

LTE 小区搜索中一种新的 SSS 检测算法*

漆 飞, 周 游, 胡捍英

(解放军信息工程大学, 郑州 450002)

摘 要: 主要研究了 SSS 检测, 提出一种新的 SSS 检测算法。该算法首先利用滑动平均窗修正接收的 PSS 处估计出的信道频率响应, 并用修正后的信道频率响应对接收的 SSS 序列进行信道补偿; 其次, 算法对信道补偿后的序列进行实数提取操作, 消除虚部数据干扰; 最后算法联合两个连续的 SSS 接收序列进行检测进一步提高检测性能。TDD 和 FDD 两种模式下的仿真结果表明: 该算法可以较好地实现 SSS 检测且比现有几种 SSS 检测算法在低信噪比(SNR < 0 dB)条件下具有更好的检测性能。

关键词: SSS 检测; 滑动平均窗; 实数提取

中图分类号: TN929.5

文献标志码: A

文章编号: 1001-3695(2013)06-1790-04

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2013.06.049

Novel SSS detection algorithm for cell search in LTE system

QI Fei, ZHOU You, HU Han-yin

(PLA Information Engineering University, Zhengzhou 450002, China)

Abstract: This paper presented a novel SSS detection algorithm for the second step. Firstly, the proposed algorithm utilized the sliding-average-window to modify the channel frequency response (CFR) estimated at the received PSS, and then compensated the CFR at the received SSS with the modified CFR. Secondly, to eliminate the imaginary data interference, the proposed algorithm extracted real data from the sequence after channel compensation. Lastly, two continuous received SSS sequences could be combined to obtain enhanced detection performance. The simulation results in TDD and FDD model show that, the proposed algorithm can implement SSS detection and has a better performance in low signal to noise ratio (SNR < 0) compared with the other several existed SSS detection methods.

Key words: SSS (secondary synchronization signal) detection; sliding average window; real data extraction

LTE 系统具有峰值速率高、传输延迟短等特点, 被作为下一代无线通信的关键技术^[1]。与其他蜂窝系统一样, LTE 中的小区搜索是一个极其重要的过程。用户 (user equipment, UE) 通过小区搜索检测到一个理想小区, 接入并为之取得时间和频率同步, 获得小区 ID。LTE 系统下行链路中规定了两种同步信号: PSS 和 SSS^[2]。PSS 是一个携带扇区 ID 信息的 ZC 序列, 负责半无线帧定时和扇区 ID 识别。SSS 由两个与扇区 ID 相关的序列串联交织组成, 携带小区组 ID 信息, 负责无线帧定时和小区组 ID 识别。

当前 LTE 小区搜索中的 SSS 检测算法可以分为相干检测算法和非相干检测算法。相干检测算法是将 PSS 处估计的信道响应近似为 SSS 处信道响应, 利用 PSS 处获得的信道响应值对 SSS 进行相干检测^[3~5] 获得小区组 ID。文献[3]将信道补偿后的 SSS 序列进行解扰和解交织, 再与本地序列作相关进行 SSS 检测。文献[4]利用信道估计可以求得接收 SSS 序列估计值, 通过计算接收序列与估计序列之间的最小欧式距离进行 SSS 检测。文献[5]与文献[3]类似, 不同的是解扰和解交织后的序列与其自身的循环移位作相关进行 SSS 检测。非相干检测算法是在 SSS 处信道状态信息未知的情况下对 SSS 进行非相干检测^[3,6~8]。文献[3]提出了基于差分和部分相关的非相干方法进行 SSS 检测。文献[6,7]利用差分相关消除信道

影响同时联合两个连续 SSS 序列进行检测, 提高检测性能。文献[7]利用 1 bit 量化方式降低复杂度, 同时给出了相应的实现结构。文献[8]是对文献[6]的改进, 其通过 SSS 序列的偶序列相关检测小区组号, 利用奇序列进行验证, 该算法在保证性能的同时降低了文献[6]的计算复杂度。

本文为提高 SSS 检测性能提出一种新的 SSS 检测算法。该算法通过信道修正, 实数提取, 联合两个连续的 SSS 接收序列等操作来获得检测性能的提升。

1 LTE 系统中的小区搜索

1.1 帧结构及同步信号位置

图 1 给出了 FDD 模式下的帧结构。LTE 下行链路中的无线帧长度为 10 ms, 一个无线帧分成 10 个长度为 1 ms 的子帧, 每个子帧包含两个连续长度为 0.5 ms 的时隙, 每个时隙由七个 (常规 CP) 或者六个 (扩展 CP) OFDM 符号组成^[2]。LTE 有 FDD 和 TDD 两种帧结构模式, PSS 和 SSS 在其两种结构的放置位置也不一样。

在 FDD 模式中, 每个无线帧的 0 时隙和 10 时隙分别发送一次 PSS 和 SSS, 其中 PSS 位于 0 时隙和 10 时隙的最后一个 OFDM 符号, SSS 位于 0 时隙和 10 时隙的倒数第二个 OFDM 符号上。在 TDD 模式中, PSS 位于时隙 1 和时隙 11 的第三个

