



研究与开发

## 基于叠加训练符号的GFDM联合时频偏估计算法

刘春刚<sup>1,2</sup>, 李城达<sup>1,2</sup>, 王钢<sup>3</sup>

(1. 河北师范大学中燃工学院, 河北 石家庄 050024;

2. 河北省信息融合与智能控制重点实验室, 河北 石家庄 050024;

3. 哈尔滨工业大学通信技术研究所, 黑龙江 哈尔滨 150001)

**摘要:** 未来的低轨 (low earth orbit, LEO) 卫星通信系统需要更灵活的物理层, 因此有了广义频分复用 (generalized frequency division multiplexing, GFDM) 技术。对由重复加权序列构成的训练符号进行了研究, 避免了时频偏估计中的串扰问题, 并提出一种新的时频偏估计算法。该算法利用了训练码的时域对称共轭性和训练码在时域上良好的自相关特性, 通过分段移动相关来实现定时同步, 并通过两个重复训练符号的相位差估计小数频偏, 利用频域的良好自相关特性和零处的低能量特性估计整数频偏。仿真结果表明该算法相比其他算法, 频偏估计误差降低了两个数量级, 时偏估计误差降低了3个数量级, 接收误码率降低了7个数量级。因此该算法的时频偏估计以及抗频偏性能更好, 能够有效提升GFDM系统的整体性能。

**关键词:** 低轨卫星; 广义频分复用; 时频偏估计; 抗频偏性能

**中图分类号:** TN919

**文献标志码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-0801.2025223

## GFDM joint time-frequency offset estimation algorithm based on superimposed training symbols

LIU Chungang<sup>1,2</sup>, LI Chengda<sup>1,2</sup>, WANG Gang<sup>3</sup>

1. College of Middle Combustion Engineering, Hebei Normal University, Shijiazhuang 050024, China

2. Hebei Provincial Key Laboratory of Information Fusion and Intelligent Control, Shijiazhuang 050024, China

3. Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China

**Abstract:** The future low earth orbit (LEO) satellite communication system requires a more flexible physical layer, thus giving rise to generalized frequency division multiplexing (GFDM) technology. The training symbols composed of repeated weighted sequences were studied, avoiding the crosstalk problem in time-frequency offset estimation, and a new time-frequency offset estimation algorithm was proposed. This algorithm utilizes the time-domain symmetric conjugation of the training code and its excellent autocorrelation characteristics in the time domain to achieve timed synchronization through piecewise moving correlation. The decimal frequency offset was estimated through the phase

收稿日期: 2025-04-22; 修回日期: 2025-07-14

通信作者: 李城达, 1148967048@qq.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.62071167)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (No.62071167)

difference of two repeatedly trained symbols, and the integer frequency offset was estimated by taking advantage of the good autocorrelation property in the frequency domain and the low energy property at zero. The simulation results show that, compared with other algorithms, the frequency offset estimation error of this algorithm is reduced by two orders of magnitude, the time offset estimation error is reduced by three orders of magnitude, and the received bit error rate is reduced by seven orders of magnitude. Therefore, the time-frequency offset estimation and anti-frequency offset performance of this algorithm are better, which can effectively improve the overall performance of the GFDM system.

**Key words:** low earth orbit satellite, generalized frequency division multiplexing, time-frequency offset estimation, anti-frequency offset performance

## 0 引言

随着人们对通信传输速率的要求越来越高,正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术因其传输速率高、抗多径干扰能力强而得到广泛应用,已成为4G移动网络的主要无线传输技术。然而,由于其同步误差敏感性和带外(out of band, OOB)辐射问题,OFDM现在在面向5G移动通信应用时面临挑战,例如,仅需要粗同步的机器类型通信(manufacture test certificate, MTC)和物联网(Internet of things, IoT)的挑战。由于MTC需要更低的功耗,并且IoT在未来将变得越来越流行,这意味着越来越多的设备需要在同一时刻瞬时连接到互联网,因此OFDM不再适合未来5G的应用。

为了解决OFDM的高OOB问题和其他上述缺点,提出了一种灵活的多载波调制方案,该方案称为GFDM<sup>[1]</sup>。GFDM将高速输入数据流划分为低速数据流并通过多个频谱重叠频谱,以实现比传统OFDM更高的带宽效率<sup>[2-3]</sup>。由于GFDM的非正交性引入了符号间干扰,GFDM继承了OFDM的循环前缀(cyclic prefix, CP)块信令结构以消除符号间干扰。

多载波通信系统中的主要挑战之一是符号时间偏移(symbol time offset, STO)<sup>[4]</sup>和载波频率偏移(carrier frequency offset, CFO)估计<sup>[5]</sup>。GFDM系统对同步误差非常敏感,STO和CFO将造成

