

TD-LTE 自适应辅同步信号检测算法与仿真实现*

李小文, 罗佳

(重庆邮电大学 重庆市移动通信技术重点实验室, 重庆 400065)

摘要: 介绍了 TD-LTE 自适应辅同步信号的检测算法。该算法采用自适应反馈的方法, 对由主同步序列估计的频域信道冲激响应进行修正, 通过相干检测的方法有效地提高了辅同步序列检测的成功率, 并利用索引号来检测辅同步序列, 极大地减小了计算复杂度。理论分析和仿真结果表明, 该算法在不同的信道环境下均具有良好的性能, 能够满足 TD-LTE 系统辅同步信号检测的性能需求。

关键词: LTE-TDD 系统; 辅同步信号; 自适应反馈; 相干检测

中图分类号: TN915 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-3695(2012)10-3932-03

doi:10.3969/j.issn.1001-3695.2012.10.088

Simulation and realization on adaptive secondary synchronization signal detection in TD-LTE system

LI Xiao-wen, LUO Jia

(Key Laboratory of Mobile Communication Technology of Chongqing, Chongqing University of Posts & Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: This paper introduced the detection method of the adaptive secondary synchronization signal in the LTE-TDD system. Firstly, using adaptive feedback method to correct the frequency-domain channel impulsive response which estimated by the primary synchronization signal. Through the coherent detection, enormously improved the detection success rate for secondary synchronization signal. Moreover, the method of using indices to detect secondary synchronization sequences greatly reduced the computational complexity. Both theory analysis and simulation results show that proposed algorithm has good performance in different channel conditions, and can satisfy the performance demand by the detection of secondary synchronization signal in TD-LTE system.

Key words: LTE-TDD system; SSS signal; adaptive feedback; coherent detection

LTE(long term evolution, 长期演进)是继第三代移动通信之后国际上主流的新一代移动通信标准^[1], TD-LTE 是时分双工(time division duplex, TDD)模式的 LTE 系统, 正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)和多输入多输出(multiple input multiple output, MIMO)为其关键技术^[1,2]。

当用户终端(user equipment, UE)要驻留到 LTE 小区时, 必须首先进行小区搜索。在 TD-LTE 系统中, 专门定义了下行同步信号 PSS(primary synchronization signal, 主同步信号)和 SSS(secondary synchronization signal, 辅同步信号)。PSS 有三种分别代表三个扇区 ID, SSS 有 168 种代表小区组内 ID^[3]。3GPP TS 36.211 V9.0.0 物理信道和调制(physical channel and modulation)规定了 SSS 序列的生成方式^[3], 每个小区组标志号由两个辅同步索引号 m_0 、 m_1 确定, 索引号 m_0 和 m_1 分别确定的序列经过交织形成完整的 SSS 频域信号。因为 PSS 和 SSS 具有良好的相关性, 可以用来进行时频同步^[4], 所以 LTE 的小区搜索过程就是对 PSS 和 SSS 信号的检测过程。

1 算法对比

文献[5]提出的 SSS 检测算法是直接接收接收端接收到的基带信号与本地生成的 336 个 SSS 序列进行相关分析, 通过寻

找最大相关值来确定 SSS 索引号, 从而获得小区组内号 $N_{id}^{(1)}$ 。这种算法的乘法运算量为 $62 \times 62 \times 336$, 可见会引起比较高的计算复杂度。因为该算法没有考虑辅同步序列的两个索引号在子帧 0 和子帧 5 的关系, 以及 SSS 序列的结构, 造成了运算量较大的问题。

基于上述算法, 文献[6]提出了一种改进算法。它主要采用一种基于快速 m 序列变换的辅同步信号检测方法, 通过采取门限值检测和针对多帧的平均处理方法来提高检测性能, 相对于第一种算法的盲检测过程在一定程度上减小了运算量, 但是该算法在检测的过程中需要构造哈达马矩阵和多帧运算, 增大了算法设计复杂度和运算复杂度。

