



研究与开发

波束扫描下 5G 毫米波小区搜索算法

申敏, 梁晶, 侯嘉智

(重庆邮电大学通信与信息工程学院, 重庆 400065)

摘要: 5G 毫米波的载波频率高, 初始接入频偏大, 可能导致收发端时频同步不准确及物理小区标识检测错误问题。针对此问题, 分析并仿真了 5G 毫米波在高频偏下基于波束扫描方式发送同步信号的小区搜索方案。提出了一种在基站侧使用 DFT 码本发送多方向的同步信号块, 在终端用全向天线接收多波束信号并使用一系列同步算法完成时间、频率同步及物理小区标识检测的 5G 毫米波小区搜索过程。仿真结果表明, 所提预存整数倍频偏与接收信号互相关的主同步信号检测算法在 5G 毫米波信道有良好的小区搜索性能。

关键词: 5G 毫米波小区搜索; 波束扫描; 同步算法; 频偏估计

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11959/j.issn.1000-0801.2020157

5G millimeter wave cell search algorithm with beam sweeping

SHEN Min, LIANG Jing, HOU Jiazhi

Communication and Information Engineering, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China

Abstract: Due to the high carrier frequency of the 5G millimeter wave, a large initial access frequency may cause inaccurate time-frequency synchronization at the transmitting and receiving ends and incorrect detection of the physical layer cell identifier. A cell search scheme for 5G millimeter waves to send synchronization signals in a beam sweeping mode at high frequencies was analyzed and simulated. Specifically, a multi-directional synchronization signal block sent by a DFT codebook at the base station side was proposed. The terminal used an omnidirectional antenna to receive multi-beam signals and used a series of synchronization algorithms to complete time, frequency synchronization, and physical layer cell identification. Simulation results show that the proposed main synchronization signal detection algorithm with cross-correlation of pre-stored integer frequency offset and received signal has good cell search performance on 5G millimeter-wave channels.

Key words: cell search in 5G mmWave, beam sweeping, synchronization algorithm, frequency offset estimation

1 引言

随着世界移动通信技术的迅猛发展, 5G 移动

蜂窝网络以其独有的优势引发世界各国工业界^[1-2]与学术界的关注^[3-4]。为了应对移动宽带通信数据流量的爆炸式增长, 5G 将采用毫米波以提供更大

收稿日期: 2019-09-24; 修回日期: 2020-05-12

基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (No.2018ZX03001026-002)

Foundation Item: The National Science and Technology Major Project (No.2018ZX03001026-002)



的带宽和前所未有的峰值数据速率,但毫米波下的收发端振荡器频率不匹配将导致载波频率相比 Sub 6G 的蜂窝系统具有更大频率偏移(简称频偏)^[5-6]。为了克服这个问题,应该提出更有效的同步过程并使用更精确昂贵的振荡器^[7]。

5G 毫米波的频率偏移与低频段相比更大,频率偏移主要与所使用的振荡器的精度有关,通常以归一化载波频率偏移(carrier frequency offset, CFO)衡量。CFO 为载波频偏量除以载波的值,其包含小数频率偏移(fractional frequency offset, FFO)和整数频率偏移(integer carrier frequency offset, IFO)。FFO 将造成接收信号相位的旋转,引入子载波间干扰,降低系统性能。而 IFO 仍然可以保持子载波间的正交性,不会出现子载波间干扰,但是却使频域上的数据发生循环移位,导致解调出的数据完全错误。高频段相比低频段的载波频偏量在相同晶振误差下更大,因此在 5G 毫米波频段时,频偏估计及补偿是十分必要的。

目前关于 5G 小区搜索的参考文献较少。参考文献[8]描述了仅存在 FFO 时 5G 系统以波束扫描传输同步信号的同步过程。首先在下行同步时由 5G 小区以不同方向的波束发送同步信号,但文中并未给出采用何种方法实现波束扫描过程,其次接收端接收到小区发送的多个同步信号并利用同步算法依次进行定时同步、小区组内标识 $N_{ID}^{(2)}$ 、FFO、小区组标识 $N_{ID}^{(1)}$ 及小区标识 N_{ID}^{cell} 的检测。其中,在定时同步与 $N_{ID}^{(2)}$ 联合检测时采用的是接收信号与本地主同步信号(primary synchronization signal, PSS)互相关算法,而 FFO 检测利用了定时同步确定后提取出接收的 PSS 信号与本地 PSS 信号互相关,而对于 $N_{ID}^{(1)}$ 的检测并未说明。参考文献[9]比较了 5G 低频段未考虑波束扫描场景下存在 3 种不同 FFO 时,在定时同步阶段利用 PSS 自相关算法与 PSS 延时互相关算法对小区搜索成功检测概率的影响。但是上述参考文献均未对存在 IFO 予以考虑,这对于 5G 毫米波而言不适用。

而参考文献[10]提出接收端假设生成 $IFO \in \{0, \pm 1\}$ 时,3 种不同 $N_{ID}^{(2)}$ 本地信号 PSS 与接收信号互相关以联合检测 $N_{ID}^{(2)}$ 、IFO 及定时同步点的方法,并且提出利用时域 336 种本地 SSS 信号与接收 SSS 时域信号滑动互相关的方法确定 $N_{ID}^{(1)}$,但是利用时域 SSS 信号互相关的方法无疑增加了检测的复杂度。

