

适用于大容量毫米波通信的低复杂度帧同步方案

李雪琨, 刘丽哲, 郭梦琪, 全亮, 李志勇

(中国电子科技集团公司 第五十四研究所, 石家庄 050081)

摘要: 在大容量毫米波通信系统中, 超高的传输速率使得硬件单元难以实时地实现帧同步; 因此, 降低帧同步方法的算法复杂度是实现大容量毫米波通信中实时帧同步的关键; 针对大容量毫米波通信场景中传统帧同步方法算法复杂度过高的问题, 提出了一种低复杂度的时频联合帧同步方案; 该方案通过联合时域的粗同步和频域的精同步简化了帧同步的实现方式, 降低了帧同步算法的复杂度, 为大容量毫米波系统的实时帧同步提供了一个可行方案; 仿真结果表明: 所提方案比 Park 的方法的门限信噪比低 7 dB, 比 Meng 的方法的门限信噪比高 1 dB, 算法复杂度从 Meng 的或 Park 的方法的 $O(N^2)$ 级降低为 $O(N\log_2 N)$ 级。

关键词: 低复杂度帧同步; 时频联合同步; 变换域; 单载波频域均衡; 大容量毫米波通信

A Low-complexity Frame Synchronization Scheme for Large-capacity Millimeter-wave Communication

Li Xuekun, Liu Lizhe, Guo Mengqi, Quan Liang, Li Zhiyong

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

Abstract: In the large-capacity millimeter-wave communication system, the ultra-high transmission rate makes it difficult for the hardware unit to achieve frame synchronization in real time. Therefore, reducing the algorithm complexity of the frame synchronization method is the key to real-time frame synchronization in large-capacity millimeter-wave communications. For the problem of high complexity of traditional frame synchronization methods in large-capacity millimeter-wave communication scenarios, a low-complexity time-frequency joint frame synchronization scheme is proposed. This scheme simplifies the realization of frame synchronization by combining coarse synchronization in time domain and fine synchronization in frequency domain, reduces the complexity of frame synchronization algorithm, and provides a feasible scheme for real-time frame synchronization of large-capacity millimeter wave systems. The simulation results show that the proposed scheme is 7 dB lower than the threshold SNR of Park's method and 1 dB higher than that of Meng's method. The algorithm complexity is reduced from $O(N^2)$ level of Meng's or Park's method to $O(N\log_2 N)$ level.

Keywords: low complexity frame synchronization; time-frequency joint synchronization; transform domain; single carrier frequency domain equalization; high capacity millimeter-wave communication

0 引言

介于 30 GHz 到 300 GHz 的毫米波频段具有 GHz 级的可用频谱资源^[1], 因此利用毫米波系统的空闲频谱资源可以实现吉比特级的传输速率。在大容量毫米波通信系统中, 单载波频域均衡 (single carrier frequency domain equalization, SC-FDE) 技术不仅能够克服正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 系统峰均比高的缺点^[2], 还可以避免单载波时域均衡 (single carrier time domain equalization, SC-TDE) 系统在信道条件比较复杂时均衡算法复杂度过高的问题^[3]。但是 SC-FDE 系统的接收机只有在完成帧同步的情况下才能将正确的序列变换到频域进行均衡处理。

随着无线通信技术的发展, 大量成熟的帧同步方法相继被提出, 其中最为经典的帧同步方法要属 T. M. Schmidl 等人在文献 [4] 中提出的基于相关计算的帧同步方法, 但是 Schmidl 的方法存在峰值平台的问题。2000 年, H. Minn 等人在文献 [5] 中通过改进 Schmidl 的训练序列结构避免了峰值平台的问题, 但是其选取的定时度量函数不够尖锐且存在旁瓣干扰。2003 年, B. Park 等人在文献 [6] 中以 Minn 的方法为蓝本, 设计了一种具有共轭序列结构的训练序列。Park 的方法可以在理想定时点获得一个脉冲状的峰值, 但其定时度量曲线的旁瓣仍会使定时同步产生错误。2005 年, G. Ren 等人在文献 [7] 中将 Schmidl 方法中的训练序列替换为两段相同的 CAZAC (constant amplitude zero auto correlation) 序列, Ren 通过对训练序列的改进解决了 Park 的旁瓣问题。2010 年, J. Meng 等人在 Ren 的基础上在文献 [8] 中提出了使用本地训练序列与接收信号序列进行相关运算的方法, 这一方法中的本地序列不受信道的影响, 因此帧同步效果也好于 Ren 的方法。此后, 学术界对

