

5G 系统中主同步信号定时同步算法的研究

张德民,李 秀,陈嘉田

(重庆邮电大学 通信与信息工程学院,重庆 400065)

摘要:基于 5G 的小区搜索相对于长期演进(LTE)而言,新增了高频段场景的应用,并对同步信号进行了重新定义。文章详细分析了 5G 系统的主同步信号(PSS),对其新增内容进行了研究,提出了适用于 5G 系统的 PSS 定时同步算法,其中粗同步提出一种抗频偏性能较好的差分同步,精同步基于 PSS 序列的共轭对称性提出一种低复杂度的同步算法。使用 Matlab 软件对该算法的性能进行了仿真分析,结果表明,即使在较高频偏影响下,该算法也能快速且正确地锁定一个粗同步点,受频偏的影响较小,从计算复杂度来看,该算法的计算量为常规算法的 17.69%。

关键词:5G 新无线;主同步信号;小区搜索

中图分类号: TN929.5 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-8788(2019)03-0059-06

Research on Timing Synchronization Algorithm of Primary Synchronization Signal in 5G System

ZHANG De-min, LI Xiu, CHEN Jia-tian

(School of Communication and Information Engineering, CUPT, Chongqing 400065, China)

Abstract: Compared with Long Term Evolution (LTE), cell search based on 5G, the applications of high frequency band scenarios are included and the synchronous signals are redefined. In this paper, the Primary Synchronization Signal (PSS) in 5G system is analyzed in detail, and the new contents are studied. A timing synchronization algorithm for the PSS in 5G system is proposed. Among them, a differential synchronization algorithm with good anti-frequency offset performance is proposed for coarse synchronization, and a low-complexity synchronization algorithm is proposed for fine synchronization based on the conjugate symmetry of PSS sequence. Simulation results show that, even under the influence of high frequency bias, the algorithm can quickly and correctly lock a coarse synchronization point, which is less affected by frequency offset. From the perspective of computational complexity, the calculation amount of the algorithm is 17.69% of that of the conventional algorithm.

Key words: 5G new radio; PSS; cell search

0 引 言

在无线通信中,多径效应和多普勒偏移会导致符号和频率定时偏移,对信号传输的可靠性和有效性有较大的影响。下行同步是完成小区搜索的第一步,在该过程中,用户设备(User Equipment, UE)可获得物理层小区的标识(Identity, ID),并与基站取得时频域同步^[1]。UE 在完成同步后,即确定了同步信号/物理广播信道(Synchronization Signal/Physical Broadcast Channel, SS/PBCH)块的位置,可以通过解 PBCH 进一步获得主信息块(Master Information Block, MIB)的信息,作为后续接收其他系统消息和随机接入过程的重要参数^[2]。所以,定时同步性能和搜索复杂度具有重要的研究价值。

长期演进(Long Term Evolution, LTE)系统中定时同步算法主要有:基于循环前缀(Cyclic Prefix,

CP)的最大似然(Maximum Likelihood, ML)算法^[3]、基于主同步信号(Primary Synchronization Signal, PSS)的相关算法^[4-5]以及基于伪随机序列数据辅助类型的同步算法^[6]。由于 5G 是 LTE 系统的一个延伸,而非全新的领域,故直接将 LTE 系统的同步算法应用于 5G 系统,但其性能有待提升。本文利用其相似性和 5G 的特性,提出了改进的 5G 系统中 PSS 定时同步算法。

在 5G 系统中,由于应用场景包括高频段,时频偏影响较大,为了消除这种时频偏带来的模糊性,满足检测性能,降低实现复杂度,本文拟根据抗频偏特性,提出一种改进的同步方案,使同步性能在频偏较大的情况下所受影响较小。在降采样的情况下,利用 PSS 同步差分算法进行粗同步,获得 PSS 序列的粗同步点、小区组内 ID 和系统帧数字集 μ 值;利用 PSS 时域信号的共轭对称性进行精同步,获取 PSS

收稿日期:2018-10-20
基金项目:国家科技重大专项基金资助项目(2017ZX03001021)
作者简介:张德民(1955—),男,广东梅州人。教授,硕士,主要研究方向为通信与信息系统。
通信作者:李秀,硕士。E-mail:1475341247@qq.com