针对以上问题,为了在 5G 毫米波高频偏时以波束扫描传输同步信号的场景下准确地恢复 N_{ID}^{cell} ,提出了一种合理的 5G 毫米波小区搜索算法方案:首先,由发送端使用 DFT 码本发送不同波束方向的同步信号块,而接收端预设 $IFO \in \{0, \pm 1, \pm 2\}$ 的 15 种本地 PSS 信号与接收信号做互相关运算以联合检测 $N_{ID}^{(2)}$ 、IFO 及定时同步点;其次,利用定时同步点确定后的 PSS 信号与本地信号互相关运算中的前后序列相位特性估计 FFO,最后在辅同步信号(secondary synchronization signal, SSS)检测求 $N_{ID}^{(1)}$ 过程中摒弃了参考文献[10]采用的 336 个 SSS 信号滑动互相关的算法,通过 SSS 信号 gold 序列的特征进一步减小检测复杂度。

2 系统描述

2.1 5G 同步信号时频域分布

在当前的长期演进(LTE)系统中,初始同步在全向信道上执行,而波束成形或其他定向传输只能在物理链路建立之后执行。而在 5G 中,在初始同步阶段利用天线增益是必要的,否则将导致在控制平面小区检测到的范围与实际范围匹配错误^[11]。在 5G 毫米波通信系统中,规定了 UE 与 BS 的初始接入过程的波束管理,波束管理包括以下 4 个步骤:波束扫描;波束测量;波束确定;波束报告。而小区搜索及其下行同步处于初始接入过程只涉及波束管理中的波束扫描。

通过使用波束扫描,小区周期性地发送多个 SS/PBCH 块(synchronizing signal/PBCH,

SS/PBCH), 一个 SS/PBCH 块在空域上表现为一个波束方向, 在时频域上的结构如图 1 所示^[12]。

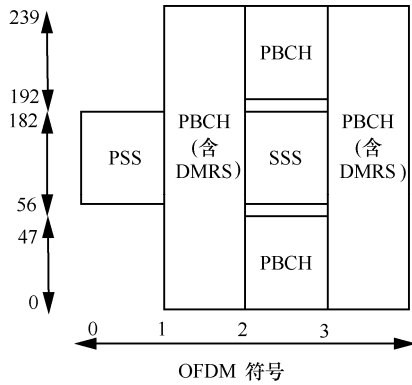


图1 SS/PBCH 块时频域结构

由图 1 可知, 一个 SS/PBCH 在时域上由 4 个正交频分复用 (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 符号组成, 在频率由 240 个子载波组成, SS/PBCH 块中包含 PSS、SSS 和 PBCH, 以及与 PBCH 相关联的解调参考信号 (demodulation reference signal, DMRS)。其中, PSS 信号用以定时同步、频偏纠正及获取 $N_{\text{ID}}^{(2)}$, SSS 信号用以获取 $N_{\text{ID}}^{(1)}$, PBCH 信号用以广播系统信息。

在 5G 毫米波系统的子载波带宽中, 主要商用的是 120 kHz 的子载波带宽, 除了频段更高的原因以外, 也是为了更好地消除毫米波频段特有的相位噪声^[13]。当子载波间隔 (sub-carrier space, SCS) 为 120 kHz 时, SS/PBCH 块第一个符号 (即

PSS 所在的符号) 索引为 $\{4, 8, 16, 20\} + 28 \cdot n$, 其中, $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$ ^[14]。半帧内的 SS/PBCH 在空域上表现为 64 个波束方向。时域上分布如图 2 所示, 灰色填充框内的连续 4 个 OFDM 符号即 SS/PBCH 块。

2.2 系统模型

本文提出的波束扫描下的 5G 毫米波小区搜索流程如图 3 所示。对发送端而言, 首先生成包含 PSS 信号和 SSS 信号的 SS/PBCH 块并映射到资源格, 通过 OFDM 调制并增加循环前缀信息, 之后发送端将添加频偏和波束方向的 SS/PBCH 块通过存在高斯白噪声的多径信道。对接收端而言, 由于其信号经过频偏、多径信道、噪声的影响, 使接收的信号定时同步点与精准的同步点存在偏差, 因此需要经过有效的 PSS 信号检测完成定时同步点的获取; 但是当频偏过大时, 定时同步点可能会落在定时同步符号的循环前缀范围之外, 进而影响后续同步过程, 因此本文使用的 PSS 信号检测算法除联合检测定时同步点与 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 值以外, 还检测了归一化整数倍频偏。当接收端对接收信号进行整数倍频偏补偿后, 可以在获取 PSS 定时同步点的基础上继续对接收信号进行小数倍频偏估计并补偿。将补偿频偏后的接收信号通过 OFDM 解调去 CP 变至频域, 再通过 SS/PBCH 块中 PSS 信号与 SSS 信号的相对位置可以提取 SSS 信号, 利用 SSS 信号的检测算法可以获取 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 的

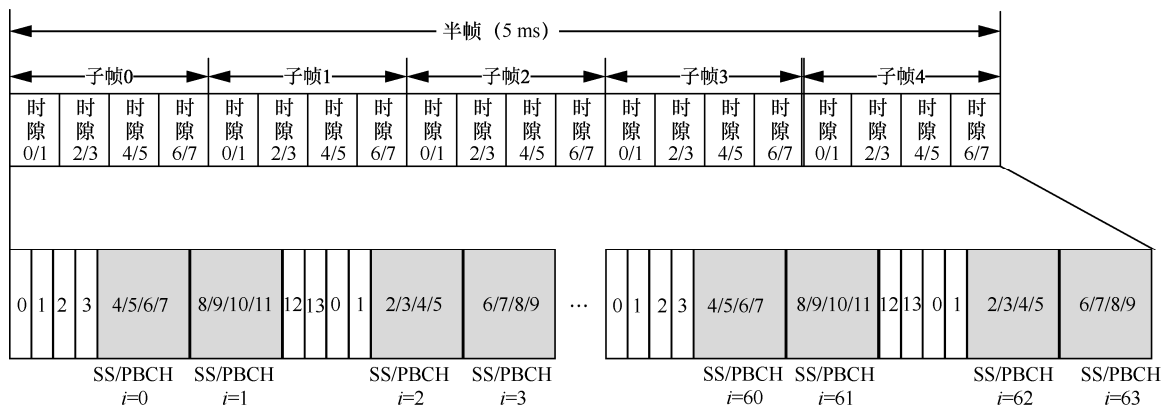


图2 SCS=120 kHz 时, 5 ms 中的 SS/PBCH 时域结构



值, 由于物理小区标识由 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 和 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 共同构成, 即获取了 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 的值。