收稿日期:2020-08-18; 修回日期:2020-10-09。

作者简介:李雪琨(1995-),男,河北人,硕士研究生,主要从事无线通信中的信号与信息处理方向的研究。

帧同步问题的研究主要集中于不同场景下训练序列的选择和度量函数的适配上。

上述的帧同步方法均是以相关计算为核心定时度量函数的方法，例如 Park 和 Meng 的方法在每次计算度量函数时都需要重新计算相关窗内所有数据，因此帧同步过程需要极大的计算量。如果在具有高传输速率的通信系统中使用这样的方法，硬件单元会面临处理速度难以满足度量函数实时计算需求的问题，所以传统的帧同步方法因其算法复杂度过高而难以在大容量毫米波通信系统中实现。

针对大容量毫米波通信系统中传统帧同步方法复杂度过高的问题，本文提出了一种适用于大容量毫米波通信的低复杂度帧同步方案。该方案选取了与 Park 相同的训练序列和与 Meng 方法相同的定时度量思想，提出了时域粗同步和频域精同步联合同步的低复杂度方案，在精同步中利用变换域的手段实现信号的并行处理，最终达到降低复杂度的目的。本方案还可以通过与单载波频域均衡系统接收机共享傅里叶变换（fast fourier transform, FFT）和傅里叶逆变换（inverse fast fourier transform, IFFT）模块来减少硬件资源的消耗。与 Meng 或 Park 的方法的 $O(N^2)$ 级复杂度相比，本文提出的方案具有算法 $O(N \log_2 N)$ 级复杂度，因此可以有效地减少同步过程的计算量。在同步帧的帧长为 256 符号时，本文提出的方案比 Park 的方法在发生错误概率小于 10^{-5} 时的门限低 7 dB，与 Meng 的方法仅仅相差 1 dB；乘法运算次数是 Meng 或 Park 的 1/6；同时解决了基于逐符号相关的方法需要硬件具有高实时处理能力的问题。

1 经典帧同步方法

SC-FDE 系统与 OFDM 系统具有相似的结构^[9]，两者的接收机均采用了同步——FFT——信道估计——均衡的结构，SC-FDE 系统与 OFDM 系统最大的区别就是 SC-FDE 系统把 OFDM 系统发射机的 IFFT 移至接收机^[10]。基于两种系统的相似性，OFDM 系统中大量的相对成熟的帧同步方法可以移植到 SC-FDE 系统中。本文亦会将帧同步称为定时、定时同步或符号同步，将帧头位置称为定时点，将所用的相关计算方法称为定时度量。

如图 1 所示，Park 的训练序列依然由 4 段长度为 $N/4$ 的 PN 序列构成，分为： $[C、D、C^*、D^*]$ ，其中序列 D 为序列 C 的对称序列，即： $C_i = D_{N-i}$ $i = 1, 2, \dots, \frac{N}{4}$ ，序列 C^* 为序列 C 的共轭序列。Park 的方法采用的训练序列结构利用前一半（ $C、D$ ）和后一半（ $C^*、D^*$ ）是共轭对称的特点，把相关计算转化为共轭对称数据对的乘积运算并对相关窗内乘积数据进行求和。当只有完整的训练数据 $[C、D、C^*、D^*]$ 在相关窗内时，度量函数会产生一个尖锐的相关峰，从而可以根据相关峰的位置完成定时同步。Park 的方法采取的度量函数为：

$$M_{Park}(d) = \frac{|P_{Park}(d)|^2}{(R_{Park}(d))^2} \quad (1)$$

CP (N/8)	C (N/4)	D (N/4)	C* (N/4)	D* (N/4)
----------	---------	---------	----------	----------

图 1 Park 的方法采用的训练序列结构

其中：

$$P_{Park}(d) = \sum_{k=0}^{N/2} r(d-k) \cdot r(d+k) \quad (2)$$

$$R_{Park}(d) = \sum_{k=0}^{N/2} |r(d+k)|^2 \quad (3)$$

如图 2 所示，Meng 的方法仅仅使用了一个长度为 N 的确知 CAZAC 序列作为训练序列。Meng 的方法使用接收序列与本地训练序列做相关的计算为度量函数，当相关窗内的数据是完整的 CAZAC 序列时，度量函数会产生一个非常尖锐的相关峰，接收机依据相关峰的位置完成定时同步。Meng 的方法采用的训练序列 $s(k)$ 满足：