序列的精确位置。最后,通过 Matlab 软件仿真分析,验证了该算法的可行性和有效性。

1 主同步信号

在 5G 系统中,存在 1 008 个独立的物理层小区 ID,被划分为 336 组,每组 3 个。每个物理层小区 ID 可以由组内号 $N_{ID}^{(2)}$ 和组号 $N_{ID}^{(1)}$ 唯一表示为

$$N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}.$$
 (1)

PSS 采用二进制相移键控调制的 M 序列,并增大其序列长度为 127。3 组主 PSS 通过组内序号 $N_{ID}^{(2)}$ 进行区分,生成方式如下:

$$d_{pss}(n) = 1 - 2x(m),$$
$$m = (n + 43N_{ID}^{(2)}) \bmod 127, \quad 0 \leq n < 127,$$
$$[x(6) \ x(5) \ x(4) \ x(3) \ x(2) \ x(1) \ x(0)] = [1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0],$$
$$x(i+7) = (x(i+4) + x(i)) \bmod 2, \quad (2)$$

式中: $d_{pss}(n)$ 为生成的 PSS 序列; $x(m)$ 为 M 序列; m 为 $x(m)$ 序列的变量值; n 为取值从 0 ~ 126 的变量; i 为生成 x 序列的取值变量。

与 LTE 系统相比,在 5G 系统中,PSS、辅同步信号 (Secondary Synchronization Signal, SSS) 和 PBCH 共同构成 1 个 SSB(SS/PBCH, SSB) 块。1 个 SSB 块在时域上占连续的 4 个正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 符号,频域上共占用 240 个子载波。其中, PSS 位于 SSB 块的第 1 个符号的 56~182 子载波号, SSS 位于 SSB 块的第 3 个符号的 56~182 子载波号,其映射关系如图 1 所示。PSS 两侧分别有 8 和 9 个子载波作为保护间隔,因此,PSS 在频域上共有 12 个物理资源块 (Physical Resource Block, PRB),其中一个 PRB 包含 12 个子载波。

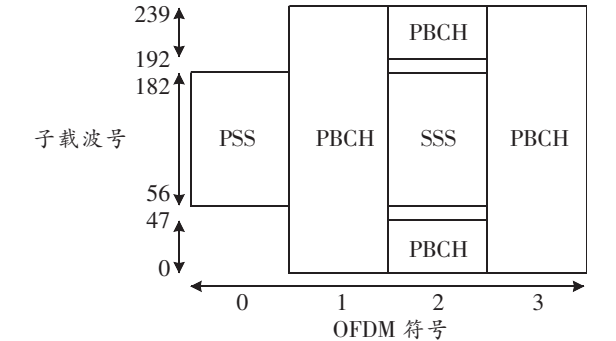


图 1 SSB 块映射关系图

SSB 块在无线帧中的具体时域位置取决于数字集 μ 值。本文中假设 $\mu=0$,即子载波间隔为 15 kHz 时,SSB 块时域起始位置满足 $\{2,8\} + 14n, n=0,1$ 。

如图 2 所示,一个无线帧包含 10 个子帧,每个子帧包含 14 个 OFDM 符号。SSB 块以半帧为周期, L 为 SSB 块索引,即有 4 个 SSB 块分别位于子帧 0 和 1,其 OFDM 符号起始位置为 2 和 8,每个 SSB 块中的 PSS 序列相同,与其时域位置没有关系。其他数字集 μ 值下 SSB 块的映射类似,在这里不再赘述。