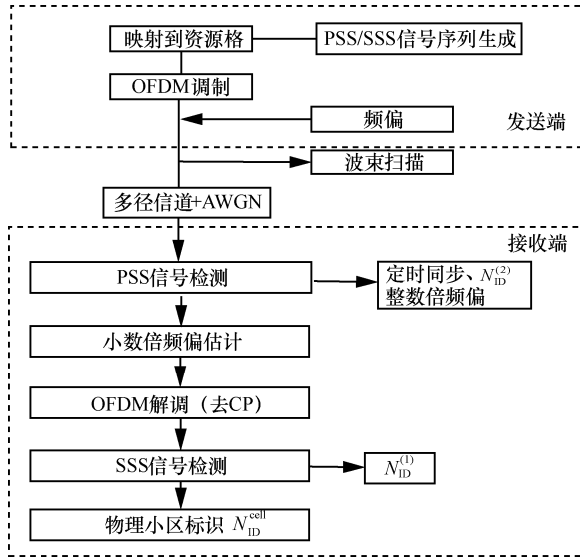


图3 5G毫米波小区搜索流程

2.3 采用DFT码本的5G毫米波波束扫描

在5G毫米波初始下行同步中, 小区以不同方向的波束向终端发送携带相同信息的SS/PBCH块, 终端将以两帧为周期接收来自小区的包含SS/PBCH块的信号, 由于5G毫米波中每半帧中发送的SS/PBCH块的信号相同, 因此仿真中选取小区在5ms时域内的同步信号块为发送信号, 小区中发送的信号表示为:

$$s(l, k, q) = \begin{cases} \sum_{q=1}^{64} \left(\sum_{l=L_{\text{ind}}-1}^{L_{\text{ind}}+3} \sum_{k=0}^{N_{\text{FFT}}-1} x(l, k) \right) \cdot W_{\alpha}(q, p), & l=L_{\text{ind}}-1 \\ 0, & l \neq L_{\text{ind}}-1 \end{cases} \quad (1)$$

其中, $x(l, k)$ 为二维矢量矩阵, 表示时域上占据4个OFDM符号, 频域上扩充为 N_{FFT} 个点的SS/PBCH块。 L_{ind} 表示5ms中第 L 个波束的SS/PBCH块中第一个OFDM符号的索引, L_{ind} 的值与第2.3.2节中介绍的根据不同频段和子载波间隔下的5ms同步信号块中的时频结构相关。 $W_{\alpha}(q, p)$ 为小区采用的DFT码本, 其具体形式为:

$$W_{\alpha}(q, p) = \exp(j \frac{2\pi q p}{P}), \quad (2)$$

$$q = 0, 1, \dots, Q-1, p = 0, 1, \dots, P-1$$

其中, Q 表示天线阵元数目, P 表示波束数目, DFT码本中 $Q=P$, 当采用子载波间隔为120kHz, 初始同步的前5ms内发送64个方向的波束, 即 $Q=P=64$ 。 $s(l, k, q)$ 为三维矢量矩阵, 表示在发送端的第 q 个天线阵元上的第 l 个OFDM符号、第 k 个子载波的值。当第 l 个OFDM符号的索引为SS/PBCH块的符号索引 L_{ind} 时, $s(l, k, q)$ 为当前SS/PBCH块添加DFT方向码本的值, 当第 l 个OFDM符号没有SS/PBCH块的索引时, $s(l, k, q)$ 为0。

2.4 PSS信号检测

2.4.1 算法描述

PSS定时同步的目的是找出PSS序列开始的位置。5G的PSS信号定义如下^[12]:

$$d_{\text{PSS}}(n) = 1 - 2x(m) \quad (3)$$

其中:

$$m = (n + 43N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 127, 0 \leq n < 127 \quad (4)$$

$$x(i+7) = (x(i+4) + x(i)) \bmod 2 \quad (5)$$

$$[x(6) x(5) x(4) x(3) x(2) x(1) x(0)] = [1110110] \quad (6)$$

将式(3)代入式(4), 可得:

$$d_{\text{PSS}}(n) = 1 - 2x((n + 43N_{\text{ID}}^{(2)}) \bmod 127), 0 \leq n < 127 \quad (7)$$

根据 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 的3种不同取值, $d_{\text{PSS}}(n)$ 将存在3种不同序列。

确定定时同步采样点常采用PSS信号滑动互相关算法。但是在5G毫米波频段下存在极高的频率偏移, 使用传统的利用PSS信号滑动互相关算法进行 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 与粗同步点的联合检测, 将导致定时同步点的严重偏差, 这个偏差有可能超过循环前缀的保护范围, 使得引入符号间干扰(inter-symbol interference, ISI), 进而影响后续PSS序列的精同步、FFO的估计与 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 的正确解出。为了找到PSS精确的定时同步点, 利用本地预存的不同IFO不