收稿日期: 2012-10-15; 修回日期: 2012-11-30 基金项目: 国家科技重大专项基金资助项目 (2011ZX03003-003-02)

作者简介: 漆飞 (1987-), 男, 四川眉山人, 硕士研究生, 主要研究方向为无线与移动通信技术 (qifei1987_0103@163.com); 周游 (1986-), 男, 安徽合肥人, 博士研究生, 主要研究方向为无线与移动通信技术; 胡捍英 (1961-), 男, 河南南阳人, 教授, 博导, 主要研究方向为无线与移动通信技术。

OFDM 符号上,SSS 位于时隙0 和时隙10 的最后一个 OFDM 符号上。

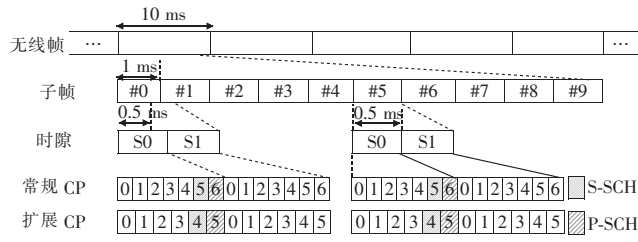


图1 FDD 模式帧结构

1.2 主、辅同步信号生成及映射

PSS 序列 $d_u(n)$ 由长度为 62 的 ZC 序列生成:

$$d_u(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u n(n+1)}{63}} & n=0,1,\dots,30 \\ e^{-j\frac{\pi u(n+1)(n+2)}{63}} & n=31,32,\dots,61 \end{cases} \quad (1)$$

其中:根索引值 $u=25,29,34$ 分别对应三组 PSS,每组 PSS 对应一个扇区 ID $N_{ID}^{(2)}$, $N_{ID}^{(2)}$ 取值 0~2,如表 1 所示。

表1 主同步信号的根索引

$N_{ID}^{(2)}$	root index u
0	25
1	29
2	34

SSS 序列 $d(0), \dots, d(61)$ 由两个长度为 31 的二进制序列交织级联而成。级联后的序列通过主同步信号指定的扰码序列进行加扰,用于辅同步信号的两个长度为 31 的序列在子帧 0 和 5 中是不同的,公式如下:

$$\begin{cases} d(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{subframe0} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{subframe5} \end{cases} \\ d(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_0^{(m_0)}(n) & \text{subframe0} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{subframe5} \end{cases} \end{cases} \quad (2)$$

其中: $s_i^{(m_i)}(n)$ 和 $z_i^{(m_i)}$ 由 M 序列循环移位 m_i 产生,扰码序列 $c_i(n)$ 由扇区 ID $N_{ID}^{(2)}$ 决定,偏移量 m_0 和 m_1 由小区组 ID $N_{ID}^{(1)}$ ($N_{ID}^{(1)}=0,1,\dots,167$) 决定^[2]。 $s_i^{(m_i)}(n)$ 、 $z_i^{(m_i)}$ 、 $c_i(n)$ 表达式为

$$\begin{cases} s_0^{(m_0)} = s((n+m_0) \bmod 31) \\ s_1^{(m_1)} = s((n+m_1) \bmod 31) \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (3)$$

$$\begin{cases} z_0^{(m_0)} = z((n+m_0) \bmod 8) \\ z_1^{(m_1)} = z((n+m_1) \bmod 8) \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (4)$$

$$\begin{cases} c_0(n) = c((n+N_{ID}^{(2)}) \bmod 31) \\ c_1(n) = c((n+N_{ID}^{(2)}+3) \bmod 31) \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (5)$$

图2 显示了频域 PSS 序列和 SSS 序列映射方式。直流附近的 62 个子载波用于映射同步序列,两端各预留 5 个空子载波作为保护间隔。

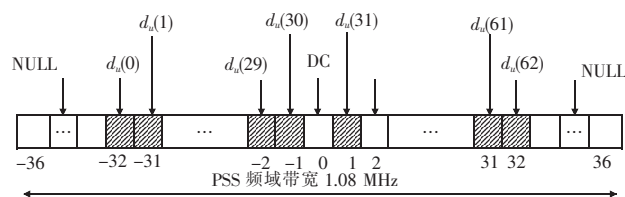


图2 PSS/SSS 序列子载波映射方式

1.3 小区搜索过程

小区搜索具体过程如图3 所示。PSS 检测主要是利用 ZC 序列的相关特性实现符号定时同步并获得扇区 ID $N_{ID}^{(2)}$,同步

完成后继续进行频率补偿。由于一个无线帧的前后两个半帧中发送的 PSS 相同而 SSS 不同,因此通过 PSS 检测只能获得 5 ms 半帧定时同步,要完成无线帧定时必须进行 SSS 检测。为确定 SSS 所在 OFDM 符号位置,需要对 CP 类型进行判决,然后去除 CP,将 SSS 所在的 OFDM 符号通过 FFT 变换到频域,利用其自身的相关性检测小区组 ID $N_{ID}^{(1)}$,最终获得无线帧定时。