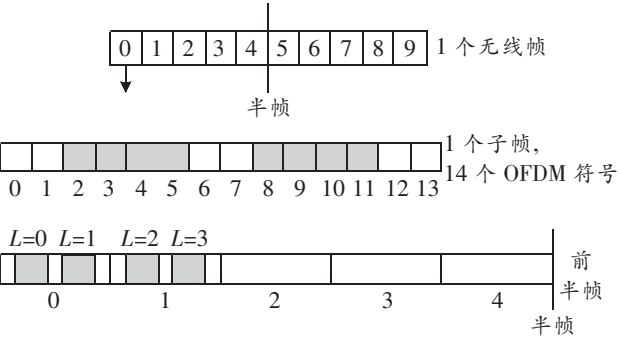


图 2 SSB 块在无线帧中的时域位置

2 OFDM 系统模型

假设 $x(n)$ 为传输的基带 OFDM 信号,接收端接收的信号 $r(n)$ 表示为

$$r(n) = [x(n) \times h(n)]e^{j2\pi\epsilon_c n/N} + \omega(n), \quad (3)$$

式中: $h(n)$ 为多径信道的脉冲响应; j 为常量; ϵ_c 为载波频率偏移; n 为序列索引值; N 为傅里叶变换点数; $\omega(n)$ 为加性高斯白噪声 (Additive White Gaussian Noise, AWGN); $*$ 为卷积符号。在 OFDM 系统中, ϵ_c 包括整数部分 ϵ_i 和小数部分 ϵ_f ,即 $\epsilon_c = \epsilon_i + \epsilon_f$ 。

快速傅里叶变换是将接收符号从时域变换到频域。

$$R_l(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} r_l(n) e^{-j2\pi kn/N}, \quad (4)$$

式中: $R_l(k)$ 为第 l 个 OFDM 符号的第 k 个子载波值; $r_l(n)$ 为第 l 个去除 CP 后的 OFDM 符号; k 取值为 $0 \leq k < N$ 。

3 粗同步算法分析与改进

3.1 常规算法

由于 LTE 系统中 PSS 采用具有良好的自相关、互相关和峰值平均功率比 (Peak to Average Power Ratio, PAPR) 特性的 Zadoff-Chu (ZC) 序列,常规小区搜索同步采用 PSS 序列的互相关算法,在降采样之后,将接收的序列与本地生成的 3 组序列分别进行滑动相关,检测到的相关峰值即为 PSS 的

粗同步点,其计算表达式为

$$P(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r(k+n) \times x_q^*(n), \quad (5)$$

式中: $x_q(n)$ 为本地生成的第 q 组 PSS 时域序列; $r(k)$ 为接收端接收的时域信号。

粗同步点 $\hat{k}$ 表示为

$$\hat{k} = \arg \max_k (|P_{\max}(k)|), \quad (6)$$

式中, $P_{\max}(k)$ 为 3 组本地 PSS 序列对应的相关峰值的最大值。

3.2 改进算法

本文考虑到 5G 系统的特点,需要较好的抗频偏性能。因此,为了降低复杂度并提高抗频偏能力,在降采样的情况下,利用 PSS 的差分互相关算法来同步,可以得到一个粗同步点。根据 μ 值分别生成 3 组本地时域 PSS 信号并进行 $512/2^\mu$ 倍降采样,在互相关之前对每个序列进行一次差分处理,以降低频偏对同步性能的影响。

图 3 所示为粗同步流程图,首先对接收信号和本地生成的 PSS 进行 $512/2^\mu$ 倍降采样处理,以降低计算量;然后对降采样后的数据做差分相关,以降低频偏对相关峰值的影响而导致的错误检测;最后将差分相关后的数据进行滑动互相关,相关峰值最大时的位置暂定为粗同步点。由于 $\mu = \{0, 1, 2, 3, 4\}$, 且每个值下有 3 组本地 PSS 序列,因此得到 15 个最大峰值及与其对应的粗同步点和组内 ID 号,进而对比 15 组最大峰值大小,确定最大值所对应的 μ 和小区组内 ID 及粗同步点。