接收序列	CP(N/8)	A(N)
本地序列	A(N)	

图 2 Meng 的方法采用的训练序列结构

$$|s(k)| = C \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1$$

$$c_\mu(m) = \sum_{k=0}^{N-1} s(m+k)s(k) = 0 \quad m \neq 0 \quad (4)$$

Meng 的方法采取的度量函数为：

$$M_{Meng}(d) = \sum_{k=1}^N r(d+k)s^*(k) \quad (5)$$

其中： $r(d)$ 为接收机接收到的序列。

基于以上经典定时算法分析，本文将在加性高斯白噪声（additive white gaussian noise, AWGN）信道和莱斯信道下对 Park 和 Meng 的方法进行仿真。

2 低复杂度帧同步方案

本文提出的帧同步方案主要分为两步：第一步是在时域对数据进行处理，该过程采用 Schmidl 的方法作为样本，选取多个符号做非实时地滑动相关计算，该过程的目的是寻找训练序列已经进入了帧同步窗的时刻；第二步则是在频域实现的，该过程利用 Park 法所用的训练序列的对称性，把实时的相关运算变为与本地序列进行非实时的频域相乘运算，这样便可在对应的时域序列中找到最佳定时点。粗同步因为并不需要实现精准的帧同步，所以可以通过间隔多个符号进行一次滑动相关运算的方法来实现并行处理；精同步则是通过变换域的方法把复杂的时域循环卷积问题转化为简单的频域并行乘法计算问题，达到降低算法复杂度的目的。这里称第一步操作为粗帧同步或粗同步，第二步操作为精帧同步或精同步。

2.1 同步帧结构

SC-FDE 系统与 OFDM 系统的帧定时都是通过特定的帧结构来实现的，因此帧结构的好坏会影响帧同步方法性能表现。本方案中采用的训练序列结构需要采用完全相同的两个帧来完成帧同步，其中每一帧的结构与 Park 法所用的训练序列相同。本方案中采用的训练序列结构由 8 段长

度为 $N/4$ 的 PN 序列构成, 分别为: $[C1、D1、C1*、D1*、C2、D2、C2*、D2*]$ 。

如图 3 中所示, $A1 = [C1、D1、C1*、D1*]$ 与 $A2 = [C2、D2、C2*、D2*]$ 是完全相同的两个同步帧, 即: $A1 = A2, C1 = C2, D1 = D2, C1* = C2*, D1* = D2*$ 。A1、A2 是 Park 法所用的训练序列, 即: 序列 D 为序列 C 的对称序列, 序列 C* 为序列 C 的共轭序列。

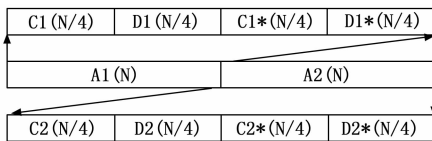


图 3 低复杂度帧同步方案的同步帧结构

2.2 粗同步方法

低复杂度帧同步方案的粗同步部分基于滑动相关原理, 当训练序列已经完全进入了帧同步窗以后, 精同步过程可以在仅仅包含了完整的同步帧的一帧数据里找到帧头, 这样就可以一次性地在接收到的数据中找到帧头。

当接收到的序列源源不断地输入接收机的基带处理电路后, 粗同步便开始了工作。粗同步操作与 Schmidl 方法相似, 均是利用当同步窗包含完整训练序列时度量函数出现最大相关峰的原理。因为本方案使用的训练序列的第一帧 A1 中的 C1 与 C1* 是共轭的关系、D1 和 D1* 是共轭的关系, 所以度量函数 $P_{course}(d)$ 可由同步窗内前半与后半做乘积运算得到。其中 $r(d)$ 是接收机采样的到的信号。所以度量函数如下式所示:

$$P_{course}(d) = \sum_{k=0}^{N/2-1} r(d+k)r\left(d+k+\frac{N}{2}\right) \quad (6)$$