同 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 生成的 PSS 信号与终端接收的时域信号互相关, 从而获得 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 、IFO 与 PSS 信号定时同步点的联合估计。具体地, 可以将其联合估计表达为:

$$C(i, \theta, \varepsilon_1) = \left| \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}-1} r(\theta + n) \text{PSS}_i^*(n) \exp(j2\pi \varepsilon_1 n / N_{\text{IFFT}}) \right|^2 \varepsilon_1 \in \{0, \pm 1, \pm 2\} \quad (8)$$

$$\{\hat{i}, \hat{\theta}, \hat{\varepsilon}_1\} = \underset{i, \theta, \varepsilon_1}{\text{argmax}} C(i, \theta, \varepsilon_1) \quad (9)$$

其中, $\hat{i}$ 为估计的 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 值, $\hat{\theta}$ 为估计的定时同步点位置, $\hat{\varepsilon}_1$ 为估计的整数倍频偏值。对 IFO 做出补偿后的接收信号可以表示为:

$$R_1(n) = r(n) \exp(-j2\pi n \hat{\varepsilon}_1 / N_{\text{IFFT}}) \quad (10)$$

2.4.2 复杂度分析

采用传统的 PSS 信号时域互相关算法时需要将接收信号逐点与本地不同 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 生成的 PSS 时域信号进行互相关运算, 所有滑动点的每次互相关运算需要 $N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$ 次乘法运算、 $N_{\text{sample}} \times (N_{\text{IFFT}} - 1)$ 次加法运算, 则 3 次互相关运算需要 $3 \times N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$ 次乘法运算、 $3 \times N_{\text{sample}} \times (N_{\text{IFFT}} - 1)$ 次加法运算。当采用 PSS 信号分段互相关检测算法时, 所有滑动点的每段接收信号每次与某一 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 值生成的本地分段时域 PSS 信号的互相关运算需要 $N_{\text{sample}} \times \frac{N_{\text{IFFT}}}{M}$ 次乘法运算、 $N_{\text{sample}} \times (\frac{N_{\text{IFFT}}}{M} - 1)$ 次加法运算, 则 M 段互相关运算需要 $N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$ 次乘法运算、 $N_{\text{sample}} \times (\frac{N_{\text{IFFT}}}{M} - 1) \times M$ 次加法运算。由于每段需要与 3 种不同的 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 生成的本地信号互相关, 因此 3 次互相关运算需要 $3 \times N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$ 次乘法运算、 $3 \times N_{\text{sample}} \times (\frac{N_{\text{IFFT}}}{M} - 1) \times M$ 次加法运算。采用本文提出的 PSS 信号定时算法时需要将接收信号逐点与本地不同的整数倍频偏 ε_1 、不同的 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 生成的 PSS 时域信号进行互相关运算, 所有滑动点的每次互相关运算需要 $N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$ 次乘法运算、 $N_{\text{sample}} \times (N_{\text{IFFT}} - 1)$ 次加法运算。由于预存的整数倍频偏 ε_1 范围为 $\{0, \pm 1, \pm 2\}$, 因此本地端共生

成了 15 种不同频偏、不同 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 的时域 PSS 信号, 则 15 次互相关运算需要 $15 \times N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$ 次乘法运算、需要 $15 \times N_{\text{sample}} \times (N_{\text{IFFT}} - 1)$ 次加法运算。PSS 检测算法复杂度对比见表 1。

表 1 PSS 检测算法复杂度对比

方法	乘法次数/次	加减法次数/次
传统 PSS 信号互相关算法	$3 \times N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$	$3 \times N_{\text{sample}} \times (N_{\text{IFFT}} - 1)$
PSS 信号分段互相关算法	$3 \times N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$	$3 \times N_{\text{sample}} \times (\frac{N_{\text{IFFT}}}{M} - 1) \times M$
本文采用的算法	$15 \times N_{\text{sample}} \times N_{\text{IFFT}}$	$15 \times N_{\text{sample}} \times (N_{\text{IFFT}} - 1)$

2.5 FFO 估计

5G 中常用的 FFO 估计方法有两种, 本文采用的是利用循环前缀 (cyclic prefix, CP) 的最大似然算法, 其不受 IFO 存在的影响, 但其受多径信道影响较大且估计范围只有 $[-0.5, 0.5]$ ^[15]。本文采用 FFO 估计方法主要思想为得到 PSS 定时同步信息后, 从已补偿 IFO 的接收信号中提取 PSS 信号, 再与本地已知 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 的 PSS 信号做互相关运算, 其互相关函数为式 (11), 由于 PSS 信号互相关中依然存在与信号长度相关的因子, 因此可进一步利用互相关函数前后部分的相位偏差估计出小数倍频偏的值。

$$y(n) = \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}-1} \text{PSS}_i(n) \exp(j2\pi n \varepsilon_i / N_{\text{IFFT}}) \quad (11)$$

$$\text{PSS}_i^*(n) = \exp(j2\pi n \varepsilon_i / N_{\text{IFFT}}) \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}-1} |\text{PSS}_i(n)|^2$$

$$F(n) = \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}/2-1} y(n) y^*(n + \frac{N_{\text{IFFT}}}{2}) \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}/2-1} |\text{PSS}_i(n)|^2 \cdot \exp(j2\pi n \varepsilon_i / N_{\text{IFFT}}) = \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}/2-1} |\text{PSS}_i(n + \frac{N_{\text{IFFT}}}{2})|^2 \quad (12)$$