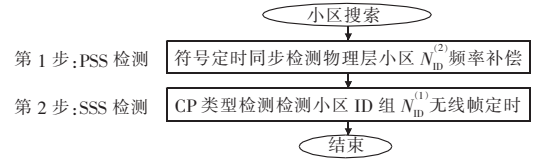


图3 小区搜索流程

本文是对小区搜索中的 SSS 检测算法进行研究,故本文在进行 SSS 检测之前,假设系统已经完成 PSS 检测并且 CP 类型已经知晓。具体的 PSS 检测和 CP 类型确定方法另作研究。

2 SSS 检测算法

2.1 系统模型

根据协议^[2]携带 SSS 和 PSS 的 OFDM 符号相对位置固定,利用 PSS 检测获得的符号时域位置计算出 SSS 所在的符号时域位置。应用 FFT 将接收的时域 SSS 转换到频域,接收的频域 SSS 序列为

$$R_{i,SSS}(k) = d_{i,SSS}(k)H_{i,SSS}(k) + W(k) \quad (0 \leq k \leq 61) \quad (6)$$

其中: i 为时隙标号; $d_{i,SSS}(k)$ 为本地发送的第 i 时隙的频域 SSS 序列; $H_{i,SSS}(k)$ 为 SSS 处的信道频率响应; $W(k)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯白噪声。

利用检测 PSS 序列获得的 $N_{ID}^{(2)}$ 计算出扰码序列 $c_i(n)$,对接频域 SSS 进行解扰:

$$\begin{cases} R'_{i,SSS}(2n) = R_{i,SSS}(2n)c_0 = \\ H_{i,SSS}(2n)s_a(n) + W'(2n) \\ R'_{i,SSS}(2n+1) = R_{i,SSS}(2n+1)c_1 = \\ H_{i,SSS}(2n+1)s_b(n)z_a(n) + W'(2n+1) \end{cases} \quad (0 \leq n \leq 61) \quad (7)$$

其中: a, b 表示未知的循环移位; $W'(2n)$ 和 $W'(2n+1)$ 是均值为 0、方差为 σ^2 的复高斯白噪声。

2.2 本文所提算法思想

由式(7)可知,信道频率响应会对 SSS 检测带来干扰。减小信道响应干扰可以通过 PSS 处的信道估计进行相干检测,也可以通过差分、部分相关等进行非相干检测。其中相干检测方式如下:

$$\tilde{H}_{i,PSS}(k) = \frac{R_{i,PSS}(k)}{d_{PSS}(k)} \quad (0 \leq k \leq 61) \quad (8)$$

其中: $\tilde{H}_{i,PSS}(k)$ 为第 i 个时隙 PSS 处的 LS 信道估计, $R_{i,PSS}(k)$ 为第 i 个时隙接收的 PSS 频域序列, $d_{PSS}(k)$ 为发送的本地频域 PSS 序列。

PSS 和 SSS 在时域上紧邻,可将 PSS 处的信道频率响应等效为 SSS 处的信道频率响应,对接收频域 SSS 进行信道补偿:

$$\tilde{R}_{i,SSS}(k) = R_{i,SSS}(k)\tilde{H}_{i,PSS}^*(k) \quad (0 \leq k \leq 61) \quad (9)$$

($\cdot$)^{*} 表示共轭。

为了提高 SSS 检测性能,本文所提算法不将式(8) PSS 处估计的信道频率响应简单地等效为 SSS 处的信道频率响应,而是利用滑动平均窗修正估计出的信道频率响应,提高估计精度

以便通过式(9)更有效地降低信道干扰。再者根据 SSS 序列的实数特性,将信道补偿后的相关序列进行实数提取操作,降低数据虚部引入的干扰。最后联合两个连续的 SSS 接收序列检测进一步提高检测性能。

2.3 算法具体实现过程

1) 修正 PSS 处信道估计

由于多径以及时域上 PSS 与 SSS 间隔三个 OFDM 符号(TDD 模式)等原因,简单地将 PSS 估计出的信道频率响应等效为 SSS 处信道频率响应会带来较大的估计误差从而影响检测性能。为了提高信道估计精度,本文利用滑动平均窗对估计出的信道频率响应进行修正,修正过程如图 4 所示。

滑动平均窗长度为 $2L+1$,半窗长度内所包含的数据个数为 L 。滑动平均窗的中心位置处作为修正值 $\tilde{H}_{i,SSS}(k)$ 输出,修正值为窗内除去中心位置处频域 $\tilde{H}_{i,PSS}(k)$ 数据的所有数据的均值。每次向右滑动一个频域数据,计算一个修正值 $\tilde{H}_{i,SSS}(k)$,直至最后一个修正值 $\tilde{H}_{i,SSS}(61)$ 输出,完成整个滑动过程。滑动平均窗在整个滑动过程中,会出现两种情况:a)滑动窗内 $\tilde{H}_{i,PSS}(k)$ 数据长度小于窗长如图 4(a)(c)所示;b)滑动窗内数据长度等于窗长如图 4(b)所示。