训练序列直接采取前后两段共轭的形式可以使接收机省去了对接收到的数据取共轭这一流程, 在接收机基带处理流程还可以采取滑动相关的方法来降低数据处理量。为了进一步简化计算复杂度、避免硬件单元上出现除法运算, 本方案将寻找最大相关峰的问题转化为相关结果与一个特定门限相比较的问题, 即: 当序列序号 d 满足式 (7) 时, 即可认为粗同步过程完成。这里我们将门限设定为帧同步窗后半部分能量 $R_{course}(d)$ 乘以一个经验系数 ξ , 这里我们取 $\xi = 0.75$ 。

$$P_{course}(d) \geq \xi \cdot R_{course}(d) \quad (7)$$

其中:

$$R_{course}(d) = \sum_{k=0}^{N/2} |r(d+k)|^2 \quad (8)$$

虽然本文提出的低复杂度帧同步方案的粗同步部分与 Schmidl 方法相似, 但是粗同步方法只需要保证帧同步窗中有完整的训练序列数据。本方案使用连续两个同步帧的目的就在于此: 即使第一个同步帧的帧头已经出了帧同步窗, 帧同步窗内仍然保留了经过循环移位的完整训练序列。

因为粗同步方法只需要保证帧同步窗中有完整的训练序列数据, 所以接收机在粗同步工作状态时不必进行逐符号的相关计算。在粗同步状态时, 接收机可以根据需要间

隔多个符号进行一次粗同步工作, 这样就可以大大降低对系统实时处理的高性能要求, 给予接收机更好的并行条件的机会和更多的数据处理时间, 同时还可以更快地使同步窗中充满完整的训练序列数据。

2.3 精同步方法

粗同步的完成保证了帧同步窗中有完整的训练序列数据, 但是此时尚未获取准确的帧头位置, 因此需要精同步方案来获取准确的帧同步定时点。粗同步完成后, 帧同步窗内的数据是一个同步帧的循环移位, 通过逐符号相关的方法就可以很好地找出帧头。但逐符号相关的处理方法算法复杂度很高, 在硬件处理速度受限的大容量毫米波通信系统中难以实现, 而本文提出的低复杂度帧同步方案可以很好地解决这个问题。

以下将从时域角度来分析精同步过程。时域的循环卷积的过程先要将本地训练数据的时域序列 $s = [s_0, s_1, \dots, s_{N-1}]$ 逆序, 从而得到逆序序列 $\bar{s} = [s_{N-1}, s_{N-2}, \dots, s_0]$ 。接下来就是对逆序序列 \bar{s} 进行不断的循环移位, 经历过循环移位逆序序列可以表示为 \bar{s}^i , 其中 $i = 0, 1, \dots, N-1$ 是循环移位次数。使用循环移位过后的逆序序列 \bar{s}^i 与同步帧数据的时域序列 x 对应项相乘, 得到卷积中的一个点的结果 $c_i = \bar{s}^i x^T$, 这里的 x^T 表示 x 的转置。当逆序序列经过一个周期地循环移位后, 我们便实现了时域的循环卷积, 卷积的结果为 $c_i = [c_0, c_1, \dots, c_{N-1}]$ 。因为我们选取的训练序列是一个前后共轭对称的序列, 所以在逆序后移位的过程中一定会出现一个与时域的同步帧数据序列 x 共轭的逆序序列 \bar{s}^k , 因此时域的循环卷积会产生一个很大的峰值, 而当接收到的序列并不是时域的同步帧数据序列时, 则不会产生这个峰值。因此通过循环卷积来匹配同步帧数据序列、寻找帧同步点的方法是成立的。接收机通过变换域的方法把时域上复杂度过高的问题转换到频域进行并行处理, 这就是本方案的简化思路。

接收机可以把降低精同步复杂度的方法分为四步: 1) 利用 FFT 将同步窗内的时域序列变换到频域, 生成频域的同步窗序列; 2) 将频域的同步窗序列与频域的本地样本数据相乘; 3) 利用 IFFT 将上一步得到的频域乘积数据变换回时域; 4) 在上一步得到的时域序列中寻找峰值, 峰值的位置即是目标的定时点。

粗同步完成后同步窗内的时域数据可以被表示为: $x = [x_0, x_1, \dots, x_{N-1}]$, 其中 $x_i \in r(d)$ 。利用 FFT 运算可以将时域序列 x 变换成频域的同步窗序列 X , 这个频域的同步窗序列 x 可以被表示为: $X = [X_0, X_1, \dots, X_{N-1}]$, 时域序列 x 与频域序列 X 的关系为:

$$X_k = \sum_{i=0}^{N-1} x_i e^{-j2\pi \frac{ik}{N}} \quad k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (9)$$