除了以上算法中出现的计算量大这一问题外, 还要考虑到在实际信道环境中, 由于接收端估计的时间同步位置不够准确、存在残留频偏或当前信噪比较低等因素会使得 PSS 估计的频域信道冲击响应不够理想, 从而造成采用相干检测的方法时, SSS 索引号 m_0 、 m_1 的检测出错, 导致小区组标志号错误, 小区搜索失败。

所以, 为了提高 SSS 索引号检测的成功率, 并使计算复杂度降低, 本文提出了一种用于 TD-LTE 自适应辅同步信号检测的方法。SSS 由一对辅同步索引号 m_0 、 m_1 唯一确定, 所以辅同

收稿日期: 2012-01-17; 修回日期: 2012-03-26 基金项目: 国家科技重大专项资助项目(2009ZX3002-009)

作者简介: 李小文(1955-), 男, 重庆人, 研究员, 教授, 硕士, 主要研究方向为 TD-SCDMA 移动通信系统及 TD-LTE 系统开发; 罗佳(1987-), 女, 新疆乌苏人, 硕士研究生, 主要研究方向为 LTE 移动通信技术(87569306@qq.com)。

步信号检测的核心为从接收序列中提取 m_0 、 m_1 参数。

2 TD-LTE 自适应 SSS 检测方法

该算法采用自适应反馈的方法,对由主同步序列估计的频域信道冲激响应进行修正,通过相干检测的方法有效地提高了辅同步序列检测的成功率,并通过利用索引号来检测辅同步序列,极大地减小了计算复杂度。

该检测方法的实现流程如图 1 所示。

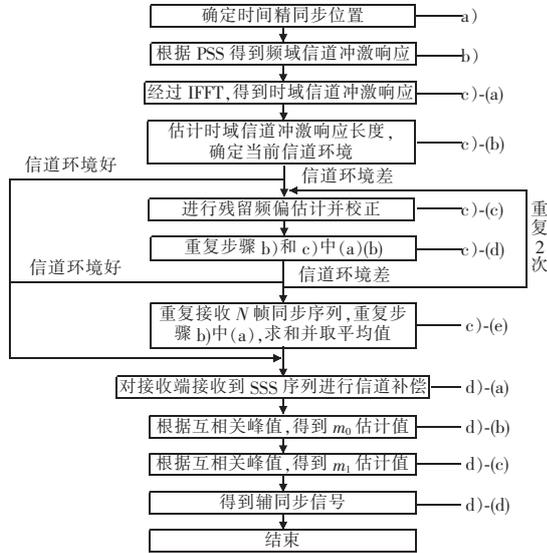


图 1 算法流程

具体的实现步骤如下:

a) 将接收端接收到的基带信号 y_t 与本地生成的时域 PSS 信号 S_{NiD2} 进行互相关:

$$\text{col}(d) = \left| \sum_{i=d}^{d+M-1} y_t(d+i) S_{\text{NiD2}}^*(i) \right| \quad M = 2048$$

根据互相关产生的峰值得到定时精同步位置:

$$MT(d) = \arg \max_d (\text{col}(d))$$

b) 确定定时精同步位置, 将接收端基带信号通过数字低通滤波器对接收到的基带信号进行滤波, 根据 PSS 确定频域信道冲激响应 $\hat{H}_{\text{PSS}}(k)$ [7]。具体步骤如下:

将接收端基带信号通过截止频率为 0.96 MHz 的数字低通滤波器, 保留主同步信号所在的子载波 (即直流分量附近 62 个子载波上的数据), 滤除其他子载波上的数据, 调用

$$\hat{H}_{\text{PSS}}(k) = R_{\text{PSS}}(k) / T_{\text{PSS}}(k) \quad k = 0, 1, \dots, 61$$