接收端符号间串扰和载波间干扰,严重影响系统误码率性能。如何实现准确的符号定时同步和载波频率同步是GFDM系统需要解决的关键问题。

同步方案主要可以分为数据辅助和非数据辅助两大类<sup>[6]</sup>。数据辅助是指在符号中插入导频信号或者借助前导符号实现同步;非数据辅助亦称盲估计,即不借助任何已知的数据符号,只依靠信号本身的特性进行同步。由于盲估计不需要使用额外的数据,因此具有较高的频带利用率,但往往计算复杂度较高<sup>[7]</sup>。基于导频或者前导符号的方法虽然占用了一定数量的子载波,使得频带利用率有所下降,但是其实现比较简单,并且有较好的估计性能,因此使用比较广泛。在文献[8]中首次提出了由2个重复的OFDM符号组成的序列,以探索用于CFO估计的强自相关特性,并且缩短数据符号以解决更宽的CFO估计范围。文献[5]中使用附加积分的解决方案,即提出了沿CP和循环后缀(cyclic suffix, CS)长度移动平均以消除平台效应。然而该度量具有金字塔形状,这导致噪声环境中的STO估计误差。文献[9]中的算法中探索了这些方法以获得稳健的CFO估计,并且在校正CFO之后将自相关方法与互相关相结合,从而得到优化的脉冲时间度量。文献[10]根据先前样本的统计特性和给定的报警概率,引入一个附加的阈值准则,允许对多径信道的第一抽头的时间偏移进行精细估计。文献[11]构造了一种基于



恒包络零自相关 (const amplitude zero auto correlation, CAZAC) 序列的新型训练符号, 利用训练符号的时延相关与对称相关特性实现了精确的定时同步, 并联合 CP 进行频率同步, 算法具有较低的计算复杂度。与 OFDM 的大量同步技术相比, GFDM 缺乏解决方案, 且上述研究算法会产生不可忽略的 OOB 发射和低衰减频谱旁瓣, 对时频偏估计精度有不同程度的损失, 在毫米波段、大带宽、高多普勒频移及变化率、低信噪比的 LEO 卫星信道中将面临更加严峻的挑战, 所以需要设计改进算法更好地在上述场景中应用。

本文提出了一种新的训练序列和同步算法, 避免了时频偏估计中的不确定平台问题, 实现了 GFDM 系统中时频偏的更准确估计, 并验证了其在卫星多径信道中的误码率接收性能。

## 1 GFDM 背景

GFDM 发射端框图如图 1 所示。在第 1 步中, 来自二进制的数字被布置在  $K$  个子载波中, 每个子载波携带  $M$  个子符号, 总共  $MK$  个并行子流。二进制数据被映射到正交幅度调制 (quadrature amplitude modulation, QAM) 符号。每个流通过因子  $N=MK$  进行严格上采样, 即  $N-1$  个零被添加。这些零填充序列用相应的发送滤波器进行滤波:

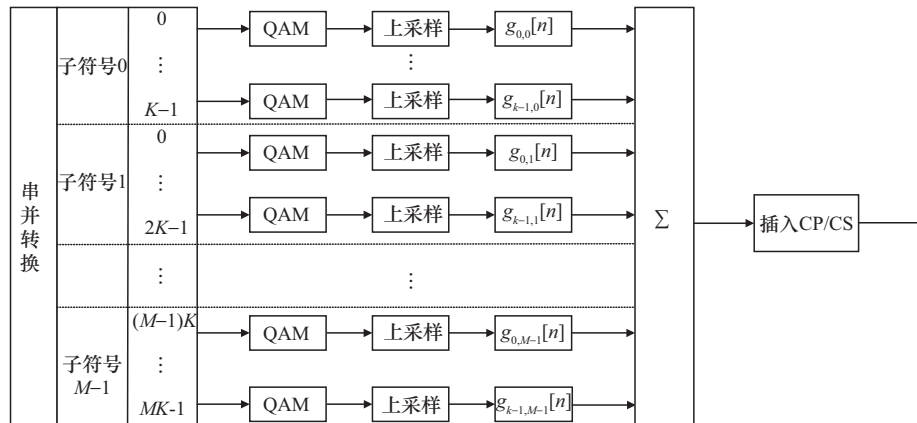


图1 GFDM 发送端框图

$$g_{k,m}[n] = g[(n - mK) \bmod N] e^{-j2\pi \frac{k}{K} n} \quad (1)$$

其中,  $g[n]$  表示具有  $N$  个样本的原型滤波器的脉冲响应, 该序列也可以表示为列向量  $\mathbf{g}_{k,m}$ ,  $k$ 、 $m$  和  $n$  分别是子载波、子符号和时间样本索引。最后通过根据式 (2) 对所有子载波和子符号信号求和, 得到数字域中的基带发射信号为:

$$x[n] = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{k=0}^{K-1} d_{k,m} g_{k,m}[n] \quad (2)$$