在频域, 同步窗序列 X 与本地训练数据 s 的频域序列 S 直接相乘。得到时域卷积运算的频域表示 C , C 的表达式如下:

$$C = SX^T \quad (10)$$

时域循环卷积运算的结果 c_i , 可以由表示频域的乘积 C 计算出。使用 IFFT 对频域的乘积 C 进行计算可以得到:

$$c_i = \sum_{k=0}^{N-1} C_k e^{j2\pi \frac{ik}{N}} \quad i = 0, 1, \dots, N-1 \quad (11)$$

得到的定时点估计为:

$$\hat{i}_{Fine} = \operatorname{argmax}(c_i) \quad (12)$$

精同步的方法通过 FFT/IFFT 和频域并行乘积等并行手段简化计算, 可以给予接收机更多的数据处理时间, 解决硬件处理速度不足以支撑接收机实时计算接收到的序列的相关性的问题。

2.4 算法复杂度

Park、Meng 的方法和本文提出的方案具有不同的算法复杂度, 以下算法复杂度分析均基于理想情况下的定时度量计算。Park 的方法因为其训练序列结构特殊, 所以不能使用滑动相关的方法来简化计算。因此, 当同步帧的帧长为 N 时每一个符号时间内的相关计算需要进行 N 次复数乘法, $N-2$ 次复数加法; 度量函数的计算需要进行 2 次求模的平方运算, 即 4 次实数乘法和 2 次实数加法; 最后 Park 的方法在每符号周期内还应完成 1 次实数除法。为了避免错过一个完整的同步帧, Park 的方法还应从同步帧到达之前开始计算, 因此 Park 的方法需要在大于 N 个数据中进行比较。这里假设各个方法均提前 $N/4$ 个符号开始定时, Park 的方法所需总的实数乘法计算量为: $N^2 + 5N + 4$ 次, 实数加法的计算量为: $\frac{(2N^2 + 7N - 4)}{2}$ 次, 实数除法的计算量为: $\frac{N}{4} + 1$ 次。

利用了 CAZAC 序列的 Meng 的方法是四种方法中表现最好的方法, 但是 Meng 的方法不能使用滑动相关的方法来简化计算, 同步帧的帧长为 N 时每一个符号时间内需要进行 N 次复数乘法, $N-1$ 次复数加法, 1 次求模的平方, 但是因为 Meng 的方法不需要能量归一化, 所以 Meng 的方法不需要复数除法。Meng 的方法所需总的计算量为 $\frac{(2N^2 + 9N + 4)}{2}$ 次实数乘法和 $\frac{(4N^2 + 15N - 4)}{4}$ 次实数加法。

本文提出的方案虽然在性能表现上虽不如 Meng 的方法, 但是实现了性能仅相差 1 dB 时复杂度更低的目标。采用与上述方法相同的假设条件时, 本文提出的方案需要将起始 $N/4$ 个无用符号移出相关窗, 每一轮粗同步运算移出 4 个符号, 所以仅需 $N/16$ 轮运算即可完成粗同步过程, 精同步仅需一次频域乘积, 便可在时域寻找最佳定时同步点。粗同步过程是在每四个符号时间内需要进行 16 次复数乘法, 16 次复数加法, 2 次求模的平方运算, 以及 1 次实数乘法, 粗同步过程同样使用滑动相关的方法需要计算一个初始状态, 因此计算初始状态计算量等同于 Park 的方法一个符号时间内的计算量。精同步过程考虑 FFT 和 IFFT 的计算量为 $2N \log_2 N$ 次复数乘法运算 $2N \log_2 N$ 次复数加法运算, 频域乘法需要 N 次复数乘法运算, 时域序列需要 N 次计算模的平方的运算。

本方案的粗同步过程所需总的计算量为 $\frac{(133N + 80)}{16}$

次实数乘法, $\frac{(99N + 48)}{16}$ 实数加法, 其中每一轮的复数乘法和复数加法可以并行运行。本文提出的方案所需总的计算量为 $\frac{(485N + 80)}{16} + 8N \log_2 N$ 次复数乘法, $\frac{(211N + 48)}{16} + 4N \log_2 N$ 次复数加法。因为本文提出的方案是在一个完整的同步帧中寻找最佳定时点, 所以仅需在长度为 N 的序列中找最大的值是本文提出的方案的另一个优点。

