

基于多中继散射组网的时钟恢复方案

赵靖远, 张涛, 李斐

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: 由于目前存在的准同步时钟恢复方案不能够满足多中继散射通信的抖动指标, 所以提出一种在多中继的散射信道中的低抖动时钟恢复方案; 该方案由一个数字锁相环和一个模拟锁相环共同实现, 即双环提取方案; 数字锁相环主要是利用定时误差恢复出一个存在抖动的时钟, 再由模拟锁相环对恢复出的抖动时钟进一步提纯; 传统时钟恢复方案的误差为输入码率下的一比特时长, 该新型方案将提高误差精度, 从而大大降低在多中继传输中的时钟抖动, 这将是散射通信组网的关键技术。

关键词: 时钟恢复; 锁相环; 双环提取方案; 时钟抖动

Clock Recovery Scheme Based on Tropospheric Multi-relay Scattering Network

Zhao Jingyuan, Zhang Tao, Li Fei

(54th Research Institute of CETC, Shijiazhuang 050081, China)

Abstract: Since the existing quasi-synchronous clock recovery scheme cannot satisfy the jitter indicator of multi-relay tropospheric scatter communication, a low-jitter clock recovery scheme in a multi-relay tropospheric scatter channel is proposed. The scheme is implemented by a digital phase-locked loop and an analog phase-locked loop, that is, a dual-loop extraction scheme. The digital phase-locked loop mainly recovers a clock with jitter by using the timing error, and then further refines the recovered jitter clock by the analog phase-locked loop. The error of the traditional clock recovery scheme is one bit duration under the input code rate. The new scheme improved the error precision, thereby greatly reducing the clock jitter in the multi-relay transmission, which will be the key technology of the tropospheric scatter communication network.

Keywords: clock recovery; phase-locked loop; dual-loop extraction scheme; clock jitter

0 引言

一般情况下, 为了节省信道资源, 发送端只发送数据信号而不发送同步时钟信号, 所以在接收端就必须通过时钟恢复算法来提取同步时钟信号。由于散射信道具有高误码率, 通过接收到的数字信号恢复的原始时钟存在时钟抖动, 尤其在多中继的散射信道中时钟抖动将会累加, 严重情况下会导致最远端接收机时钟失锁, 造成通信系统中断^[1]。并且近年来信息传输速率越来越高, 高速码流本身存在严重的码间干扰, 再经过多中继后接收情况将更加恶劣, 所以急需一种新的时钟恢复算法来解决在散射衰落信道中多中继传输的时钟恢复问题^[2]。

本文所提出的时钟恢复方案应用于准同步复接设备, 所以在此给出准同步复接系统中的时钟恢复模型如图 1 所示。利用全数字锁相环恢复时钟的原理是根据输入信号和本地估算时钟的相位误差对本地估算时钟的相位进行连续不断的调整, 从而达到本地估算时钟的相位对输入信号的相位不断跟踪的目的。全数字锁相环由数字鉴相器, 数字

环路滤波器和数控振荡器 (NCO) 三部分组成。数字鉴相器用于检测业务时钟和本地时钟之间的相位误差, 当定时准确时, 检测器的输出为零; 当定时超前时, 检测器输出正误差信号; 当定时滞后时, 检测器输出负误差信号; 环路滤波器用于调整误差信号, 进而驱动 NCO 产生定时信号。

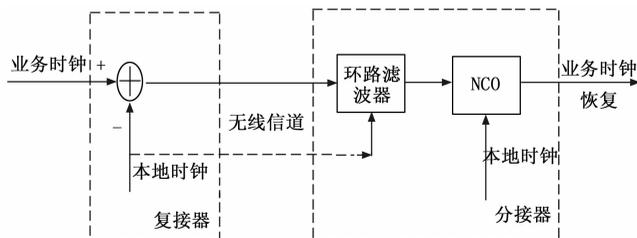


图 1 时钟恢复模型

1 传统码速调整定时恢复方案

根据准同步复接器的码速调整过程可以直接推导出一种时钟传输方法^[3], 即在分接器接收端, 通过观测接收 FIFO 数据量大小的方法, 实现对发送端业务码流时钟的恢复。具体实现原理如图 2 所示。