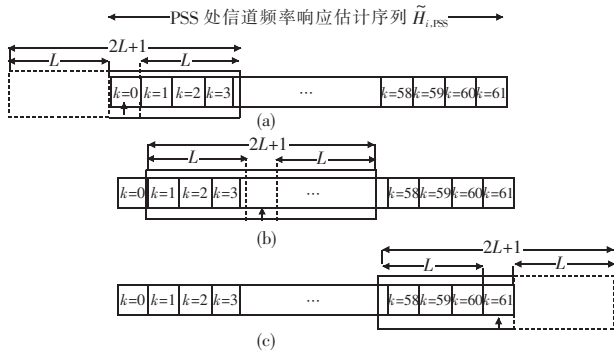


图 4 滑动平均窗修正过程

对于情况 a)窗口包含的频域数据向量为

$$\tilde{H}_{i,PSS} = \begin{cases} [\tilde{H}_{i,PSS}(0), \dots, \tilde{H}_{i,PSS}(k-1), \\ \tilde{H}_{i,PSS}(k+1), \dots, \tilde{H}_{i,PSS}(k+L)] & 0 \leq k < L \\ [\tilde{H}_{i,PSS}(k-L), \dots, \tilde{H}_{i,PSS}(k-1), \\ \tilde{H}_{i,PSS}(k+1), \dots, \tilde{H}_{i,PSS}(61)] & 62-L < k \leq 61 \end{cases} \quad (10)$$

修正值为

$$\tilde{H}_{i,SSS}(k) = E(\tilde{H}_{i,PSS}) = \begin{cases} \frac{\sum_{k'=0, k' \neq k}^{k+L} \tilde{H}_{i,PSS}(k')}{L+k} & 0 \leq k < L \\ \frac{\sum_{k'=k-L, k' \neq k}^{61} \tilde{H}_{i,PSS}(k')}{61-k-L} & 62-L < k \leq 61 \end{cases} \quad (11)$$

对于情况 b)窗口包含的频域数据向量为

$$\tilde{H}_{i,PSS} = [\tilde{H}_{i,PSS}(k-L), \dots, \tilde{H}_{i,PSS}(k-1), \\ \tilde{H}_{i,PSS}(k+1), \dots, \tilde{H}_{i,PSS}(k+L)] \quad L \leq k \leq 61-L \quad (12)$$

修正值为

$$\tilde{H}_{i,SSS}(k) = E(\tilde{H}_{i,PSS}) = \frac{\sum_{k'=k-L, k' \neq k}^{k+L} \tilde{H}_{i,PSS}(k')}{2L} \quad L \leq k \leq 61-L \quad (13)$$

$E(\cdot)$ 为求均值。

2) 信道补偿并实数化数据

用修正后的信道响应 $\tilde{H}_{i,SSS}(k)$ 对接收的频域 SSS 序列进行信道补偿:

$$\tilde{R}_{i,SSS}(k) = R_{i,SSS}(k) \tilde{H}_{i,SSS}^*(k) \quad 0 \leq k \leq 61 \quad (14)$$

根据式(7)(9)经过信道补偿序列可表示为

$$\begin{cases} \tilde{R}'_{i,SSS}(2n) = R'_{i,SSS}(2n) \tilde{H}_{i,SSS}^*(2n) \\ \tilde{R}'_{i,SSS}(2n+1) = R'_{i,SSS}(2n+1) \tilde{H}_{i,SSS}^*(2n+1) \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (15)$$

由式(2)频域 SSS 序列的生成方式可知,SSS 序列数据只存在实部。假设信道估计足够精确且不考虑噪声的理想情况下式(15)数据也应只有实部,但是实际当中式(15)存在于虚部数据,这样会对 SSS 检测带来干扰。因此,对式(15)提取实部,消除虚部数据干扰:

$$\begin{cases} \tilde{R}''_{i,SSS}(2n) = \text{Re}\{\tilde{R}'_{i,SSS}(2n)\} \\ \tilde{R}''_{i,SSS}(2n+1) = \text{Re}\{\tilde{R}'_{i,SSS}(2n+1)\} \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (16)$$