3 仿真结果及分析

本文在 AWGN 信道中对 Park、Meng 的方法和本文提出的方案进行了度量的结果的仿真和分析, 在莱斯信道下以不同信噪比 (signal noise ratio, SNR) 为条件, 对三种方法从定时精度和定时复杂度两个角度进行了对比仿真与分析。

图 4 为在信噪比为 +3 dB 的 AWGN 信道中, 采用蒙特卡罗方法对三种方法进行仿真得到的定时度量曲线。从上述图中我们可以看出: 本文提出的方案在 AWGN 信道中与 Park 或 Meng 的方法性能相似, 均具有较尖锐的定时度量峰, 但是本方案的除峰值以外的部分的能量比 Park 或 Meng 的方法高。这是因为仿真中, 本方案采用了与 Park 的方法完全相同的随机序列, 此序列专门为 Park 的方法设计, 而 Meng 的方法使用的是一组完整的 CAZAC 序列。

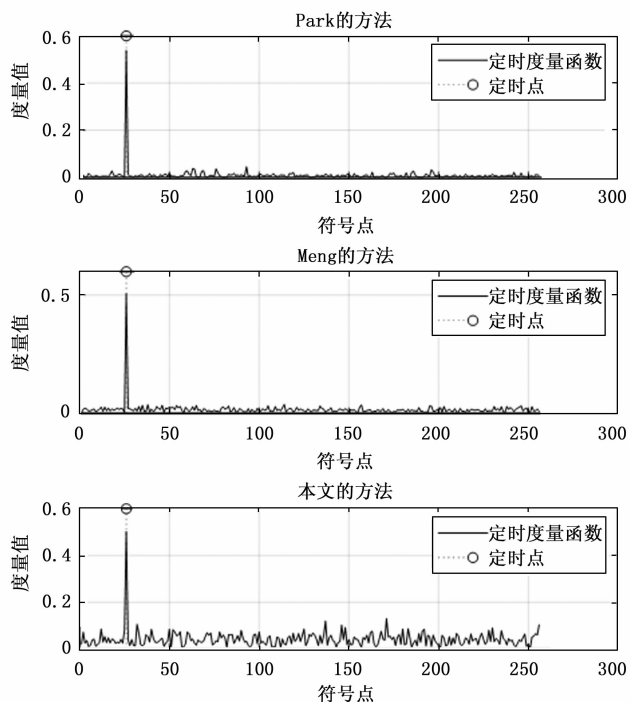


图 4 三种定时方法的度量函数图

在信噪比为 -15 dB 到 0 dB 的莱斯信道中, 对归一化载波频率偏移 (carrier frequency offset, CFO) 为 0.2 时的三种方法进行仿真。其均方误差 (mean-square error,

MSE) 和出错误的比例 (百分比) 分别如图 5 和图 6 所示。图 7 是三种方法在同步帧长分别为 32、64、128、256、512、1024 和 2048 时的实数乘法次数对比图。

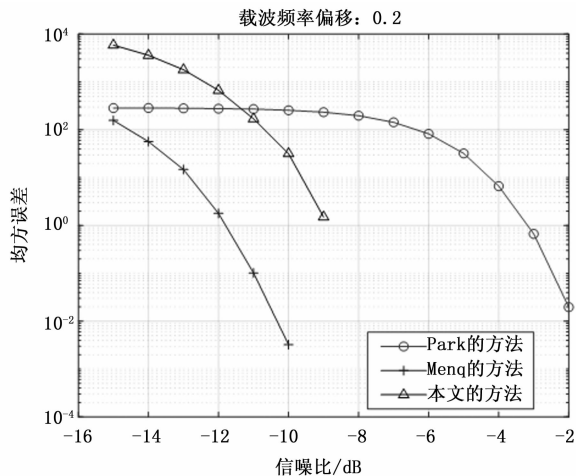


图 5 三种方法的均方误差曲线图

从仿真的结果可以看出, CAZAC 序列和本地序列相关法在帧同步的应用中具有天然的优势, 无论从均方误差角度还是出错误的概率上来看, Meng 的方法性能最优。Park 的方法在信噪比大于 -6 dB 以后均方误差还是出错误的概率迅速下降, 在 -2 dB 左右降为零。本文提出的方案与 Meng 的方法性能比较相近, 发生错误概率小于 10^{-5} 时的信噪比仅相差了 1 dB, 且与 Park 的方法相比 MSE 和出错误概率曲线下落更快, 发生错误概率小于 10^{-5} 时的门限可以比 Park 的方法小 7 dB。