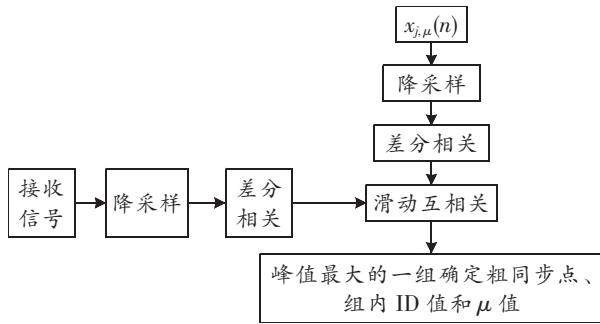


图 3 粗同步流程图

差分相关公式如下:

$$r_1(k) = r(k) \times r^*(k-1), \quad (7)$$

$$x_{1q,\mu}(k) = x_{q,\mu}(k) \times x_{q,\mu}^*(k-1), \quad (8)$$

式中: $r_1(k)$ 为接收信号差分相关后的信号; $r(k)$ 为接收信号; $x_{q,\mu}(k)$ 为本地生成的数字集为 μ 时第 q 组时域 PSS 序列, $x_{1q,\mu}(k)$ 为本地生成 PSS 差分相关后的序列。

滑动互相关公式如下:

$$P(k) = \sum_{n=0}^{N-1} r_1(n+k) \times x_{1i,\mu}^*(n), \quad (9)$$

式中, $P(k)$ 为位置 k 处的相关峰值。

4 精同步算法分析与改进

由于 5G 系统的 PSS 序列改用 M 序列并增加序列长度为 LTE 系统的两倍。根据 M 序列在时域上的数据具有的共轭对称性,当存在频偏时,自相关性能较好,因此相比常规算法采用本地 PSS 数据与粗同步点附近接收数据进行的精同步处理,改进算法采用基于 PSS 共轭对称的自相关能显著降低计算量。

图 4 所示为通过 Matlab 软件仿真显示的 PSS 时域共轭对称性。由图 4(a)可知,PSS 时域实部呈偶对称,由图 4(b)可知,PSS 虚部呈奇对称,所以 PSS 在时域上的数据除了第 1 个数据和第 $N/2 + 1$ 个数据外,其余数据具有共轭对称性。因此,可以利用时域共轭对称性对 PSS 进行共轭相关,根据相关峰值的位置,估计 PSS 符号的定时同步点。

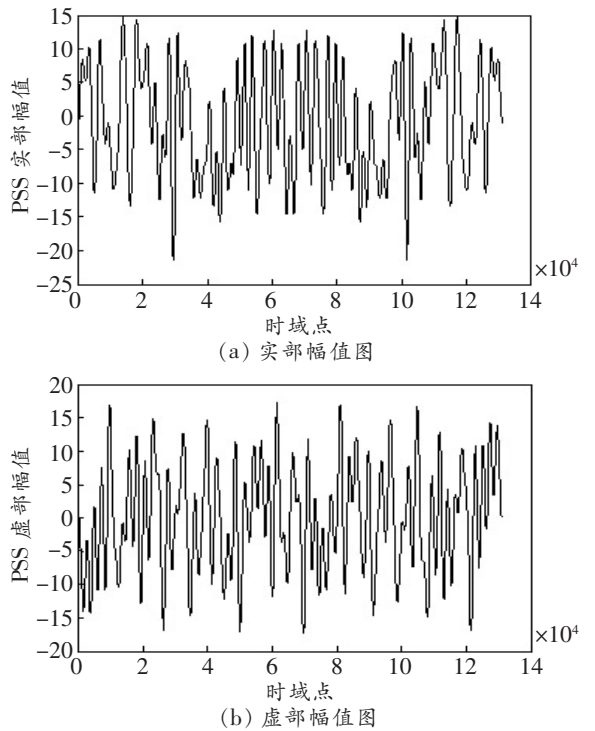


图 4 PSS 时域共轭对称性

由于 PSS 数据在 $\mu=0$ 时有 131 072 个点,计算复杂度较高。考虑到 CP 是复制的数据尾部信息,且 PSS 数据具有共轭对称性,所以有 CP 和 CP* 关于 PSS 起始位置成共轭对称。CP 数据在 $\mu=0$ 时有 9 216 个点,两个 CP 长度的数据为 18 432 个点,