$\text{Re}\{\cdot\}$ 表示求实部分。

3) 联合两个连续的 SSS 接收序列

为了提高检测性能,算法联合两个连续的 SSS 接收序列,充分利用其交织信息进行检测。设两个连续的 SSS 标号用 $i=0,1$ 表示,由式(16)可知:

$$\begin{cases} \tilde{R}''_{0,SSS}(2n) = \text{Re}\{H_{0,SSS}(2n) \tilde{H}_{0,SSS}^*(2n)\} s_a(n) + \\ \text{Re}\{W'(2n) \tilde{H}_{0,SSS}^*(2n)\} \\ \tilde{R}''_{0,SSS}(2n+1) = \text{Re}\{H_{1,SSS}(2n+1) \tilde{H}_{1,SSS}^*(2n+1) + \\ 1\} s_b(n) z_a(n) + \text{Re}\{W'(2n+1) \tilde{H}_{0,SSS}^*(2n+1)\} \\ \tilde{R}''_{1,SSS}(2n) = \text{Re}\{H_{1,SSS}(2n) \tilde{H}_{1,SSS}^*(2n)\} s_b(n) + \\ \text{Re}\{W'(2n) \tilde{H}_{1,SSS}^*(2n)\} \\ \tilde{R}''_{1,SSS}(2n+1) = \text{Re}\{H_{1,SSS}(2n+1) \tilde{H}_{1,SSS}^*(2n+1) + \\ 1\} s_a(n) z_b(n) + \text{Re}\{W'(2n+1) \tilde{H}_{1,SSS}^*(2n+1)\} \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (17)$$

将式(17)简写为

$$\begin{cases} \tilde{R}''_{0,SSS}(2n) = A_n s_a(n) + W_{0,2n} \\ \tilde{R}''_{0,SSS}(2n+1) = B_n s_b(n) z_a(n) + W_{0,2n+1} \\ \tilde{R}''_{1,SSS}(2n) = C_n s_b(n) + W_{1,2n} \\ \tilde{R}''_{1,SSS}(2n+1) = D_n s_a(n) z_b(n) + W_{1,2n+1} \end{cases} \quad 0 \leq n \leq 30 \quad (18)$$

公式中, A_n, B_n, C_n, D_n 为实数, $W_{i,k}$ 为噪声项。

利用式(18)两个连续 SSS 的奇偶序列进行解扰:

$$\begin{aligned} z_a'(n) &= \tilde{R}''_{0,SSS}(2n+1) \tilde{R}''_{1,SSS}(2n) = \\ &B_n C_n z_a + W_{0,2n+1} W_{1,2n} \quad (0 \leq n \leq 30) \end{aligned} \quad (19)$$

利用序列的自相关特性对循环移位 a 进行检测:

$$\tilde{a} = \arg \max_a \left\{ \sum_{n=0}^{30} z_a'(n) z_a + \tilde{R}''_{1,SSS}(2n) s_a \right\} \quad (20)$$

检测到 a 的估计值 $\tilde{a}$ 后,可以获得本地的扰码序列 $z_a(n)$ 的估计序列 $z_a(n)$,利用 $z_a(n)$ 对第一个时隙的奇子载波进行再一次解扰:

$$s_b'(n) = \tilde{R}''_{0,SSS}(2n+1) z_a(n) = B_n s_b + W_{0,2n+1} z_a(n) \quad (21)$$

利用序列自相关特性对循环移位 b 进行检测:

$$\tilde{b} = \arg \max_b \left\{ \sum_{n=0}^{30} s_b'(n) s_b + \tilde{R}''_{1,SSS}(2n) s_b \right\} \quad (22)$$

根据协议^[2]循环移位, m_0, m_1 的有如下对应关系:

$$\begin{cases} m_1 \in [0, 1, \dots, m_0 + 7], \text{ 当 } m_0 \in [0, \dots, 2], \text{ 且 } m_1 \neq m_0 \\ m_1 \in [0, 1, \dots, m_0 + 6], \text{ 当 } m_0 \in [3, \dots, 7], \text{ 且 } m_1 \neq m_0 \\ m_1 \in [m_0 - 7, \dots, m_0 + 6], \text{ 当 } m_0 \in [8, 9], \text{ 且 } m_1 \neq m_0 \\ m_1 \in [m_0 - 6, \dots, m_0 + 6], \text{ 当 } m_0 \in [10, \dots, 24], \text{ 且 } m_1 \neq m_0 \\ m_1 \in [m_0 - 6, \dots, 30], \text{ 当 } m_0 \in [25, \dots, 30], \text{ 且 } m_1 \neq m_0 \end{cases} \quad (23)$$

式(22)求 b 时需要检测 31 个可能情况,利用 $\tilde{a}$ 和式(23)可以减小搜索范围,降低计算复杂度。

因为 m_0 始终小于 m_1 , 所以:

$$\begin{cases} m_0 = \min(\bar{a}, \bar{b}) \\ m_1 = \max(\bar{a}, \bar{b}) \end{cases} \quad (24)$$

最终小区组号 $N_{ID}^{(1)}$ 可以通过 (m_0, m_1) 获得。

3 仿真与分析

3.1 仿真验证

为了验证算法性能,设定本文仿真条件:传输带宽 20 MHz,IFFT/FFT 点数为 2 048,采用 QPSK 调制,信道条件为扩展步行 ETU 300 Hz 模型^[9],发送信号采用扩展 CP,模式为 TDD/FDD 模式,工作频率为 2 GHz,采样率为 30.72 MHz。