计算由 PSS 得到的频域信道冲激响应。其中: k 为频域信号, $R_{\text{PSS}}(k)$ 为接收端频域 PSS 信号, $T_{\text{PSS}}(k)$ 为本地生成的频域 PSS 信号。

在 MATLAB 中的实现方法为: $H_channel = \text{Rx_signal_cutCP_FFT3} ./ d2$ 。其中: $\text{Rx_signal_cutCP_FFT3}$ 表示接收端完成 FFT 后在中心频点附近提取出的主同步信号 PSS, $d2$ 表示本地生成的 PSS 频域信号。两者通过运算得到频域信道估计值 $H_channel$ 。

c) 根据时域信道冲激响应长度, 估计当前信道环境, 采用自适应反馈的方法, 对频域信道冲激响应进行修正。具体为:

(a) 对频域信道冲激响应 $\hat{H}_{\text{PSS}}(k)$ 进行 N 点 IFFT, 由 $\hat{h}_{\text{PSS}}(t) = \text{IFFT}_N \{ \hat{H}_{\text{PSS}}(k) \}$ 得到时域信道冲激响应, 根据时域信道

冲激响应估计峰值点位置 $L_{\text{peak}} = \arg \max_{t \in [1, L]} |\hat{h}_{\text{PSS}}(t)|^2$, 根据 $Th = \alpha_{Th} \max |\hat{h}_{\text{PSS}}(t)|^2$ 确定阈值 Th 。其中: t 为时域序号, α_{Th} 为阈值系数 (一般 $\alpha_{Th} = 0.1$), $L = 144$ 为 CP 的长度。

(b) 对于 $|\hat{h}_{\text{PSS}}(t)|^2 (t \in [1, L])$, 从 $n = 1$ 开始按照递增的顺序, 检测得到第 1 个大于阈值 Th 的瞬时功率, 记其位置为 L_{start} , 从 $n = L$ 开始按照 n 的递减顺序, 检测得到第 1 个大于阈值 Th 的瞬时功率, 记其位置为 L_{end} , 调用 $\text{channel}L = L_{\text{end}} - L_{\text{start}}$ 计算时域信道冲激响应长度 $\text{channel}L$ 。比较 $\text{channel}L$ 与 CP 长度 $L (L = 144)$ 的大小, 根据时域信道冲激响应长度判断信道环境, 通过计算机仿真, 可定义如下关系:

当 $\text{channel}L \leq 80$ 时, 信道最大多径时延小, 信道环境好;

当 $\text{channel}L \geq 81$ 时, 信道最大多径时延大, 信道环境差。

(c) 当信道环境好时, 转至步骤 d), 直接采用相干检测的方法, 检测出辅同步信号。当信道环境差时, 采用最大似然法估计 [8,9] 接收端基带信号中残留的频偏, 并对接收端基带信号进行频偏校正 [10]。可调用: $\Delta \hat{f} = \arg \max_{\Delta f} \left| \sum_{t=1}^N y_t e^{-j2\pi \Delta f t} \right|^2$ 估计接收端基带信号中残留的频偏 Δf , 并对接收端基带信号进行频偏校正。其中: y_t 为接收端基带信号, t 为时域序号, $T = T_s = 1 / (15\,000 \times 2\,048) \text{ s}$ 采样时间间隔, $\Delta \hat{f}$ 为 Δf 的最大似然估计值。

(d) 重复步骤 b) 和步骤 c) 中的 (a) (b), 反馈次数 counter 加 1。根据步骤 (b) 估计当前信道环境, 决定是采用相干检测, 检测出辅同步信号, 还是根据步骤 (c), 对接收端基带信号进行残留频偏估计并校正。