$$\exp(-j2\pi(n + \frac{N_{\text{IFFT}}}{2}) \varepsilon_i / N_{\text{IFFT}}) = \exp(-j\pi \varepsilon_i) \cdot \sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}/2-1} |\text{PSS}_i(n)|^2 \cdot |\text{PSS}_i(n + \frac{N_{\text{IFFT}}}{2})|^2$$

$$\hat{\varepsilon}_f = -\frac{1}{\pi} \text{angle}\{F(n)\} \quad (13)$$



其中, $\sum_{n=0}^{N_{\text{IFFT}}-1} \text{PSS}_i(n) \exp(j2\pi n \varepsilon_i / N_{\text{IFFT}})$ 为通过定时同步点确定后提取的带有小数倍频偏的信号, $\text{PSS}_i^*(n)$ 为已知 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 的本地 PSS 时域信号。从式(13)可以看出基于 PSS 信号的频偏估计算法的估计范围为 $(-1,1]$, 因此在后续的仿真中采用基于 PSS 信号的小数倍频偏估计算法。

2.6 SSS 检测

5G 中的 SSS 信号序列是由 gold 序列构成的, 即由两个 m 序列的乘积构成, 5G 中规定的 SSS 信号序列生成式为^[12]:

$$d_{\text{SSS}}(n) = [1 - 2x_0((n + m_0) \bmod 127)] \cdot [1 - 2x_1((n + m_1) \bmod 127)], 0 \leq n < 127 \quad (14)$$

$$m_0 = 15 \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)}}{112} \right\rfloor + 5N_{\text{ID}}^{(2)} \quad (15)$$

$$m_1 = N_{\text{ID}}^{(1)} \bmod 112 \quad (16)$$

$$x_0(i+7) = (x_0(i+4) + x_0(i)) \bmod 2 \quad (17)$$

$$x_1(i+7) = (x_1(i+1) + x_1(i)) \bmod 2 \quad (18)$$

$$[x_0(6) x_0(5) x_0(4) x_0(3) x_0(2) x_0(1) x_0(0)] = [0000001] \quad (19)$$

$$[x_1(6) x_1(5) x_1(4) x_1(3) x_1(2) x_1(1) x_1(0)] = [0000001] \quad (20)$$

通过对 SSS 检测确定 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 的具体流程如下。

步骤 1 将本地生成的 SSS 信号结构定义为两个不同 m 序列表示。第一个 m 序列表示为 $X_0(k)$, 如式(21)所示; 第二个 m 序列表示为 $X_1(k)$, 如式(22)所示:

$$X_0(k) = 1 - 2x_0((n + m_0) \bmod 127), 0 \leq k < 127 \quad (21)$$

$$X_1(k) = 1 - 2x_1((n + m_1) \bmod 127), 0 \leq k < 127 \quad (22)$$

步骤 2 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 的值已由前述步骤中对 PSS 信号的检测得知, 同时由于 $N_{\text{ID}}^{(1)} \in \{0, 1, \dots, 335\}$, 在未知 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 的情况下, 式(15)中的 m_0 取值有 3 种, 表示为式(23):

$$m_{0_i} = 15 \times \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)}}{112} \right\rfloor + N_{\text{ID}}^{(2)} \text{ known} = 15 \times i + N_{\text{ID}}^{(2)} \text{ known} \quad (23)$$

$$i = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{(1)}}{112} \right\rfloor = 0, 1, 2$$

步骤 3 将 m_{0_i} 的 3 种可能取值代入 $X_0(k)$, 以 $X_{0_i}(k)$ 表示:

$$X_{0_i}(k) = 1 - 2x_0((n + m_{0_i}) \bmod 127), i = 0, 1, 2 \quad (24)$$

步骤 4 首先将接收到的 SSS 序列与本地序列中第一个 m 序列哈达码相乘, 如式(25)所示:

$$y_i(k) = R_{\text{SSS}}(k) \odot X_{0_i}(k), 0 \leq k < 127 \quad (25)$$

其中, $\odot$ 表示哈达码积运算, $R_{\text{SSS}}(k)$ 表示接收端经过 IFO、FFO 频偏补偿的序列长度为 127 的 SSS 频域信号。

步骤 5 将式(25)循环移位为式(26), 当循环移位次数为 v 时的序列与第二个 m 序列 $X_1(k)$ 相等时可确定 m_1 与 i 的值。

$$y_{i,v}(k) = y_i((n + v) \bmod 127) \quad (26)$$

$$(\hat{i}, \hat{m}_1) = \arg \max_{i,v} (E[y_{i,v}(k) X_{1(m_1=0)}(k)]) \quad (27)$$

由 m_1 和 i 的估计值结合式(16)可得 $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 的值为:

$$N_{\text{ID}}^{(1)} = \hat{m}_1 + \hat{i} \times 112 \quad (28)$$

自此, $N_{\text{ID}}^{(1)}$ 与 $N_{\text{ID}}^{(2)}$ 皆被检测出, $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 的值即可得出。

3 仿真结果与分析

图 4 和图 5 分别显示了表 2 所设仿真参数下的未添加 DFT 码本方向的 SS/PBCH 块和添加 DFT 码本方向后的 SS/PBCH 块幅度^[16]。可以看出, 在未添加 DFT 波束方向之前, 各 SS/PBCH 块的幅度一致, 并未体现出方向性, 而添加 DFT 波束方向后每一 SS/PBCH 波束块质量发生了不同程度的变化, 既有信号幅度增强的 SS/PBCH 波束, 亦有信号幅度减弱的 SS/PBCH 波束。