在复接端, 异步输入码流首先进入先进先出缓冲器 (first in firstout, FIFO) 中, “正/负码速调整成帧控制电

收稿日期: 2018-07-17; 修回日期: 2018-08-08。

基金项目: 国家自然科学基金青年科学基金项目(61701368)。

作者简介: 赵靖远(1994-), 女, 河北石家庄人, 硕士生, 主要从事无线通信系统方向的研究。

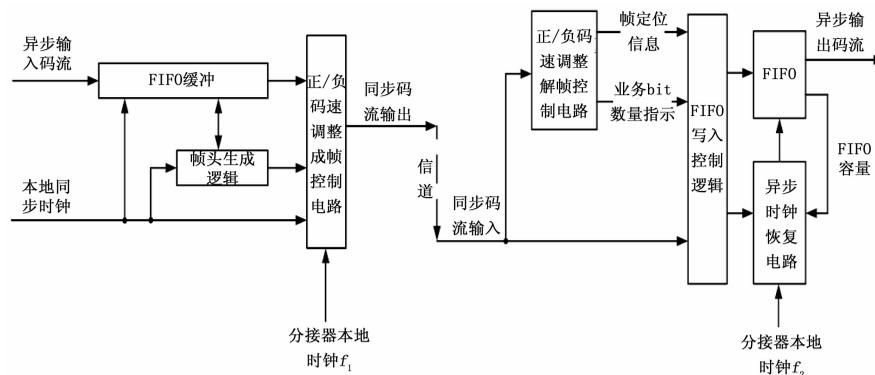


图 2 传统码速调整定时恢复方案

路”则负责生成帧头、帧体和其它帧结构字段, 帧体的内容是读取 FIFO 缓冲的输出, 从而把异步输入码流传输至信道。因为复接器本地时钟和异步输入码流时钟不相关, 仅在标称值上相等, 实际两个时钟具有一定容差, 所以若不采取任何措施, FIFO 最终会出现读空或写满溢出现象, 造成信息传输损伤。准同步复接则采用码速调整方案, 复接器在要发送一帧数据的起始时刻观测当前 FIFO 中的数据容量, 以 FIFO 总容量一半大小为门限, 超过此门限时就多发送一比特, 低于此门限时就少发送一比特, 并用两种不同帧头来指示本帧传输信息量的多少。

在分接端, “正/负码速调整解帧控制电路”在帧已经同步时, 会根据检测出帧头码型判断本帧业务净荷的大小, 正确地将业务码流写入接收端 FIFO 缓冲^[4]。“异步时钟恢复电路”工作在分接器本地时钟上, 其作用是产生连续读取 FIFO 的时钟, 即生成异步输出码流时钟, 该时钟与复接端业务的异步输入码流时钟同频时, 就完成了异步业务码流时钟恢复。分接器工作时钟与异步业务码流时钟亦是非相干, 仅在标称值上相等, 要生成同频时钟可采用一个频率受控定时 NCO, 根据接收端 FIFO 当前容量大小是否超过 FIFO 总容量的半值来控制定时 NCO 输出频率。可在接收端帧头位置处观测当前 FIFO 容量, 大于总容量半值时则提升定时 NCO 输出频率, 小于总容量半值时则降低定时 NCO 输出频率, 调整控制定时 NCO 输出频率的增量使环路收敛, 则定时 NCO 输出频率就锁定在发送端异步输入码流时钟上。