图 5 给出了所提算法在不同 L 取值下的检测概率曲线。由式(11)(13)(14)可知所提算法性能与信道修正精度有关,而信道修正精度的决定因子为 L 。从仿真结果可以看出,在一定范围内随着 L 的增加,信道估计越精确,算法性能越好;但是当 L 达到一定程度时,算法性能不再提高且有略微下降,这是因为滑动平均窗过长时引入的噪声增多,其带来的干扰抵消了带来的性能提升。从图中还可以看出,当 $SNR < 0$ dB 时,算法性能随着 L 增加有明显提升,当 $SNR > 0$ dB 时性能提升不明显。因此,本文所提算法在低信噪比条件具有较好的检测性能。综合仿真结果本文选择 $L=9$ 。

图 6 给出了所提算法经过实数化操作和未经过实数化操作在 $L=9$ 时的检测概率曲线。从图中可以看出 $SNR < 0$ dB 时,经过实数化操作后的算法性能有明显提升,在 $SNR = -10$ dB 时性能可提高约 20%。由此验证了经信道补偿后序列中的虚部数据会对算法性能造成干扰,通过实数化操作消除了此干扰提升了算法在低信噪比下的检测性能。

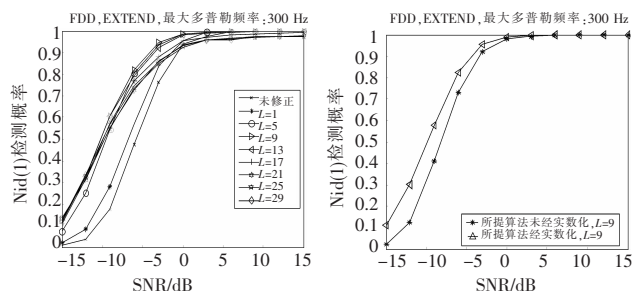


图 5 不同 L 取值下所提算法检测性能曲线

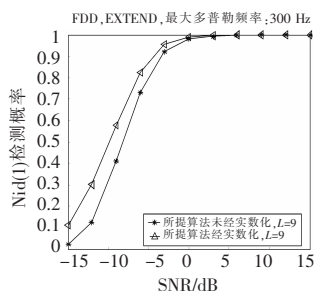


图 6 所提算法在实数化与无实数化下性能对比曲线

图 7 给出了 FDD 模式下所提算法和其他几种 SSS 检测算法性能对比曲线。文献[4]算法通过求接收序列与估计序列最短欧式距离来检测小区组号 $N_{ID}^{(1)}$,此算法受限于信道估计精度,且计算复杂度较高。文献[3]提出分段相关消除信道影响,但是其只利用一个时隙的 SSS 序列信息,检测性能较文献[4]较差。文献[6]算法利用差分方式并联合了两个连续时隙的 SSS 序列进行非相干检测,高信噪比时性能优于文献[3]。但是因通过差分相关消除信道影响,平方项缺失,导致低信噪比条件下算法性能较差。文献[7]同样联合了两个连续时隙的 SSS 序列,通过差分相关消除信道影响,并进行 1 bit 量化减少复杂度,由于量化引入误差,使得性能不如文献[6]。本文所提算法通过修正信道估计、实数提取操作、充分利用两个连续 SSS 接收序列信息等措施进行检测,使得算法检测性能优于文献[3,4,6,7] 算法。

图 8 给出了 TDD 模式下,所提算法和其他几种 SSS 检测算法性能对比曲线。与图 7 对比,所提算法与文献[4]算法性

能略有下降,文献[3,6,7] 算法性能基本保持不变,原因是所提算法和文献[4]利用了 PSS 处信道估计,TDD 模式下 SSS 与 PSS 处的信道响应差异性比 FDD 模式下更大,导致信道估计精度不如 FDD,算法性能有所下降。文献[3,6,7]采用的是非联合检测,运用分段或差分操作不受 PSS 信道估计影响,所以文献[3,6,7]算法性能相对稳定。但是即便如此,本文所提算法性能仍然优于文献[3,4,6,7]算法。