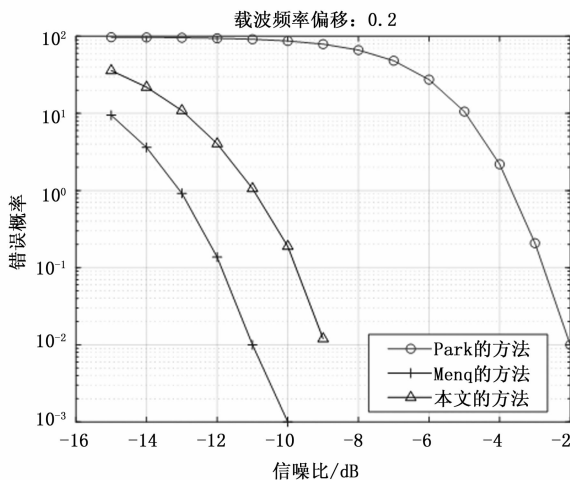


图 6 三种方法的错误概率曲线图

这里的性能提升是利用接收序列和本地训练序列做相关运算的方法带来的, 这种方法的好处有两点: 1) 利用无干扰、无噪的本地序列进行解算, 减小了信道不良特性带来的定时序列损伤; 2) 参与定时度量的序列长度可以远远长于利用接收序列的前后两部分做相关运算的方法, 通过增加参与解算的样本点数来减小系统的 MSE。本文提出的

方案在低信噪比时 MSE 非常大而发生错误的概率不高, 这说明本文提出的方案在低信噪比时会偶尔产生较大偏移的定时点。问题的产生原因是训练序列的相关特性不佳, 因此可以通过重新设计训练序列来解决这个问题。

如图 7 所示, Park 的方法与 Meng 的方法近乎于重合, 均具有 $O(N^2)$ 级的复杂度, 因为 Meng 的方法不需要计算能量归一化和实数除法, 所以 Meng 的方法用时会少于前者。本文中提出的方法具有级降低为 $O(N \log_2 N)$ 级的复杂度, 在 $N=32$ 时已经低于 Park 和 Meng 的方法。图中竖线为训练序列的长度 N 取为 256 时的标记线, 此时本文中提出的方法需要的乘法计算量仅为 Park 或 Meng 的方法的 $1/6$ 。

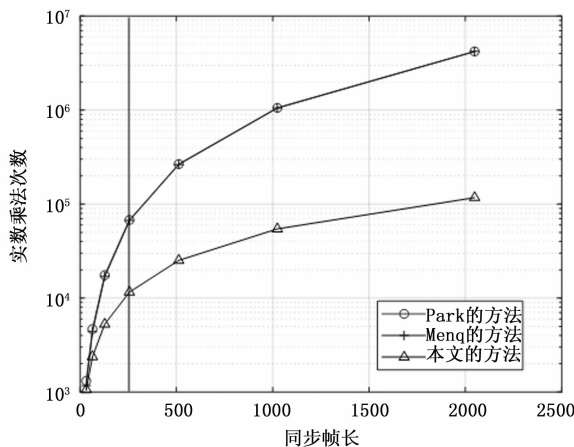


图 7 三种方法实数乘法次数对比图

4 结束语

目前, 大容量毫米波通信是无线通信领域的一个热门研究方向, 但是越来越高的数据传输速率为帧同步在硬件上的实时实现带来困难。因此, 本文提出了一种大容量毫米波通信场景下精度高且复杂度较低的帧同步方案。该方法采用了时域粗同步和频域精同步联合同步的低复杂度方案, 在精同步中利用 FFT/IFFT 等变换域的手段来实现定时度量的并行运算, 以较低的算法复杂度实现精准的定时要求。研究表明, 该方案能够在保证定时同步性能的前提下, 有效地将帧同步方法的算法复杂度从 $O(N^2)$ 级降低为 $O(N \log_2 N)$ 级。由此可见, 本文提出的低复杂度时频联合帧同步方案为大容量毫米波通信场景中的帧同步问题提供一种新的思路。

参考文献:

- [1] 周于涵. 毫米波高速通信中同步技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2020.
- [2] Yong Soo Cho. MIMO-OFDM 无线通信技术及 MATLAB 实现 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- [3] 蒋康. 单载波频域均衡基带传输系统的设计与实现 [D]. 桂林: 桂林电子科技大学, 2013.