根据上述码速调整恢复定时的方法可看出, 该方案是在复接和分接端构造了一个以发送端异步输入码流速率为分辨率的分布式锁相环^[5]。此锁相环的鉴相精度为输入码流速率, 鉴相频率为帧频。由于鉴相精度是输入码流速率, 特别是在业务速率较低时 (在本准同步复接系统中最低速率为 64 kb/s, 鉴相精度 15.625 μs), 以发送端异步输入码流时钟为基准, 观测接收端分接器输出的码流时钟, 将会达到至少 15.625 μs 漂移。接收端时钟相对发送端时钟相差输入码率下的一比特时长时, 接收端锁相环才会感知该定时误差, 然后快速锁定^[6]。锁定后, 又进入相对时钟漂移阶段, 漂移幅度达输入码率下的一比特宽度。接收端时钟

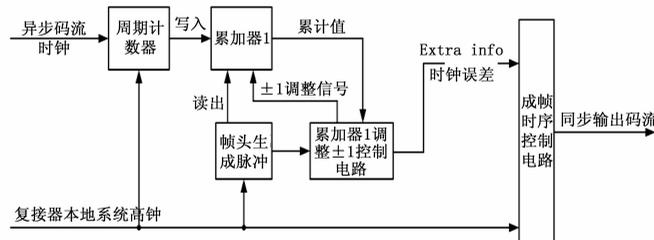
不仅存在相位漂移, 还存在以分接器本地时钟为周期的抖动。抖动幅度与分接器本地时钟频率成反比关系。

经过上述分析, 以码速调整为基础的时钟传输方案在中继数较小、接收端业务终端对时钟抖动和漂移要求不高的情况下, 实现原理简单, 业务开销较少, 是一种可取方案。但是由于码速调整定时恢复方案鉴相精度为输入码流速率, 收发时钟相位幅度差超过码率下的一比特宽度时, 接收端分接器才能检测并生成新的定时误差, 收发时钟间存在漂移—锁定—漂移—

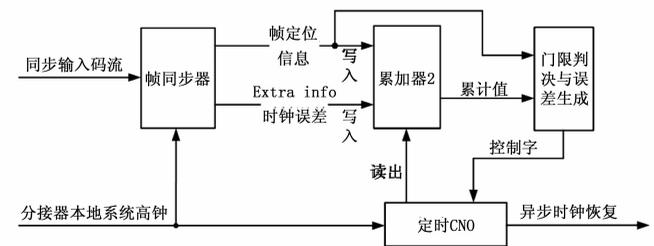
锁定的周期滑动现象。在系统存在多跳级联情况下, 每跳均会引入中继链路时钟漂移和抖动^[7-8], 经系统要求的 5 跳无线信道和 6 跳光传输后链路时钟抖动会累积增大, 严重情况下会导致最远端接收机时钟失锁, 造成通信系统中断。

2 双环提取方案

在上一节介绍的基于码速调整的定时恢复方案定时误差分辨率低, 若系统能够提高定时误差分辨率, 可极大减小收发时钟间的漂移幅度, 进而将漂移减小为时钟抖动。基于高定时相位误差分辨率的高精度定时恢复的复接与分接端原理如图 3 所示。



(a) 高精度定时恢复复接端原理框图



(b) 高精度定时恢复分接端原理框图

图 3 高精度定时恢复原理框图

参考码速调整原理, 认为异步码流时钟周期的持续时间就是要传输的业务信息, 复接器对异步码流时钟进行累积测量, 按正/负码速调整规则, 每帧传输要么多传输一定时长的业务信息, 要么少传输一定时长的业务信息, 在分接器端, 将接收到的持续时间信息保存至 FIFO, 根据 FIFO 容量值恢复异步码流时钟^[9-10]。实现时, 帧结构中实际是没有传输“持续时间”这个业务信息的, 而只传输时钟误差, 在分接端可根据该时钟误差值, 实时恢复出当前

