可扩展用户选择”，EURASIP无线通信与网络期刊，2021年，第1–18页。[13] S. Kim、J. W. Choi 和 B. Shim，“基于路径选择的FDD大规模MIMO系统反馈开销降低”，载于2019年IEEE无线通信与网络会议（WCNC），第1–6页，IEEE，2019年。[14] Y.-C. Lin、Z. Liu、T.-S. Lee 和 Z. Ding，“利用FDD信道互易性实现MIMO信道状态信息反馈的深度学习相位压缩”，IEEE无线通信快报，第10卷，第10期，第2200–2204页，2021年。[15] Y. Liu 和 O. Simeone，“HyperRNN：通过部分信道互易性辅助FDD大规模MIMO下行信道状态信息获取的深度学习方法”，载于2021年IEEE第22届无线通信信号处理进展国际研讨会（SPAWC），第31–35页，IEEE，2021年。[16] A. R. Golshan 和 S. I. Sheikh，“变星天体X射线源的脉冲相位估计与跟踪”，载于第63届导航学会年会论文集（2007），第413–422页，2007年。[17] R. G. van Uden、C. M. Okonkwo、V. A. Sleiffer、M. Kuschnerov、H. de Waardt 和 A. Koonen，“用于少模光纤传输的单数字锁相环联合载波相位补偿”，IEEE光子技术快报，第25卷，第14期，第1381–1384页，2013年。[18] M. P. Fitz 和 R.-M. Cramer，“基于数字锁相环的MPSK解调器性能分析”，IEEE通信汇刊，第43卷，第2/3/4期，第1192–1201页，1995年。[19] W. Zhuang，“GPS载波相位观测量的性能分析”，IEEE航空航天与电子系统汇刊，第32卷，第2期，第754–767页，1996年。[20] A. J. Viterbi，“噪声存在时锁相环动态的福克-普朗克方法”，IEEE论文集，第51卷，第12期，第1737–1753页，1963年。[21] P. E. Kloeden 和 E. Platen，“数学应用”，载于《随机微分方程的数值解》，第23卷，Springer-Verlag，1992年。