其中,  $d_{k,m}$  是在第  $k$  个子载波的第  $m$  个子符号中发送的数据符号。

在矩阵表示法中发送样本  $\mathbf{x} = (x[n])^T$ , 其中  $n = 0, 1, \dots, N-1$ , 也可以表示为:

$$\mathbf{x} = \mathbf{A} \mathbf{d} \quad (3)$$

其中, 数据向量为:

$$\mathbf{d} = (d_{0,0}, \dots, d_{0,M-1}, d_{1,0}, \dots, d_{K-1,M-1})^T \quad (4)$$

并且发射矩阵为:

$$\mathbf{A} = (\mathbf{g}_{0,0}, \dots, \mathbf{g}_{0,M-1}, \mathbf{g}_{1,0}, \dots, \mathbf{g}_{K-1,M-1}) \quad (5)$$

CP 和 CS 的插入可以通过使用扩展的传输矩阵来获得:

$$\tilde{\mathbf{x}} = \mathbf{A}^{(e)} \mathbf{d} \quad (6)$$

其中,  $\mathbf{A}^{(e)} = \mathbf{w} \mathbf{E} \mathbf{A}$ , 且  $\mathbf{E} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{L_{CP}, N-L_{CP}-1} & \mathbf{I}_{L_{CP}} \\ & \mathbf{I}_N \\ \mathbf{I}_{L_{CS}} & \mathbf{0}_{L_{CS}, N-L_{CS}-1} \end{pmatrix}$  是重

复前缀  $L_{CP}$  样本和后缀  $L_{CS}$  样本的扩展矩阵, 结

果为  $L=L_{CP}+L_{CS}$  附加样本。  $I_i$  表示单位矩阵，  $0_{i,j}$  是含零的  $i$  行  $j$  列矩阵，  $\mathbf{w}$  是包含时间窗函数的  $N+L$  个系数的通用对角矩阵。 GFDM 接收端框图如图 2 所示。

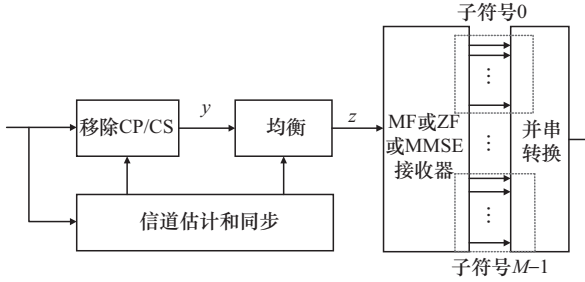


图2 GFDM接收端框图

接收的基带样本根据式 (7) 获得：

$$\tilde{\mathbf{y}} = \mathbf{h} * \tilde{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad (7)$$

其中，  $\mathbf{h}$  是多径信道的实现，  $\tilde{\mathbf{v}}$  是高斯白噪声 (additive white Gaussian noise, AWGN) 向量，并且  $*$  表示卷积。假设 CP 和 CS 足够大以适应信道延迟扩展。在 CP 和 CS 去除之后的接收信号由  $\mathbf{y}$  表示。

假设完全了解接收器处信道脉冲响应以及有完美的时间和频率同步，则可以忽略循环扩展，并且由于它使得与信道的卷积是循环的，所以可以在频域中均衡信号，得到：

$$\mathbf{z} = \text{IFFT} \left\{ \frac{\text{FFT}(\mathbf{y})}{\text{FFT}(\mathbf{h})} \right\} \quad (8)$$

估计的数据符号的向量  $\hat{\mathbf{d}}$  通过式 (9) 获得：

$$\hat{\mathbf{d}} = \mathbf{B}\mathbf{z} \quad (9)$$

其中，  $\mathbf{B}$  是接收机矩阵。

一种可能的方法是使用发射矩阵的共轭转置来应用匹配滤波器 (matched filter, MF) 接收机矩阵，即：

$$\mathbf{B}_{MF} = \mathbf{A}^H \quad (10)$$

MF 接收机虽然该过程最大化了每个子载波的信噪比，但它不能消除自生干扰，并且可能导

致非常差的性能。因此给出基于发射机矩阵的逆的迫零 (zero forcing, ZF) 接收机矩阵：

$$\mathbf{B}_{ZF} = \mathbf{A}^{-1} \quad (11)$$

当  $\mathbf{B}_{ZF}\mathbf{A} = \mathbf{I}_N$  时就能够消除自生干扰。然而对于任意  $k$ ，有  $\xi = \sum_{i=0}^{N-1} |[\mathbf{B}]_{k,i}|^2 \geq 1$ ，所以 ZF 接收机可能会增强噪声，从而导致与 OFDM 相比时的性能下降。