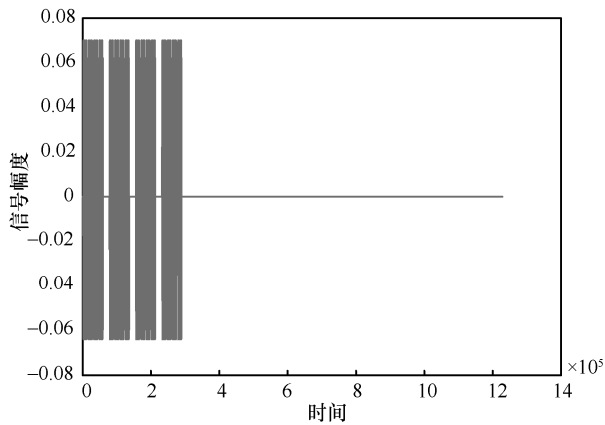


图4 未加 DFT 波束码本的 20 ms 信号

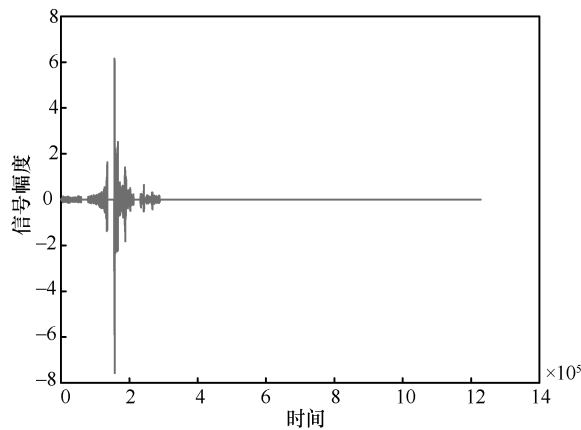


图5 CDL-C 信道下接收端接收到的 20 ms 信号

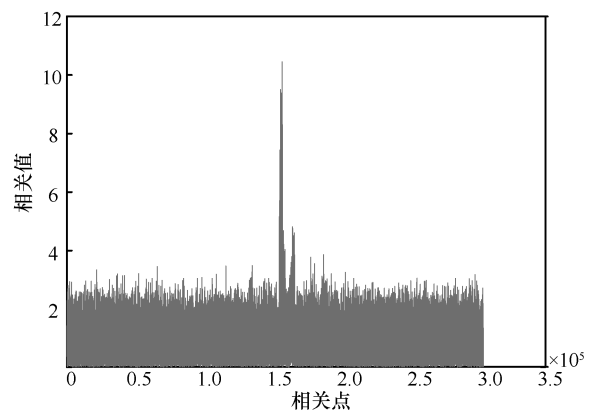
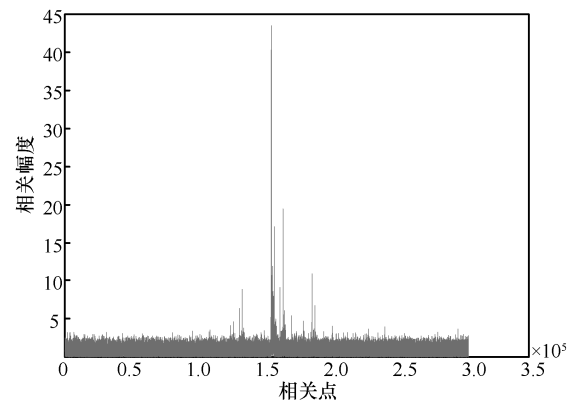
表2 添加 DFT 码本的仿真参数

参数	参数值
发送端 N_{ID}^{cell}	119
子载波间隔	120 kHz
归一化频偏 CFO	0
信道	CDL-C
信噪比	0 dB

PSS 信号互相关设置仿真参数见表 3, 图 6 所示为本地 PSS 信号预设频偏为 0、 $N_{ID}^{(2)}=2$ 时与存在不同波束方向到达的 5 ms 接收信号互相关的结果, 图 7 所示为本地 PSS 信号预设频偏为 1、 $N_{ID}^{(2)}=2$ 时与存在不同波束方向到达的 5 ms 接收信号互相关的结果。可以看出, 图 7 中存在着极高的相关峰值, 由此相关峰值点可以确定其 PSS 信号的同步点、 $N_{ID}^{(2)}$ 以及归一化整数倍频偏的值。

表3 PSS 信号互相关仿真参数

参数	参数值
发送端 N_{ID}^{cell}	119
子载波间隔	120 kHz
归一化频偏 CFO	1
信道	CDL-C
信噪比	0 dB

图6 预设 $\varepsilon_1=0$ 、 $N_{ID}^{(2)}=2$ 的 PSS 信号与接收信号互相关图7 预设 $\varepsilon_1=1$ 、 $N_{ID}^{(2)}=2$ 的 PSS 信号与接收信号互相关

当接收信号通过 PSS 信号的检测获取 IFO 的值并进行补偿后, 残留的 FFO 仍会对子载波间的正交性产生干扰, 为了更准确地通过检测 SSS 信号获取 $N_{ID}^{(1)}$ 的值, 采用了第 2.5 节中的方法估计 FFO。图 8 和图 9 显示了在表 4 仿真条件下 FFO 估计值的均方误差。仿真结果表明: 当小数倍频偏为 0.4 时, 在 -20~-14 dB 处基于 CP 的小数倍频偏估计的 MSE 数量级皆为 10^{-1} 数量级, 存在较