异步码流时钟。

如图 3 (a) 所示, 复接器本地系统高钟首先对输入的异步码流时钟采样计数, 得到以复接器本地时钟为基准的异步码流周期计数值, 每异步码流时钟周期结束时, 将周期计数值写入累加器 1 中。向累加器 1 写入操作等效为向累加器当前值增加一个写入值, 从累加器 1 读出操作等效为向累加器当前值减少一个读出值。图 3 (a) 中所示“±1 调整信号”表示向累加器当前值增加/减少数值 1。

“累加器 1 调整 ±1 控制电路”用于在每帧起始时刻根据累加器 1 的累计值进行调整。若累计值大于给定门限, 就向累加器 1 多读出一个数值 1, 否则向累加器 1 少读出一个数值 1。该 ±1 调整信号就是定时误差信号, 将该信号放入帧结构中生成同步输出码流。

图 3 (b) 所示接收端, 要求分接器本地系统高钟频率和复接器本地系统高钟频率标称值相等。从信道中接收的同步码流经过帧同步器后, 得到帧定位信号, 并从帧结构中解析输出 Extra info 时钟误差信息。帧定位脉冲和 Extra info 均向累加器 2 写入数值, 帧定位脉冲向累加器 2 写入固定值, 该固定值等于帧周期除以系统高钟频率; Extrainfo 为发端的 ±1 调整信号, 累加器 2 每帧除了累加固定值外, 还根据 Extrainfo 的指示执行 +1 或 -1 操作。

“门限判决与误差生成”模块在帧定位脉冲控制下, 每帧对累加器 2 的累计值进行幅值判断, 当累计值大于 0 则表明定时 NCO 速率偏低, 需要增大定时 NCO 频率控制字, 若累计值小于 0 则表明定时 NCO 速率偏快, 需要减小定时 NCO 频率控制字。定时 NCO 每溢出一次就生成一周期异步时钟, 同时对累加器 2 执行读出操作, 读出操作是对累加器 2 的当前值减去当前 NCO 溢出周期的计数值。最终通过定时 NCO 恢复出异步时钟, 与发送端异步码流时钟相比, 抖动幅度为分接器本地系统高钟周期。

本方案中设计的定时 NCO 为增强型 NCO^[11], 相比于传统 NCO, 可产生任意频率。传统定时 NCO 一般实现方式为一个累加器, 只有在溢出后才能生成溢出, 而本定时 NCO 巧妙的利用了累加增量、模值和补码的关系, 可预知溢出脉冲时刻。该定时 NCO 经过修改后还可以实现误差控制, 控制定时 NCO 的工作频率, 在分接器中输出最终定时脉冲时, 就是采用该定时 NCO 来实现数字时钟的低抖动调整。

经过上一步的全数字锁相环高精度数字定时恢复后得到时钟的抖动最小仍限制在一高钟周期内, 为进一步降低定时抖动可在数字提取定时输出后级联窄带模拟锁相环, 对定时信号进一步滤波提纯, 即双环定时提取方案。

由全数字锁相环产生的全数字高抖动幅度时钟经过模拟锁相环进一步提纯后转换为同频低抖动低相噪时钟, 作为分接器支路输出工作时钟。经过双环模拟提纯后的时钟可满足本系统支路时钟抖动要求。

3 定时环路数学模型

定时恢复环路可以采用一阶环或二阶环实现。当采用

一阶环实现时, 在收发两端存在频偏时, 接收端将会出现固定的稳态相位误差, 在收发两端频率偏差较小时可以采用。当采用二阶环实现时, 收端将完全补偿发送端的频率偏差, 理论静态相位误差为 0, 二阶环适合在收发频偏较大时使用^[12]。本方案收发两端采用较高频率稳定度的恒温晶振实现, 一阶环即可满足定时恢复的要求, 因此, 这里采用一阶数字环用于定时调整, 误差信号驱动 NCO 产生定时信号, 可直接在 z 域进行计算, 得出环路参数。一阶定时环路的数学模型如图 4 所示。