相比 PSS 数据,具有较低的计算复杂度,利用 CP 和 CP* 的共轭对称性具有更低的计算复杂度。图 5 所示为 CP 信号时域部分。

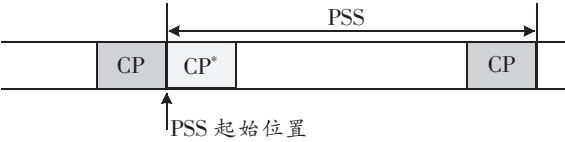


图 5 CP 信号时域部分

设接收信号为 $r(k)$, 自相关公式为

$$Q(k) = \sum_{i=1}^{n-1} r(k+i)r(k-i) = \sum_{i=1}^{n-1} r(k+i)r(k+N-i), \quad (10)$$

式中: $Q(k)$ 为相关峰值, $k = \hat{k} - 512/2^\mu, \dots, \hat{k}, \dots, \hat{k} + 512/2^\mu$; n 为 CP 数据的长度。其中,当只存在频偏,信道条件完美时,设发送信号为 $s(k)$,则接收信号为 $r(k) = s(k)e^{i2\pi\epsilon k}$, ϵ 为归一化频偏,因为 PSS 具有共轭对称性,自相关计算式如下:

$$\begin{aligned} Q_{\text{pss_cp}} &= \sum_{i=1}^{n-1} r(k+i)r(k+N-i) = \\ &= \sum_{i=1}^{n-1} s(k+i)e^{i2\pi\epsilon(k+i)}s(k+N-i)e^{i2\pi\epsilon(k+N-i)} = \\ &= |s(1)|^2 e^{i2\pi\epsilon(2k+N)} + |s(2)|^2 e^{i2\pi\epsilon(2k+N)} + \dots + \\ &+ |s(n-1)|^2 e^{i2\pi\epsilon(2k+N)} = e^{i2\pi\epsilon(2k+N)} (|s(1)|^2 + \\ &+ |s(2)|^2 + \dots + |s(n-1)|^2), \end{aligned} \quad (11)$$

式中, $Q_{\text{pss_cp}}$ 为基于 PSS 序列 CP 的自相关峰值; k 为滑动自相关时 PSS 符号在时域中的起始位置。在不考虑信道噪声的情况下,根据时域的共轭对称有 $r(k+1), \dots, r(k+N/2-1)$ 与 $r(N/2+k+1), \dots, r(k+N-1)$ 呈共轭对称, $r(k+N/2)$ 为中心对称点。根据式(11)可将 PSS 数据做以下处理

$$r(k+i) \times e^{-i2\pi\epsilon k/N} = s(k+i)e^{i2\pi\epsilon(k+i)/N} \times e^{-i2\pi\epsilon k/N} = s(k+i)e^{i2\pi\epsilon i/N}, \quad (12)$$

将式(12)带入式(11),可以得到

$$\begin{aligned} Q_{\text{pss_cp}} &= s(1)e^{i2\pi\epsilon/N} \times s(N-1)e^{i2\pi\epsilon(N-1)/N} + \\ &+ s(2)e^{i2\pi\epsilon 2/N} \times s(N-2)e^{i2\pi\epsilon(N-2)/N} + \dots + \\ &+ s(n-1)e^{i2\pi\epsilon(n-1)/N} \times s(N-n+1)e^{i2\pi\epsilon(N-n+1)/N} = \\ &= e^{i2\pi\epsilon(N)/N} (|s(1)|^2 + |s(2)|^2 + \dots + |s(n-1)|^2), \end{aligned} \quad (13)$$

定时精同步点为

$$\hat{k}_1 = \arg \max_k (|Q_{\text{pss_cp}}(k)|), \quad (14)$$

即 $Q_{\text{pss_cp}}(k)$ 的最大值所在的位置为精同步点 $\hat{k}_1$ 。

由式(13)可知,频偏对最大值的位置没有影响,仅仅改变了其幅度值,所以基于 CP 共轭对称性的精同步算法能有效地抵抗频偏对定时同步的影响,同时显著降低了计算复杂度。

5 仿真结果分析

根据以上分析,在 Matlab 软件环境中对不同的条件进行仿真,仿真参数如表 1 所示。

表 1 主要仿真参数

名 称	取 值
下行资源块数	20
每资源块子载波数	12
OFDM 数字集 μ 值	0
傅里叶变换点数	131 072
CP 点数	10 240/9 216
信道模型	AWGN 或扩展步行者信道模型
ϵ	0.2 或 1.2
小区 ID	131