## 2 训练结构和同步算法

### 2.1 叠加训练符号的发射信号

本文为 GFDM 系统设计了新的训练符号。传输符号的结构如图 3 所示，是具有叠加训练符号的发送符号的结构。

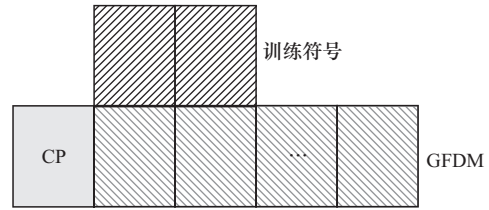


图3 传输符号的结构

为了构造叠加的训练符号，生成了具有 2 个子符号长度的初始训练序列：

$$\mathbf{x}_t = \mathbf{A}_t \mathbf{d}_t \quad (12)$$

其中，  $\mathbf{A}_t$  是  $2K \times 2K$  的 GFDM 调制矩阵。  $\mathbf{d}_t$  是一个  $2K \times 1$  的随机向量。因此初始训练符号  $\mathbf{x}_t$  可以直接叠加到时域中发送的 GFDM 帧用于 STO 估计，并将表示为正常训练符号 (normal training symbol, NTS)。然而用于产生 NTS 的脉冲成形滤波器被截断为 2 个子符号。NTS 将引入比 GFDM 帧更多的 OOB 发射<sup>[12]</sup>，为了减少由 NTS 引起的 OOB 发射，所利用的脉冲整形滤波器可以扩展到  $M$  个子符号长度，使得扩展的训练符号与 GFDM 帧中的  $M$  个子符号一样长。扩展的训练符号是基于  $\mathbf{x}_t$  构造的，并且可以被建模为：

$$\mathbf{p}_t = [\mathbf{x}_t^T, \mathbf{0}, \dots, \mathbf{0}]^T \quad (13)$$

$(M-2) \times K$



然后将  $N$  点 GFDM 迫零解调应用于扩展的训练符号向量, 可以得到与 GFDM 数据符号具有相同长度的训练序列。即:

$$d'_i = (A^H A)^{-1} A^H p_i \quad (14)$$

得到的训练序列用  $N$  点 GFDM 调制矩阵进行调制得到训练符号  $T$ :

$$T = A d'_i \quad (15)$$

训练符号  $T$  被称为扩展训练符号。如图 4 所示是 GFDM 发射机叠加同步的过程。

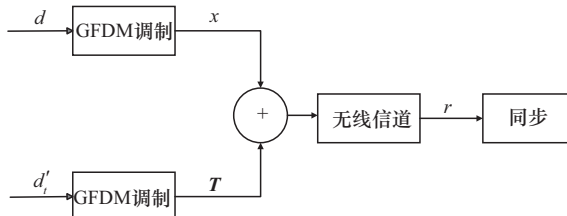


图4 GFDM 发送器框图

在与 GFDM 帧的第 1 子符号对准之后, 将  $T$  叠加到 GFDM 帧。在总固定发射功率的约束下, 最终发射信号表示为<sup>[13]</sup>:

$$s[n] = \sqrt{P(1-\beta)/\sigma_x^2} x[n] + \sqrt{P\beta/\sigma_i^2} t[n] \quad (16)$$

其中,  $0 \leq n \leq 2K-1$ ,  $P$  表示总固定发射功率。 $\beta$  表示功率分配因子, 计算式为:

$$\beta = \sigma_i^2 / (\sigma_i^2 + \sigma_x^2) \quad (17)$$

其中,  $\sigma_i^2 = E(|t[n]|^2)$ ,  $\sigma_x^2 = E(|x[n]|^2)$ 。关于  $\beta$  如何平衡数据符号与训练符号的能量占比通过图 9 仿真实验进行说明。

在接收端去除叠加的训练符号, 以减小由叠加的训练符号引起的 BER 损失。接收器结构如图 5 所示, GFDM 接收机使用信道估计信息来完成信道补偿, 然后去除叠加的符号。GFDM 系统可以应用 FDE 来减少信道造成的损耗<sup>[14]</sup>。

受同步误差的影响的接收信号为:

$$r[n] = s[n - \theta] e^{-j2\pi f \frac{n}{K}} + w[n] \quad (18)$$

其中,  $\theta$  表示时偏,  $f$  表示频偏。

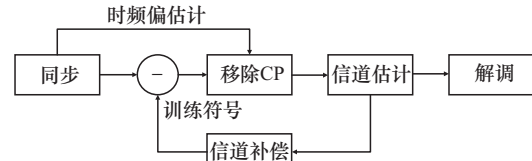


图5 接收器结构

## 2.2 加权序列训练子符号

本文使用了一种新的训练序列结构, 新的序列是利用循环移位 ZC 序列作为信息承载序列, 用 PN 系数进行加权形成的。因 ZC 序列在大频差情况下仍具有良好自相关性, 但互相关性能受整数倍和小数倍频偏干扰影响严重, 而 PN 序列有较好的抗干扰能力<sup>[15]</sup>, 故本文使用 PN 加权 ZC 序列作为训练序列。周期  $N$  内的 ZC 序列定义为:

$$q(n) = e^{j\frac{\pi}{N} \mu n^2}, n \in [0, N-1] \quad (19)$$

其中,  $\mu$  为 ZC 序列的根系数。训练子符号结构如图 6 所示:

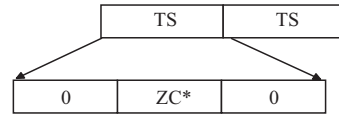


图6 训练子符号结构

在 GFDM 调制前将频域 ZC 序列与 PN 序列进行逐元素相乘操作, 即对 ZC 序列进行 PN 系数加权, 其中要加权的 PN 序列系数, 大小范围在  $-1 \sim 1$  之间, 可以选择具有良好自相关性和互相关性的 m 序列、Gold 序列等<sup>[16]</sup>。本文采用 Gold 加权 ZC 序列作为同步序列。

频域中的 TS 训练码被设计为以下形式:

$$T_{TS} = \left[ \underbrace{0, \dots, 0}_{n_f}, T_1, T_2, \dots, T_K, \underbrace{0, \dots, 0}_{n_h} \right] \quad (20)$$

$$N = n_f + K + n_h \quad (21)$$

其中,  $T_1, T_2, \dots, T_K$  是 PN 加权的 ZC 序列, 序列的长度为  $K$ , 式 (20) 中的零将用于整数频偏估计。

假设对应时域复基带训练符号样本为:

$$t_{TS} = [t_0, t_1, \dots, t_{N-1}] \quad (22)$$

$$t_k = t_{N-k}^* \quad k=0, \dots, N/2 \quad (23)$$

在时域中设计的训练符号可以表示为:

$$\mathbf{t}_{TS} = [\mathbf{A}_i \quad \mathbf{B}_i] \quad (24)$$

其中,  $\mathbf{A}_i$  表示长度为  $N/2$  的样本并且  $\mathbf{A}_i$  与  $\mathbf{B}_i$  共轭对称。共轭对称属性用于第 2.3.1 节的粗时偏估计。

### 2.3 多步共轭时频偏估计算法

#### 2.3.1 粗时间获取

时域训练码结构如图 7 所示, 是所提出的训练码在时域中的结构, 其中  $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}_2 = \mathbf{A}$ ,  $\mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \mathbf{B}$ , 并且  $\mathbf{B}_2$  与  $\mathbf{A}_1$  共轭对称,  $\mathbf{B}_1$  与  $\mathbf{A}_2$  共轭对称。为了确保定时度量具有单个峰值, 仅选择  $\mathbf{B}_2$  和  $\mathbf{A}_1$  来执行相关避免“平顶效应”。则定时度量可以定义为:

$$M(n) = \frac{|p(n)|^2}{(R(n))^2} \quad (25)$$

其中,

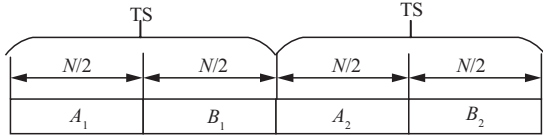


图 7 时域训练码结构

$$p(n) = \sum_{k=1}^{N/2-1} t(n+k) \cdot t(n+2N-k) \quad (26)$$

$$R(n) = \sum_{k=1}^{N/2-1} |t(n+k)|^2 \quad (27)$$

所以训练码的开始时间近似为:

$$\hat{\varepsilon}_c = \arg \max_n (M(n)) \quad (28)$$

#### 2.3.2 精时间同步

一旦检测到近似定时位置, 就可以执行精时偏估计, 以通过将接收到的样本与本地训练码互相关来确定分组的确切起始位置。互相关度量  $\Gamma(d)$  可以由式 (29) 给出:

$$\Gamma(d) = \sum_{n=1}^{N_V} \sum_{k=1}^V r(\hat{\varepsilon}_c + d + (n-1) \cdot V + k) \cdot t_{(n-1) \cdot V + k}^* d \in \Omega \quad (29)$$

其中,  $\Omega$  是  $d$  的选定间隔,  $N_V$  是所选择的块的数量,  $V$  是用于执行部分相关的所选择的样本的数

量, 并且  $N_V \cdot V \leq N$ 。精时偏估计为:

$$\hat{\varepsilon}_f = \arg \max_d (\Gamma(d)) \quad (30)$$

因此时偏估计为:

$$\hat{\theta} = \hat{\varepsilon}_c + \hat{\varepsilon}_f \quad (31)$$

时间同步之后, 用图 7 中的复制 TS 可以估计小数频偏:

$$\hat{f}_{\text{fine}} = \frac{\text{angle} \left\{ \sum_{k=1}^N t(\hat{\theta} + k) \cdot t(\hat{\theta} + k + N) \right\}}{2\pi} \quad (32)$$

由于  $\text{angle}(\cdot)$  函数的周期性, 小数频偏的估计范围在  $(-0.5, 0.5)$  内。

#### 2.3.3 最小能量检测粗估计

所提出的频域中的训练符号包含零部分, 其能量与 SNR 高时的数据的能量相比非常小, 所以零部分的端点  $N_e$  计算式为:

$$N_e = \arg \min_d \left\{ \sum_{k=0}^{S-1} |\hat{Z}_{(d-k)_N}| \right\} \quad (33)$$