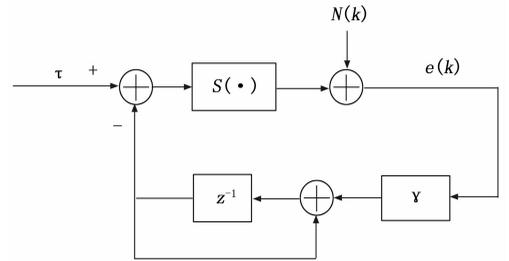


图 4 一阶定时环路的数学模型

在图 4 中, NCO 累加器宽度为 24 bit, γ 是除鉴相器之外的其它部件的总增益, 为:

$$\gamma = \frac{K}{2^{24}} \cdot \frac{T}{T_{NCO}} \cdot \frac{1}{N} \quad (1)$$

K 为引入的定标因子, 也是环路唯一能改变的参数, 决定着环路带宽; T 为一帧周期; T_{NCO} 为定时 NCO 的工作时钟周期, 本定时恢复环路使用系统时钟 T_{CLK}; N 为 NCO 输出的定时同步时钟周期与一帧周期之比。

式 (1) 中, 环路总增益的 γ 的计算是以误差更新速率为标准, $\frac{T}{T_{NCO}}$ 的引入是因为误差信号 e(k) 是以帧频速率输出, 而 NCO 的工作时钟远高于帧频速率, 从而送入 NCO 的误差信号 e(k) 在一个帧周期中被加了 $\frac{T}{T_{NCO}}$ 次所致。1/N 的引入是因为 NCO 的溢出速率是帧速率 N 的倍^[13], 即 T = NT_i, 要经过 N 分频后, 才能得到帧速率。

由图 6, 写出环路中定时 NCO 的差分方程为:

$$\hat{\tau}_{(k+1)} = \hat{\tau}_k + \gamma e(k) \quad (2)$$

误差信号 e(k) 在时刻 kT 计算定时参数和当前的估计参数 $\hat{\tau}_k$ 的差别, 可以表示为:

$$e(k) = S(\tau - \hat{\tau}_k) + N(k) \quad (3)$$

式中, N(k) 为零均值噪声, S(·) 为定时误差检测器的 S 曲线^[14] (亦即鉴相特性曲线), 并有:

$$S(\tau) = E\{e(k) \mid \hat{\tau}_k = \tau\} \quad (4)$$

E(·) 为求数学期望。将式 (2)、(3) 合并, 得到:

$$\hat{\tau}_{k+1} = \hat{\tau}_k + \gamma S(\tau - \hat{\tau}_k) + \gamma N(k) \quad (5)$$

当进入跟踪状态后, 环路的稳态误差 t_d(k) = τ - $\hat{\tau}_k$ 非常小 (该假设在进行环路性能分析时是经常用的), 因此可近似有:

$$S(\tau - \hat{\tau}_k) = S[t_d(k)] \approx At_d(k) \quad (6)$$

A 为 S 曲线在环路稳定点 τ_s 处的斜率, 即:

$$A = \left. \frac{dS(\tau)}{d\tau} \right|_{\tau=\tau_s} \quad (7)$$

将式 (6) 代入式 (5) 得到:

$$t_d(k+1) = (1-\gamma A)t_d(k) - \mathcal{R}N(k) \quad (8)$$

应注意到, $N(k)$ 由于为零均值, 则必然有 $t_d(k)$ 为零均值。对上式应用 z 变换可得到:

$$T_d(z) = (1-\gamma A)T_d(z)z^{-1} - \gamma N(z)z^{-1} \quad (9)$$

可以将 $T_d(z)$ 视作环路对 $N(z)$ 的响应。将上式整理后得到环路的传输方程为:

$$H(z) = -\frac{\mathcal{R}}{z - (1-\gamma A)} \quad (10)$$

令 $z = \exp(j2\pi fT)$ 并代入上式, 得到环路的频率响应为:

$$H(f) = -\frac{\mathcal{R}}{\exp(j2\pi fT) - (1-\gamma A)} \quad (11)$$

下面根据环路的频率响应计算等效噪声带宽。等效噪声带宽的定义为:

$$B_L = \frac{1}{2 |H(0)|^2} \int_{-\pi}^{\pi} |H(f)|^2 df \quad (12)$$

将式 (11) 代入式 (12), 得到:

$$B_L = \frac{\mathcal{R}A}{(2T(2-\mathcal{R}A))} \quad (13)$$

用符号速率对上式进行归一化, 得到归一化等效噪声带宽:

$$B_L T = \frac{\mathcal{R}A}{2T(2-\mathcal{R}A)} \quad (14)$$

由于实际中, γA 远小于 $1^{[15]}$, 上式可简化为:

$$B_L T = \frac{\mathcal{R}A}{4} \quad (15)$$

将式 (1) 代入上式, 得到:

$$B_L T = \frac{A}{4} \cdot \frac{K}{2^{24}} \cdot \frac{T}{T_{\text{NCO}}} \cdot \frac{1}{N} \quad (16)$$

4 仿真结果及分析

本次仿真背景基于多中继的散射网络, 最长的中继通信链路包括 5 跳散射中继和 6 跳光中继, 群路时钟经过每跳无线散射信道或光纤传输信道后, 都会引入中继链路时钟抖动, 经多跳中继传输后链路时钟抖动会累积增大, 严重情况下会导致接收端时钟失锁, 造成通信中断影响通信性能。所以此次仿真主要对比传统定时恢复方案与双环提取方案在 5 跳散射中继情况下时钟恢复效果的对比。下面分别对 1 跳、3 跳和 5 跳的情况进行分析。各图中的相位差为相对高钟计数的差值, 时间为高钟时长。

图 5 和图 6 分别为传统码速恢复和双环提取方案在 1 跳中继时, 恢复时钟与原时钟的相位差比较。

由图 5 可以看出, 传统的时钟恢复方案在一跳时就存在严重的时钟漂移, 得到的恢复时钟相对原时钟左右摇摆。在图 6 使用双环提取方案时, 恢复时钟与原时钟的相位相对稳定, 会随机出现一个高钟宽度的抖动, 使用的高钟频率为 81.92 MHz, 所以抖动极其微小。