图 6~8 所示为在 AWGN 信道下,不同 ϵ 值时常规算法和本文所提算法在每个采样点下的相关峰值,图 6 所示为 $\epsilon=0.2$ 时常规相关峰值图;图 7 所示为 $\epsilon=1.2$ 时常规相关峰值图;图 8 所示为 $\epsilon=1.2$ 时差分相关峰值图。由图可知,由于仿真的是 $\mu=0$ 时子帧 0 的发送数据,PSS 映射在两个 SSB 块上,因此,可以看到相关后有两个相关峰最大的点,即对应两个 SSB 块的位置。对比图 6 和图 7 可知,常规相关算法在频偏较低的情况下检测性能不受影响,但

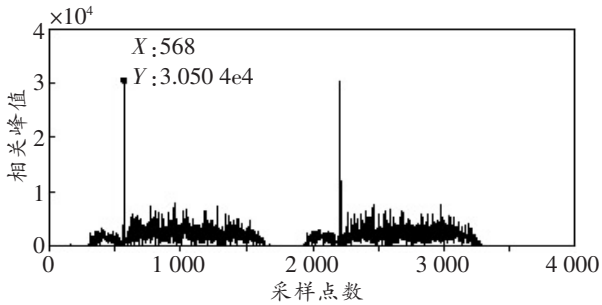


图 6 $\epsilon=0.2$ 时常规相关峰值图

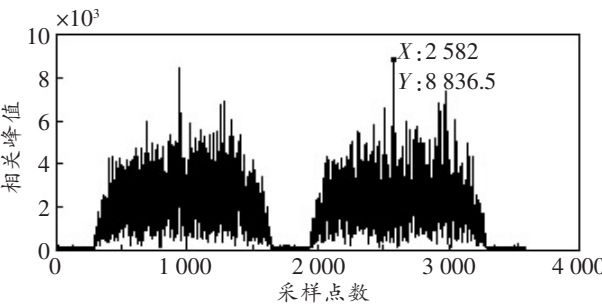


图 7 $\epsilon=1.2$ 时常规相关峰值图

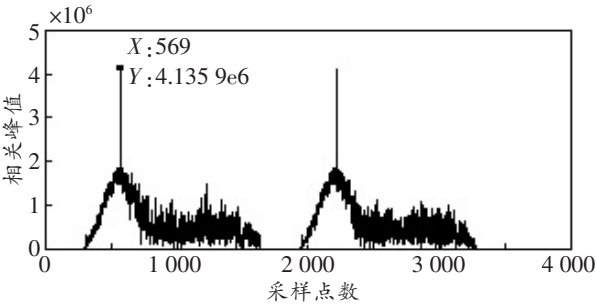


图 8 $\epsilon = 1.2$ 时差分相关峰值图

是在频偏较高时容易产生误判。对比图 7 和图 8 可知,即使在较大的频偏情况下,差分相关也能准确地检测出结果,能有效对抗较大频偏对互相关运算的影响。

图 9 所示为不同 ϵ 时的检错概率,通过 10 000 次仿真求得正确率。由图可知,组内 ID 和 μ 值的联合检测正常概率随着 ϵ 的增加而降低,并且在扩展步行者信道模型(Extended Pedestrian A model, EPA)下的性能明显低于 AWGN 信道下的性能。同时,由图可知,在无频偏时,各个算法性能相当;当频偏过高时,改进的算法性能优于常规算法,当 $\epsilon > 1.2$ 时,性能随着 ϵ 的增加显著降低。