其中,  $\hat{Z}_k, k=0, 1, \dots, N-1$  是通过  $\hat{\theta}$  作为起始时间样本接收到的训练符号的 FFT 变换导出的,  $N = n_f + K + n_h$ ,  $d$  是估计的整数频偏的量, 并且  $(\cdot)_N$  是模  $N$  算子。由于噪声和衰落信道环境的影响, 零值部分的端点定位可能存在误差。

#### 2.3.4 偏相关精细估计

为了减小粗估计的误差, 利用零值附近多个样本的相关性, 有:

$$N_c = \arg \max_{d \in D} \left\{ \sum_{n=1}^{N_W} \sum_{w=1}^W (\hat{Z}_{N_e + (n-1) \cdot W + w + d} \cdot T_{(n-1) \cdot W + w}) \right\} \quad (34)$$

其中,  $d$  是估计的整数频偏的量,  $D$  是  $d$  的选定间隔,  $W$  是选择用于执行部分相关的样本的数量, 并且  $N_W \cdot W \leq K/2$ 。

因此, 整数频偏估计为:

$$\hat{f}_{\text{int}} = N_e + N_c - (K/2 + n_f + n_h) \quad (35)$$

总频偏估计为:

$$\hat{f} = \hat{f}_{\text{int}} + \hat{f}_{\text{fine}} \quad (36)$$

算法整体流程如图 8 所示。

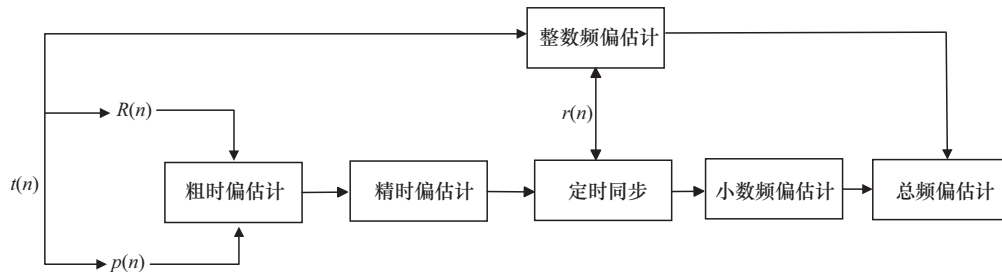


图8 算法流程

### 3 仿真验证结果

不同 $\beta$ 时STO估计的均方误差如图9所示，展示了不同的功率分配因子 $\beta$ 对叠加同步方案的性能的影响，其中CFO设置为0.01。参数设置128个子载波和5个子符号，循环前缀长度为16，原型滤波器采用滚降系数为0.5的RC滤波器，调制方式采用16QAM调制。

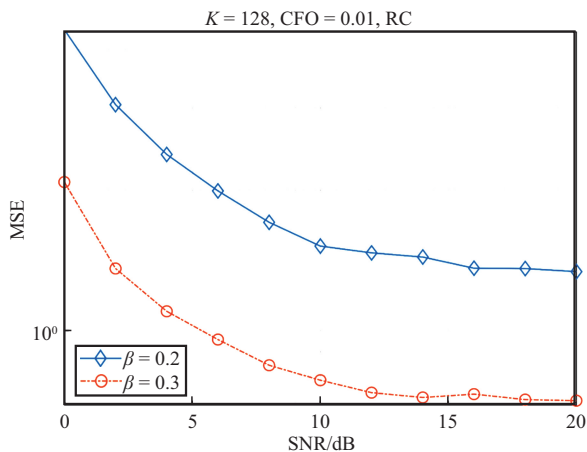


图9 不同 $\beta$ 时STO估计的均方误差

由图9可知：

(1) 当 $\beta=0.3$ 且信噪比为6 dB时，STO估计的均方误差低于1 dB，这意味着时间偏移在单个采样点的范围内。因此功率分配因子 $\beta$ 越大，也就是训练符号的能量占比越高，方案的估计均方误差性能越好。

(2) 不能任意地增加功率分配因子 $\beta$ ，因为在信道状态信息不完美的情况下，叠加的训练符号不能被完全去除，较大的 $\beta$ 会导致接收端收到

的信号有较高的误码率。

为了验证本文算法的有效性，用上述参数在双选信道下对STO及CFO估计的均方误差进行对比实验，综合考虑仿真结果的准确性及系统的运行效率，在每个信噪比值上仿真了400次，并与Vincent等<sup>[17]</sup>提出的算法进行对比，得到仿真结果，CFO估计均方误差曲线如图10所示，STO估计均方误差曲线如图11所示。由仿真结果分析可知：