大的估计误差,且基于 CP 的小数倍频偏估计算法的 MSE 随着信噪比的增加并不是线性收敛的,而是存在着拐点。而基于 PSS 信号的小数倍频偏估计算法的 MSE 随着信噪比的增加呈现出线性的收敛,3 种 CDL 信道环境下的 MSE 具有相似的性能,在 $-20 \sim -14$ dB 时其 MSE 性能明显优于基于 CP 的小数倍频偏估计算法,而随着信噪比的增加,其 MSE 收敛速度略低于基于 CP 的小数倍频偏估计算法,但是两种算法在 10 dB 时都能达到 10^{-4} 数量级,即随着信噪比的增加都能够较为准确地估计小数倍频偏的值。当小数倍频偏为 0.8 时,不同信噪比不同信道下基于 CP 的小数倍频偏估计算法的 MSE 约为 1,即代表当归一化频偏超过 0.5 时,基于 CP 的小数倍频偏估计算法失效,只能采用基于 PSS 的小数倍频偏估计算法。而采用 PSS 估计小数倍频偏的算法随着信噪比增强其频偏估计性能也随之增强,当信噪比为 10 dB 时,3 种信道环境下基于 PSS 估计小数倍频偏的算法的 MSE 都能达到 10^{-3} 数量级。与小数倍频偏为 0.4 时 MSE 数量级仅为 10^{-4} 相比,小数倍频偏为 0.8 时的 MSE 性能相差 10^1 数量级。这是因为 PSS 信号之间的互相关特性受频偏影响较大,导致在频偏较大时的估计值不如频偏小的准确。

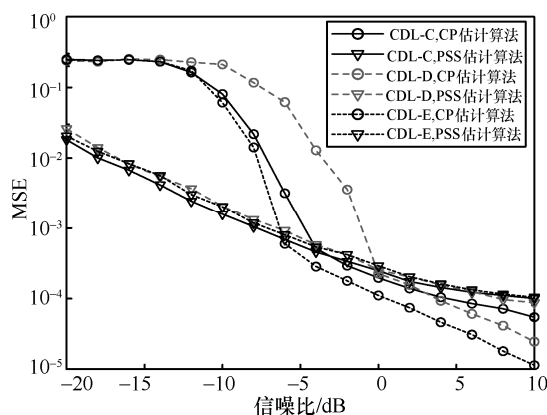


图 8 $\varepsilon=0.4$ 时不同信道小数倍频偏估计算法均方误差

本文的最终目的是通过第 2 节所述的一系列同步算法最终完成 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 的正确检测,设置表 5 中的参数,仿真结果如图 10~图 12 所示,可以由

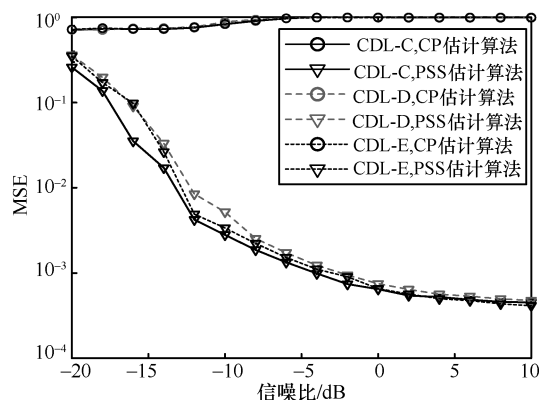


图 9 $\varepsilon=0.8$ 时不同信道小数倍频偏估计算法均方误差

表 4 FFO 估计参数

参数	参数值
接收信号	已补偿 IFO 的信号
发送端 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$	119
接收信号残留 FFO	0.4、0.8
信道	CDL-C、CDL-D、CDL-E+AWGN
信噪比	$-20:10$ dB

图 10~图 12 看出:在存在 IFO 的接收信号中利用传统的 PSS 信号检测算法和 PSS 信号分段算法并不能成功完成 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 的检测,而利用本文中的预存整数倍频偏与接收信号互相关算法,虽然复杂度较高,但是却对 IFO 存在容限,即使在 IFO 为 1.8 时也能成功检测到 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 的值。因此,当存在晶振精度不高或多普勒频移频偏过大时,可以应用本文中所提出的一系列 5G 毫米波同步算法以抵抗频偏过大对同步正确率的影响。

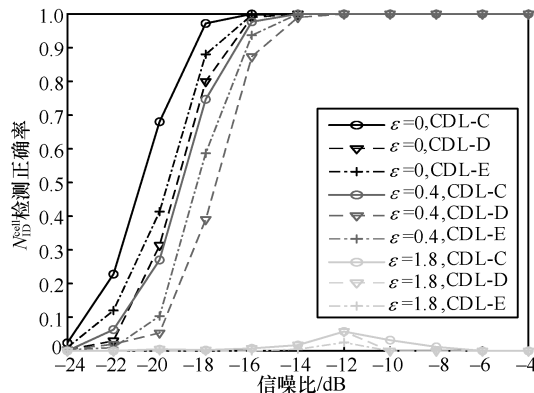


图 10 传统 PSS 信号互相关算法下各频偏各信道下的 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ 检测正确率