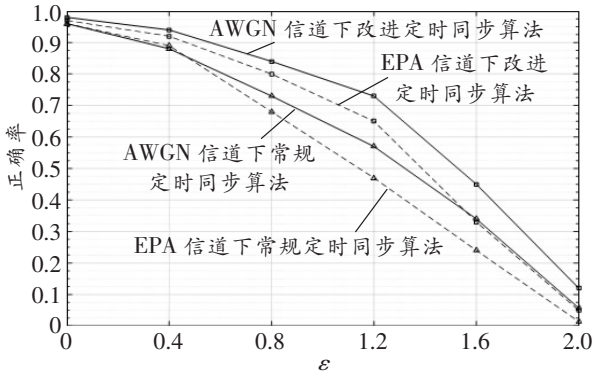


图 9 ϵ 引起的检错概率

与 LTE 系统不同的是 5G 系统存在不同的 μ 值,所以,粗同步时需要盲检 μ 值。本文采取穷举法,即通过计算每一个 μ 值下的最大相关值,选择最大的相关值下的 μ 值、小区组内 ID 及粗同步点作为后续同步过程的参数。图 10 所示为不同 μ 值下差分互相关最大相关峰值及其对应的小区组内 ID 值。由图可知,在每一个 μ 值下都做相应的粗同步处理,分别得到一个最大相关值,当 $\mu = 0$ 时,最大相关值为 3.29×10^4 ,比其他 μ 值下的最大相关值大,所以盲检出 $\mu = 0$,与之对应的小区组内 ID 为 2,由仿真数据可知粗同步的 μ 值和小区组内 ID 检测正确。除此之外,验证了其他 μ 值和小区 ID 的情况

下,均能正确检测组内 ID 和 μ 值,所以,该粗同步算法能够满足 5G 系统对小区搜索性能的要求。

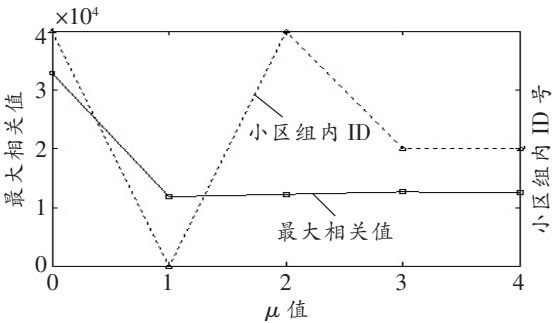


图 10 不同 μ 值下,粗同步差分互相关最大相关峰值及其对应的小区组内 ID 值

在粗同步阶段,当 $\mu = 0$ 时,一个子帧有 1 966 080 个点,按 $x=512/2^{\mu}$ 进行降采样之后,运算数据为 3 840 个点,本地生成的 PSS 时域信号降采样后运算数据为 256 个点。原始方案采用直接相关算法所需运算量为 $3\,840 \times 256 \times 3$,而改进的方案使用抗频偏性能较好的差分相关,在直接相关之前对每组数据进行差分处理,所需运算量为 $3\,840 \times 256 \times 3 + 3\,840 + 256 \times 3$ 。在精同步阶段,原始方案是采用基于 PSS 时域数据与接收的数据进行直接相关,所需运算量为 $1\,024 \times 131\,072/2$,而改进的方案采用基于 CP 的共轭对称性进行相关,CP 数据的长度为 9 216 个点,所需运算量为 $1\,024 \times 9\,216$ 。

两种方案计算复杂度的比较如表 2 所示。由表可知,改进方案在粗同步时比原始方案计算量多一些,但相比归一化频偏的损失,这点复杂度微乎其微;从整体同步计算量看,改进方案的计算量为原始方案计算量的 17.69%。

表 2 同步算法复杂度比较

方案	粗同步	精同步
常规互相关	2 949 120	67 108 864
改进方案	2 953 728	9 437 184

图 11 所示为 AWGN 和 EPA 信道下小区组内 ID 的检测正确率。由图可知,信噪比一定时,相同算法的 ϵ 值越大,检测正确率越低;当不存在频偏时,AWGN 和 EPA 信道检测性能相当;当存在一定的频偏时,在 AWGN 信道下检测性能优于 EPA 信道;此外,小区组内 ID 的检测正确率随着信噪比的增加而增加,且本文提出的算法虽然在无频偏时性能稍微差于常规算法,但在 ϵ 较大的情况下有明显的检测优势。