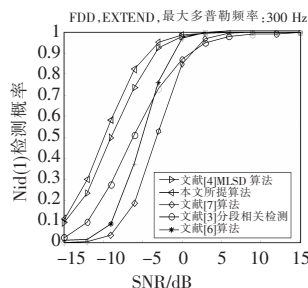


图 7 FDD 模式下 $N_{ID}^{(1)}$ 检测性能对比

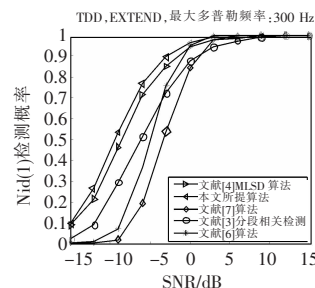


图 8 TDD 模式下 $N_{ID}^{(1)}$ 检测性能对比

3.2 复杂度分析

所提算法在利用式(8)求信道冲击响应时,1 个时隙需要 62 个复数除,利用式(11)(13)修正信道估计时需要 $123L - L^2$ 复数加,若取 $L=9$ 则需要 1 026 次复数加。利用式(14)进行信道补偿时需 62 次复数乘。经过信道补偿后算法接下来的步骤需要 2 852 次实乘,1 395 次实加。文献[4]通过求解最小欧式距离需要遍历 168×2 个序列,大约需要 41 664 次复乘法,124 次复除,41 664 次复加,20 832 次实数加。文献[7]利用差分相关消除信道影响大约需要 90 次复乘。量化后进行相关操作大约需要 2 745 次实加。文献[3]中的分段非相干检测,解扰需要 62 次实乘。分段相关(分成 3 段)需 1 866 复乘,1 680 次复加。文献[6]通过差分相关消除信道需要 120 次复乘。此外需要 16 740 次复乘,14 880 次复数加找到最优小区。

为了便于比较,将复数计算转换为实数计算,其中,一次复加需要 2 次实加,一次复数除需要 2 次实除,一次复乘需要 4 次实乘 2 次实加。具体如表 2 所示。

表 2 复杂度对比

算法类型	实数加	实数乘	实数除	所用时隙个数
本文所提算法	5 747	3 348	248	2
文献[4]算法	187 488	166 656	248	2
文献[7]算法	2 935	360	0	2
文献[3]算法	7 526	5 412	0	1
文献[6]算法	67 440	48 360	0	2

从表 2 可以看出,本文所提算法具有相对较低的复杂度。便于算法的实现。

4 结束语

本文提出了一种新的 SSS 检测算法,该算法可以有效地检测 SSS。所提算法性能受信道修正精度影响,选择 $L=9$ 时算法可以获得较好的信道修正。算法实数化操作使得算法消除了信道补偿后序列的虚部数据干扰,相对于无实数化操作在 $SNR = -10$ dB 时性能可提高约 20%。本文还在 FDD 与 TDD 两种模式下对比了所提算法和现有文献中几种 SSS 检测算法的检测性能,仿真结果表明所提算法在低信噪比下 ($SNR < 0$ dB) 具有更好的检测性能,且复杂度相对较低利于实现。

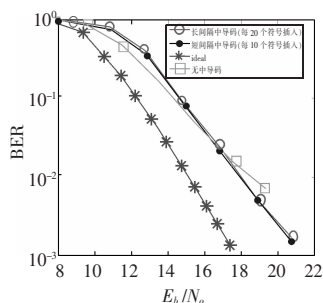
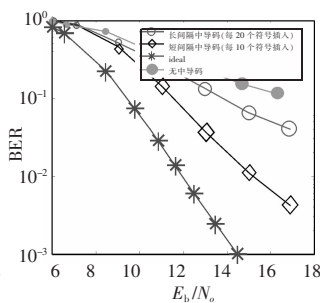
(下转第 1797 页)

在不同的信噪比和速度下进行了仿真。表2列出了仿真中所用到的信道参数。

表2 仿真参数表

参数名称	参数值
信道模型	改进的 COST 207RA 信道模型
移动速度 (km/h)	100, 200
中导码间隔 (符号)	10, 20
调制方式—编码率	16QAM-3/4

为比较系统在不同中导码间隔下的仿真效果,采用两种插入间隔:一种为短间隔,即每10个符号插入一个中导码;另一种为长间隔,即每20个符号插入一个中导码。图7是调制方式为16QAM、编码率为 $R=3/4$ 、移动速率为100 km/h的条件下,BER与 E_b/N_0 之间互补误差函数的曲线关系图。图8是调制方式为16QAM、编码率为 $R=3/4$ 、移动速率为200 km/h的条件下,BER与 E_b/N_0 之间互补误差函数的曲线关系图。

图7 基于中导码的信道估计
(16QAM, $R=3/4$, 100 km/h)图8 基于中导码的信道估计
(16QAM, $R=3/4$, 200 km/h)

从图7可以看出,在同一 E_b/N_0 下,采用短间隔中导码和长间隔中导码时,系统的BER性能不相上下,但是要略优于无中导码插入的基于前导码的信道估计算法。在 $E_b/N_0=19.3$ 时,基于中导码的信道估计算法与基于前导码的信道估计算法相比,系统降低了约0.5%的误差。

从图8可以看出,在同一 E_b/N_0 下,短间隔的中导码插入方式比长间隔的中导码插入方式在对抗高速运动中的性能要优越些,大大优于无中导码插入的基于前导码的信道估计算法。在 $E_b/N_0=16$ 时,基于中导码的信道估计算法与基于前导码的信道估计算法相比,系统降低了约11.4%的误差。