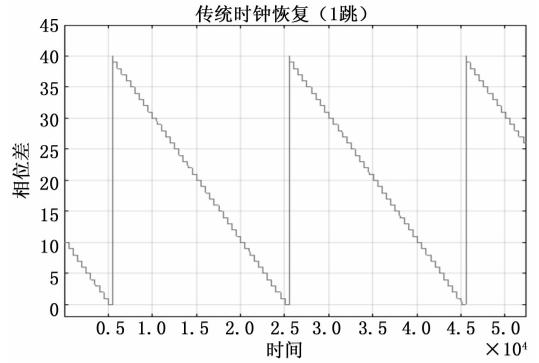


图 5 传统时钟恢复在 1 跳时的相位差

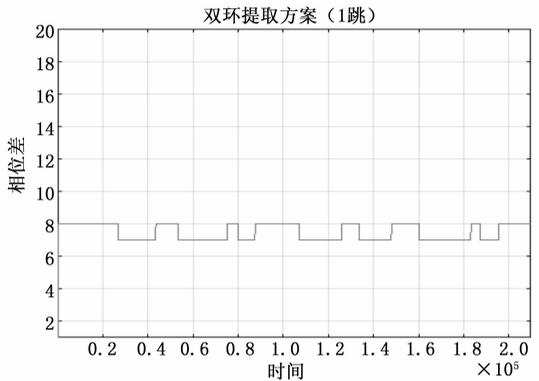
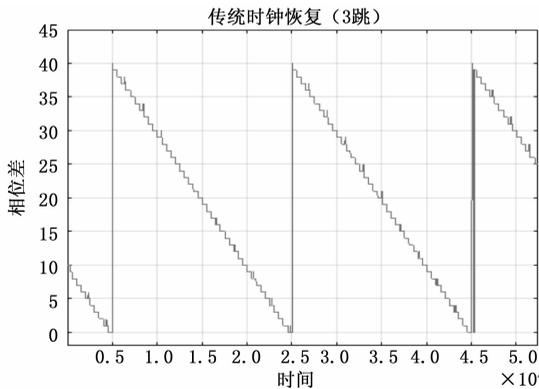
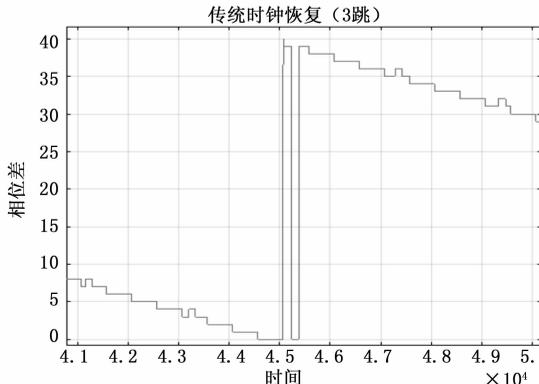


图 6 双环提取方案在 1 跳时的相位差

图 7 和图 8 分别为传统码速恢复和双环提取方案在 3 跳中继时, 恢复时钟与原时钟的相位差比较。



(a) 传统时钟恢复在 3 跳时的相位差



(b) 图(a)放大图

图 7 传统时钟恢复 (3 跳)

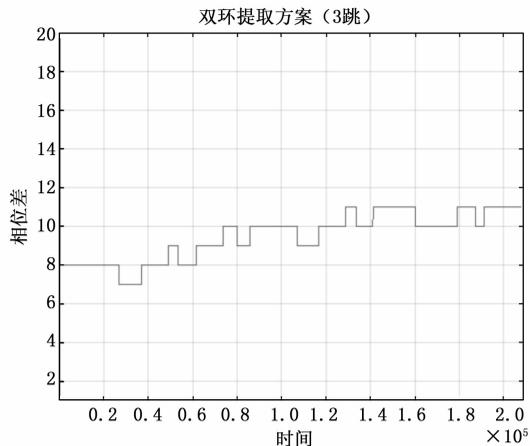
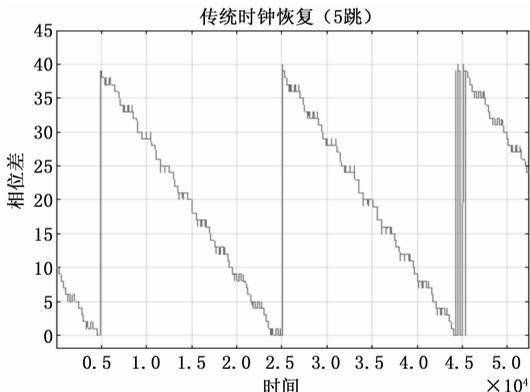
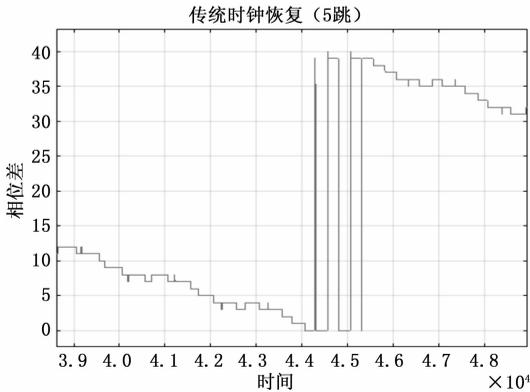