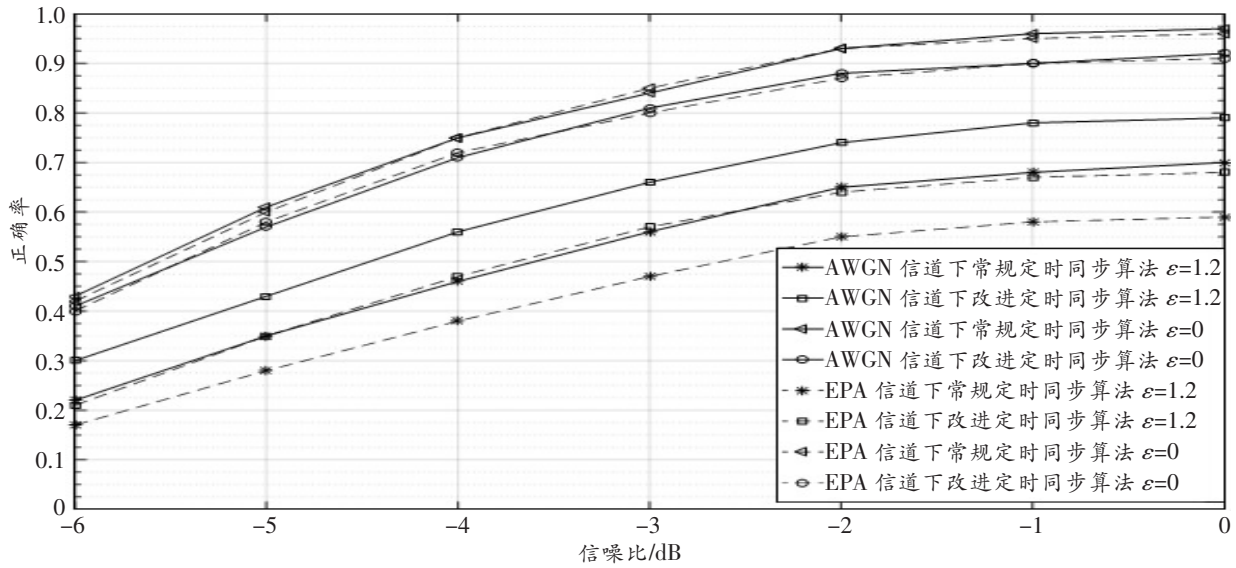


图 11 AWGN 和 EPA 信道下小区组内 ID 检测正确率

6 结束语

本文详细分析了 5G 系统下 PSS 的特点,对比 LTE 系统的同步算法,提出了一种改进的 PSS 定时同步算法。粗同步阶段,在降采样率的前提下,对数据进行差分相关,使检测结果受归一化频偏的影响较小;精同步阶段,提出了基于 CP 共轭对称特性的相关算法,大大降低了运算和硬件实现复杂度。仿真结果表明,改进的算法在存在一定的频偏时,检测正确率也比较高,能满足 5G 系统小区搜索的性能要求,且整体计算量为常规算法的 17.69%。

参考文献:

[1] Chu C Y, Lai I, Lan Y Y, et al. Efficient Sequential Integer CFO and Sector Identity Detection for LTE Cell Search[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2014, 3(4):389-392.

[2] Qian X, Deng H, He H. Joint Synchronization and Channel Estimation of ACO-OFDM Systems with

Simplified Transceiver[J]. IEEE Photonics Technology Letters, 2018, 30(4):383-386.

[3] Liu X Q, Chen H H, Lv B, et al. Symbol Cyclic Shift Equalization PAM-OFDM -- A Low Complexity CP-free OFDM Scheme[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2017, 66(7):5933-5946.

[4] Jabbarvaziri F, Alizadeh M, Mohammadi A, et al. Low-Complexity Method for Primary Synchronisation in the Third Generation Partnership Project Long Term Evolution Downlink System[J]. IET Communications, 2016, 10(10):1229-1235.

[5] Abdzadeh-Ziabari H, Zhu H, Swamy M N S. Joint Maximum Likelihood Timing, Frequency Offset, and Doubly Selective Channel Estimation for OFDM Systems[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2018, 67(3):2787-2791.

[6] Na Z, Zhang M, Xiong M, et al. Pseudo-Noise Sequence based Synchronization for Generalized Frequency Division Multiplexing in 5G Communication System [J]. IEEE Access, 2018, 6: 14812-14819.