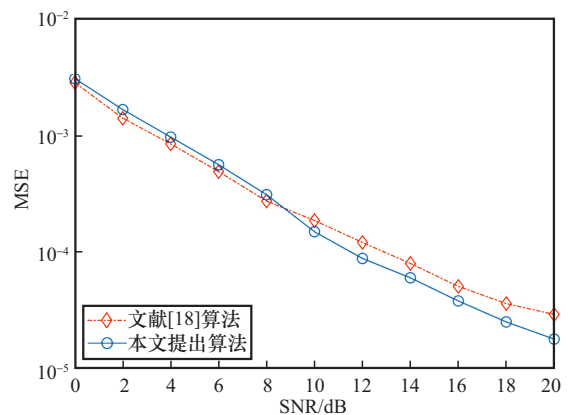


图10 CFO估计均方误差曲线

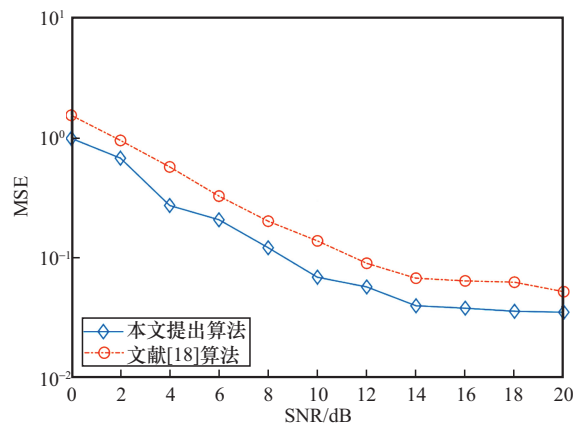


图11 STO估计均方误差曲线

(1) 由图10可以看出,相较于文献[18]的算法,本文提出的算法在信噪比较低的情况下,频偏估计的均方误差曲线较算法性能稍差,这主要是因为其频偏估计的精度受定时同步性能的影响。但随着信噪比增加其频偏估计精度也明显提高,当信噪比由10~18 dB时估计的误差降低了2个数量级。

(2) 文献[18]的算法牺牲了一定STO估计改善CFO估计。相比之下本文算法的STO估计精度有明显优势,由图11可知,其时偏估计精度提升了3个数量级。

(3) 本文使用重复加权序列构成的训练符号叠加在GFDM符号上,利用共轭对称性计算时间度量得到时偏估计的值,在此基础上通过2个重复训练子符号互相关对频偏进行估计,有效地提升了估计精度。

接着对卫星多径信道下GFDM的接收误码率性能进行仿真,设置参数归一化载波频偏CFO分别为0.4和4.4,接收机采用MF接收机,原型滤波器采用滚降系数为0.9的RC滤波器,卫星多径信道下GFDM的接收误码率性能如图12所示。

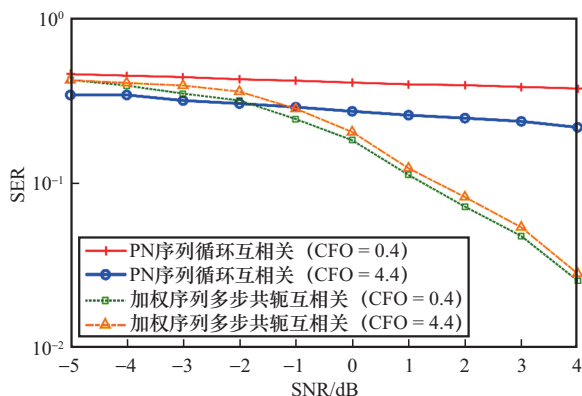


图12 卫星多径信道下GFDM的接收误码率性能

(1) 仿真参数条件分为中小频偏(CFO=0.4)和大频偏(CFO=4.4)。因为传统PN序列的循环互相关峰值高度和位置对频偏敏感,导致序列采样点相位产生线性畸变,所以在中小频偏及大频偏环境下工作误码率较高。

(2) 加权后的ZC序列经过互相关峰值高度和位置不受采样点线性相位影响,大频偏环境下也能保证系统的性能,当信噪比从1~4 dB时接收误码率降低了7个数量级。

(3) 综合来看,基于加权序列和多步共轭算法的接收误码率性能没有因为频偏增大而严重衰减,仍具有很强的抗频偏能力。

## 4 结束语

针对传统低轨卫星GFDM系统对大频偏敏感及时频偏估计精度低的问题,本文提出了一种新的基于叠加训练码的时频偏估计算法。由于GFDM符号的CP与叠加的训练符号之间的独立性,避免了时频偏估计中的不确定平台问题。用于训练的符号由2个相同子符号组成,子符号采用了加权的ZC序列,并在此基础上提出了多步共轭互相关算法,最后通过仿真实验表明,本文提出算法与其他算法相比,传输信号的时频偏估计精度和抗频偏性能提升明显,大频偏环境下也能保证系统的性能。GFDM被认为是5G无线通信系统的候选波形,而本文提出算法主要解决了其传输过程中的同步问题,这对未来卫星通信的发展至关重要。针对卫星互联网与地面5G网络的融合优化,同步方面存在的问题是与地面5G基站的同步协同时卫星通信时延较高,影响实时应用,目前可以通过多接入边缘计算(multi-access edge computing, MEC)和核心网功能下沉(如Sat-UPF)降低处理时延,结合时间同步协议(如IEEE 1588v2)实现网络同步。在应用场景方面,北京邮电大学在偏远地区测试低轨卫星与5G专网融合,替代地面光纤,实现异地专网通信时延约20~30 ms,支持VR远程操控和无人车控制。