图 8 双环提取方案在 3 跳时的相位差

图 7 (a) 中可以看出, 传统时钟恢复在 3 跳时除了存在严重的时钟漂移, 时钟抖动也开始加剧; 在后半部分的放大图图 7 (b) 中可以更清晰地看出存在瞬时的时钟漂移, 这有可能导致接收端时钟失锁。而图 8 显示的双环提取方案在 3 跳时, 抖动略微增大, 极大值与极小值相差两个高钟宽度, 但是每次抖动依然仅为一个高钟宽度, 这对接收端时钟恢复并无太大影响。



(a) 传统时钟恢复在 5 跳时的相位差



(b) 图 (a) 放大图

图 9 传统时钟恢复 (5 跳)

图 9 和图 10 分别为传统码速恢复和双环提取方案在 5 跳中继时, 恢复时钟与原时钟的相位差比较。

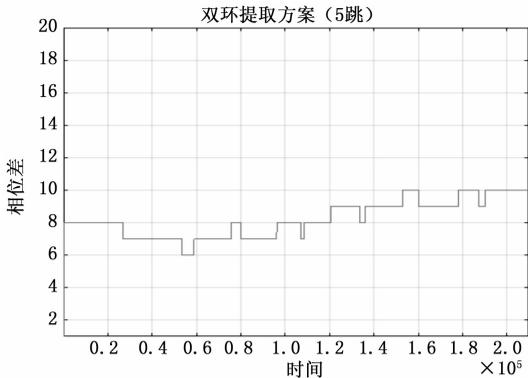


图 10 双环提取方案在 5 跳时的相位差

图 9 (a) 的整体形态与图 7 (a) 相似, 时钟抖动更为频繁, 放大后的图 9 (b) 中, 瞬时时钟漂移更加严重而且持续时间变长, 可以预测在更多跳数后时钟将持续漂移造成远端失锁。图 10 中的双环提取方案在 5 跳时, 极值差为四个高钟宽度, 每次抖动幅度依然为一个高钟宽度, 恢复的时钟可以满足大多数工程要求。

5 结束语

本文提出的双环提取方案, 在性能上极大的优于以往使用的时钟恢复方案, 消除了时钟漂移的影响, 仅存在微小的时钟抖动, 并在多跳时依然稳定, 在散射通信组网中可以克服多跳的长链路时钟失锁造成的失步问题。

参考文献:

- [1] 孙玉. 数字复接技术 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 1992.
- [2] 李志勇, 秦建存, 梁进波. 对流层散射通信工程 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2017.
- [3] 董占强, 杨志鹏, 杨喜光, 等. 一种新型无线信道正零负码速调整设计 [J]. 计算机与网络, 2009 (10): 40-42.
- [4] 谢琳琳, 王 扬, 乔树山, 等. 用于快速锁定全数字锁相环的反馈调节算法 [J]. 西安电子科技大学学报 (自然科学版), 2018, 45 (3): 108-113.
- [5] 刘 波, 陆佩忠, 邹 艳. 基于极大后验概率的高容错码速调整恢复算法 [J]. 计算机工程, 2008, 34 (21): 106-123.
- [6] 马守兴, 代 刚, 石 柳, 等. 异步 FIFO 在复分接设计中的应用与实现 [J]. 数字技术与应用, 2012 (5): 122-123.
- [7] He C, Kwasniewski. Bang-Bang CDR's acquisition, locking, and fittertolerance [A]. Electrical&Computer Engineering, 25th IEEE Canadian Conference [C]. 2012: 1-4.
- [8] Ming-ta Hsieh. Single chip high speed serial Lin communications for multi-channel and multi-standard applications [D]. The University of Minnesota, 2008.
- [9] Jou S J, Lin C. Design and analysis of digital data recovery circuit using Oversampling [J]. IET J. of Circuits, Devices and Systems, 2007, 1 (1): 95-101.
- [10] Ayllon F G, Galan J, Marin A, et al. Optimisation and performance assessment of a digital signal-processing method for