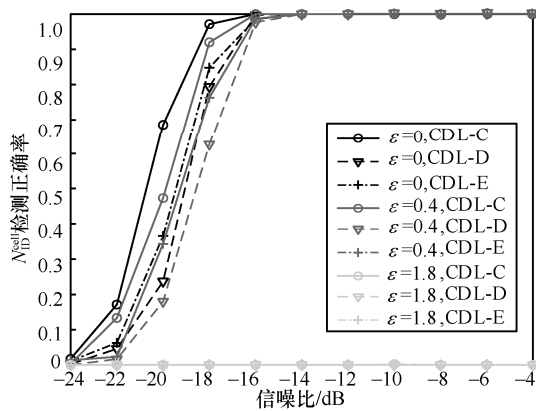


图 11 PSS 信号分两段互相关算法下各频偏各信道下的 N_{ID}^{cell} 检测正确率

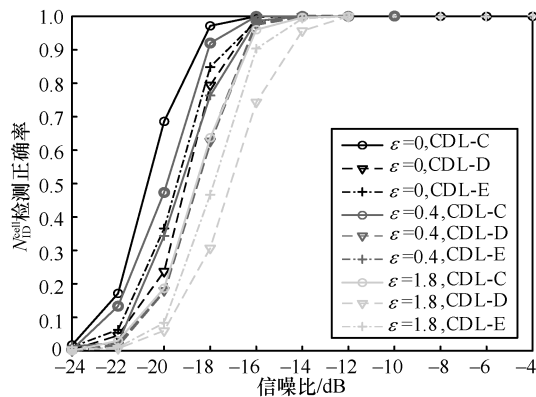


图 12 预存整数倍频偏与接收信号互相关算法下各频偏各信道下的 N_{ID}^{cell} 检测正确率

表 5 不同 CFO 下的仿真参数

参数	参数值
FFT/IFFT 点数	512
CP 点数	长 CP: 40, 短 CP: 36
子载波间隔	120 kHz
频段	30 GHz
归一化频偏 CFO	0/0.4/1.8
N_{ID}^{cell}	119
信道	CDL-C/CDL-D/CDL-E+AWGN
信噪比	-24: -4 dB

4 结束语

本文分析了 5G 毫米波以波束传输同步信号并存在高频偏下的小区搜索流程, 采取的一系列

相互关联的小区搜索算法在 5G 毫米波高频偏下不仅有良好的抗频偏性, 同时也有良好的同步正确率使终端能成功完成对 N_{ID}^{cell} 的检测。在未来的工作中将考虑继续解调 SS/PBCH 块中 PBCH DMRS 及 PBCH 的信息, 获取 PBCH DMRS 的参考信号接收功率信息以及发送端的波束索引等信息, 研究采用不同波束成形方案对小区搜索的影响。

参考文献:

- [1] ALLIANCE N. 5G white paper[R]. 2015.
- [2] OSSEIRAN A, BOCCARDI F, BRAUN V, et al. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project[J]. IEEE Communications Magazine, 2014, 52(5): 26-35.
- [3] SUNDARESAN K. 5G: an evolution towards a revolution[C]//Proceedings of the 24th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking. New York: ACM Press, 2018: 659-659.
- [4] AGIWAL M, ROY A, SAXENA N. Next generation 5G wireless networks: a comprehensive survey[J]. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 2016, 18(3): 1617-1655.
- [5] QIU J, KANDEEPAN S. Performance of frequency estimation techniques with phase noise in mm-Wave based 5G systems[C]//Proceeding of 2017 Asia Modelling Symposium (AMS). Piscataway: IEEE Press, 2017: 170-175.
- [6] RAO R S S, MALATHI P. A low complex cuckoo search optimizer based OFDM carrier frequency offset estimation for 5G wireless technology[J]. International Journal of Dynamics and Control, 2019: 1-10.
- [7] YANG X, MATTHAIIOU M, YANG J, et al. Hardware-constrained millimeter-wave systems for 5G: challenges, opportunities and solutions[J]. IEEE Communications Magazine, 2019, 57(1): 44-50.
- [8] OMRI A, SHAQFEH M, ALI A, et al. Synchronization procedure in 5G NR systems[J]. IEEE Access, 2019(7): 41286-41295.
- [9] JEON Y, PARK H, CHOI E. Synchronization and cell search procedure in 3GPP 5G NR systems[C]//Proceedings of 2019 21st International Conference on Advanced Communication Technology (ICACT). Piscataway: IEEE Press, 2019: 475-478.
- [10] HE Y, GU Y, BU S, et al. Primary synchronization signal design for new radio technique in 5G communication system[C]// Pro-



- ceedings of the 10th EAI International Conference on Mobile Multimedia Communications. ICST (Institute for Computer Sciences, Social-Informatics and Telecommunications Engineering). Piscataway: IEEE Press, 2017: 265-269.
- [11] GIORDANI M, POLESE M, ROY A, et al. Initial access frameworks for 3GPP NR at mmWave frequencies[C]// Proceedings of 2018 17th Annual Mediterranean Ad Hoc Networking Workshop (Med-Hoc-Net). Piscataway: IEEE Press, 2018: 1-8.
- [12] 3GPP. NR-physical channels and modulation(Release 15): TS38.211, V15.0.0[S]. 2018.
- [13] 童辉. 5G 新空口设计: 如何从 LTE 拓展与创新[J]. 电信科学, 2019, 35(7): 17-26.
- TONG H. 5G new radio design: why/how to extend/innovate from LTE[J]. Telecommunications Science, 2019, 35(7): 17-26.
- [14] 3GPP. NR-physical layer procedures for control-Release 15: TS38.213, V15.0.0[S]. 2018.
- [15] VAN DE BEEK J J, SANDELL M, BORJESSON P O. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [16] 3GPP. NR-study on channel model for frequencies from 0.5 to 100 GHz-Release 15: TS38.901, V15.0.0[S]. 2018.

[作者简介]



申敏(1963—), 女, 教授, 重庆邮电大学博士生导师, 主要研究方向为新一代宽带移动通信系统、通信核心芯片、协议与系统应用技术。



梁晶(1994—), 女, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为 5G 物理层小区搜索。



侯嘉智(1993—), 男, 重庆邮电大学硕士生, 主要研究方向为移动通信波束管理。