4 结束语

为解决高速移动环境下时变信道的估计问题,本文提出了一种适于高铁列车的信道估计模型和一种基于中导码信道估计方案,利用Kalman滤波、导频载波和中导码插入的方法进行移动环境下的信道估计。把利用中导码得到的估计值 H_M 作

为其前一个状态的估计值,把利用导频的一阶估算值 H_P 作为Kalman滤波器的观测值。为了能跟踪高速移动信道的时变特性,估计方案利用基于导频和中导码的信道估计值来求解Kalman滤波器的参数,从而对估计结果进行修正。这种信道估计算法不但能反映移动信道在频率上的变化,而且能反映信道在时间上的变化。同时,由于在原IEEE 802.11a帧结构中增加了中导码,解决了Kalman滤波信道估计中误差扩散问题,误差只在两个中导码之间进行扩散,而不会在整个帧中累积。

从仿真图中可以总结出,在相同的条件下,高铁列车移动速度越快,短间隔的中导码插入方式所获得的性能越好。短间隔的中导码插入方式比长间隔的中导码插入方式在对抗高速运动中的性能要优越些,大大优于无中导码插入的基于前导码的信道估计算法,系统可以降低约11.4%的误码率。研究表明,基于中导码的信道估计在终端移动速度较高时能显著改善系统的估计性能、提高信道估计的准确度。

参考文献:

- [1] 胡苏,武刚,肖悦,等. OFDM/OQAM系统中联合迭代信道估计和信号检测[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(10): 2332-2337.
- [2] 付卫红,杨小牛,刘乃安,等. 一种适用于复信号的盲源分离新算法[J]. 浙江大学学报:工学版, 2009, 43(4): 716-720.
- [3] LETR C, LEGOUABLE R, SIOHAN P. Channel estimation with scattered pilots in OFDM/OQAM [C]//Proc of the 9th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. 2008: 286-290.
- [4] 程国兵,肖丽霞,肖悦,等. 一种改进的OFDM/OQAM系统信道估计算法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(2): 427-432.
- [5] CHO W, KIM S I, CHOI H K, et al. Performance evaluation of V2V/V2I communications: the effect of midamble insertion [C]//Proc of the 1st International Conference on Wireless Communication, Vehical Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology. 2009: 793-797.
- [6] 邹复民,蒋新华,王桐森,等. IEEE 802.11a移动应用性能仿真研究与优化[J]. 计算机工程与应用, 2008, 44(23): 93-97.
- [7] MANIEZZO D, CEESANA M, BERGAMO P, et al. IEEE 802.11 wireless network under aggressive mobility scenario [C]//Proc of International Telemetry Conference. 2003: 1-10.
- [8] 晁明星,蒋新华,邹复民,等. 基于WLAN快速移动接入仿真研究[J]. 计算机工程与应用, 2009, 45(27): 99-101.
- [9] 刘靖晔,刘立龙,宋元明,等. Aitken插值法插值GPS卫星精密坐标[J]. 地理空间信息, 2011(6): 75-76.
- [10] 赵康健,都思丹. 基于多项式模型和卡尔曼滤波器的正交频分复用自适应信道估计算法[J]. 南京大学学报:自然科学版, 2009, 45(4): 442-446.

(上接第1793页)

参考文献:

- [1] SESIA S, TOUFIK I, BAKER M. LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practice [M]. New York: Wiley, 2009: 13-21.
- [2] 3GPP TS 36.211 v8.5.0, Technical specification group radio access network; evolved universal terrestrial radio access (E-UTRAN) [S]. 2010.
- [3] KIM J I, HAN J S, ROH H J, et al. SSS detection method for initial cell search in 3GPP LTE FDD/TDD dual mode receiver [C]//Proc of IEEE Conference on Communications and Information Technology. 2009: 199-203.
- [4] WANG Feng, ZHU Yu, WANG Zong-xin. A low complexity scheme for S-SCH detection in 3GPP LTE downlink system [C]//Proc of Global Mobile Congress. Washington DC: IEEE Computer Society, 2010: 1-6.

- [5] MANOLAKIS K, ESTEVEZ D M G, JUNG NICKEL V, et al. A closed concept for synchronization and cell search in 3GPP LTE systems [C]//Proc of IEEE Conference on Wireless Communications and Networking. 2009: 1-6.
- [6] TSAI P Y, CHANG H W. A new cell search scheme in 3GPP long term evolution downlink OFDMA systems [C]//Proc of IEEE Conference on Wireless Communications and Signal Processing. 2009: 1-5.
- [7] LIAO C C, TSAI P Y. Low-complexity cell search algorithm for interleaved concatenation ML-sequences in 3GPP-LTE systems [J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2012, 1(4): 280-283.
- [8] 林雁,乐光新,尹长川. LTE小区搜索中循环前缀类型判决和辅同步信号检测算法的改进[J]. 吉林大学学报:工学版, 2012, 42(2): 1671-1697.
- [9] 3GPP TS 36.104 V8.4.0, Base station (BS) radio transmission and reception [S]. 2008.