未来研究将与信道估计技术紧密结合引入GFDM系统中进一步提升系统性能。针对卫星高动态信道下的跟踪精度瓶颈以及训练符号占用带宽对系统频谱效率的影响,后续研究可以构造训



练符号的差分矩阵迭代来增强信号传输的精度，通过定时检测概率来衡量信号在多径衰减环境下的抗多径性能。另外本文训练符号叠加在GFDM信号上仍占用一部分带宽，后续研究中可以考虑采用内嵌同步序列解决占用时频资源过高的问题。

### 参考文献：

- [1] FARHANG-BOROJENY B, MORADI H. OFDM inspired waveforms for 5G[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(4): 2474-2492.
- [2] NIMR A, MATTHÉ M, ZHANG D, et al. Optimal radix-2 FFT compatible filters for GFDM[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(7): 1497-1500.
- [3] ZHANG D, MENDES L L, MATTHÉ M, et al. Expectation propagation for near-optimum detection of MIMO-GFDM signals[J]. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2016, 15(2): 1045-1062.
- [4] BAHAI A R S, SALTZBERG B R. Multi-carrier digital communications: theory and applications of OFDM[M]. New York: Kluwer Academic/Plenum Publishers, 1999.
- [5] MINN H, ZENG M, BHARGAVA V K. On timing offset estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2000, 4(7): 242-244.
- [6] GASPAR D, MENDES L, PIMENTA T. GFDM BER under synchronization errors[J]. IEEE Communications Letters, 2017, 21(8): 1743-1746.
- [7] 李颖. 基于循环前缀的OFDM同步算法仿真分析[J]. 信息化研究, 2017, 43(1): 29-31, 41.  
LI Y. The simulation analysis of OFDM synchronization algorithm based on cyclic prefix[J]. Informatization Research, 2017, 43(1): 29-31, 41.
- [8] MOOSE P H. A technique for orthogonal frequency division multiplexing frequency offset correction[J]. IEEE Transactions on Communications, 1994, 42(10): 2908-2914.
- [9] AWOSEYILA A B, KASPARIS C, EVANS B G. Improved preamble-aided timing estimation for OFDM systems[J]. IEEE Communications Letters, 2008, 12(11): 825-827.
- [10] LI C P, HU W W. Super-imposed training scheme for timing and frequency synchronization in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Broadcasting, 2007, 53(2): 574-583.
- [11] 宫丰奎, 文妮, 李果, 等. 基于CAZAC序列的低复杂度抗频偏同步算法[J]. 通信学报, 2021, 42(2): 64-71.  
GONG F K, WEN N, LI G, et al. Low-complexity and frequency-offset-robust synchronization algorithm based on CAZAC sequence[J]. Journal on Communications, 2021, 42(2): 64-71.
- [12] YANG F, ZHANG X. An efficient symbol timing scheme for OFDM systems using optimal correlation-based circular-shifted preamble[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2019, PP(99): 1.
- [13] GASPAR I, FETTWEIS G. An embedded midamble synchronization approach for generalized frequency division multiplexing[C]// Proceedings of the 2015 IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM). Piscataway: IEEE Press, 2015: 1-5.
- [14] CHANG K, LEE S. Robust OFDM-based synchronization against very high fractional CFO and time-varying fading[J]. IEEE Systems Journal, 2020, 14(3): 4047-4058.
- [15] GASPAR I S, MENDES L L, MICHAILOW N, et al. A synchronization technique for generalized frequency division multiplexing[J]. EURASIP Journal on Advances in Signal Processing, 2014, 2014(1): 67.
- [16] 张庆业, 王力男, 贾慧燕, 等. 低轨卫星短突发通信时频同步算法[J]. 无线电工程, 2024, 54(10): 2488-2493.  
ZHANG Q Y, WANG L N, JIA H Y, et al. Time-frequency synchronization algorithm for short burst communication of LEO Satellite[J]. Radio Engineering, 2024, 54(10): 2488-2493.
- [17] VINCENT, HAMID E Y, ISKANDAR. Synchronization on sparse-preamble for GFDM[C]//Proceedings of the 2023 9th International Conference on Wireless and Telematics (ICWT). Piscataway: IEEE Press, 2023: 1-5.

### [作者简介]



刘春刚（1970-），男，博士，河北师范大学中燃工学院教授、硕士生导师，主要研究方向为数字通信、无线电技术、物联网和人工智能。



李城达（2000-），男，河北师范大学中燃工学院硕士生，主要研究方向为低轨卫星移动通信。



王钢（1962-），男，博士，哈尔滨工业大学电子系教授、博士生导师，主要研究方向为物理层网络编码和联合信源信道编码。