(e) 判断反馈次数 counter 是否达到最大次数 (一般最大次数为 2)。如果信道环境仍然差, 则认为当前噪声功率太大, 严重干扰了主同步信号。解决的办法为: 将接收端原来只接收 1 帧的同步序列, 现在重复地接收 N 帧同步序列 (一般 N 可取 3 ~ 5), 针对每帧的同步序列经过数字低通滤波器, 将这 $2N$ (1 帧里有 2 个同步序列) 个同步序列叠加求和, 然后再取平均值, 根据 PSS 得到频域信道冲激响应 $\hat{H}_{\text{PSS}}(k)$ 。

d) 根据步骤 c) 得到频域信道估计值, 采用相干检测的方法, 检测出辅同步信号。具体可采用如下步骤:

(a) 根据 $\hat{R}_{\text{SSS}}(k) = R_{\text{SSS}}(k) \hat{H}_{\text{PSS}}(k)$ 得到在频域里接收端经过信道补偿后的 SSS 序列。其中: $R_{\text{SSS}}(k)$ 为接收端接收到的 SSS 序列, $\hat{R}_{\text{SSS}}(k)$ 为经过信道补偿后的 SSS 序列。

(b) 采用 $a_{m_0}(k) = \hat{R}_{\text{SSS}}(2k) c_0(k)$ 对接收端经过信道补偿后的 SSS 序列 $\hat{R}_{\text{SSS}}(k)$ 进行解扰。采用 $\hat{m}_0 = \arg \max_i \sum_{k=0}^{30} |a_{m_0}^{(i)}(k)|^2$ 将经解扰后的序列 $a_{m_0}(k)$ 与本地生成的 SSS 序列的不同循环移位进行互相关, 根据峰值点得到辅同步索引号 m_0 的估计值 \hat{m}_0 。其中: k 为频域信号, $c_0(k)$ 为本地生成加扰序列, $s^{(i)}(k)$ 为本地生成的 SSS 序列的不同循环移位, i 的取值范围为 $[0, \dots, 30]$, \hat{m}_0 为 m_0 的估计值。

(c) 采用 $a_{m_1}(k) = \hat{R}_{\text{SSS}}(2k+1) c_1(k) z_1^{(\hat{m}_0)}(k)$ 对接收端经过信道补偿后的 SSS 序列 $\hat{R}_{\text{SSS}}(k)$ 进行二次解扰。采用 $\hat{m}_1 = \arg \max_i \sum_{k=0}^{30} |a_{m_1}^{(i)}(k)|^2$ 将经解扰后的序列 $a_{m_1}(k)$ 与本地生成的 SSS 序列的不同循环移位进行互相关, 根据峰值点得到辅同步索引号 m_1 的估计值 \hat{m}_1 。其中: k 为频域信号; $c_1(k)$ 、

$s_1^{(\hat{m}_0)}(k)$ 分别为本地生成加扰序列; $s^{(i)}(k)$ 为本地生成的 SSS 序列的不同循环移位。根据协议 3GPP TS 36. 211 可知^[3], 此时 i 的取值范围为

$$\{\hat{m}_0 + 1, \hat{m}_0 + 2, \hat{m}_0 + 3, \hat{m}_0 + 4, \hat{m}_0 + 5, \hat{m}_0 + 6, \hat{m}_0 + 7, \hat{m}_0 - 1, \hat{m}_0 - 2, \hat{m}_0 - 3, \hat{m}_0 - 4, \hat{m}_0 - 5, \hat{m}_0 - 6, \hat{m}_0 - 7\}$$

\hat{m}_1 为 m_1 的估计值。

根据辅同步索引号 (m_0, m_1) 的关系可知^[3], 当步骤 (b) 得到的辅同步索引号估计值 \hat{m}_0 大于步骤 (c) 得到的辅同步索引号估计值 \hat{m}_1 时, 则判定当前子帧为第 5 子帧, 根据辅同步索引号估计值 (\hat{m}_0, \hat{m}_1) 得到第 5 子帧的辅同步信号, 反之则是第 0 子帧;

(d) 根据辅同步序列索引号估计值 \hat{m}_0 和 \hat{m}_1 得到辅同步信号, 并根据 3GPP TS 36. 211 V9. 0. 0 物理信道和调制中表 6. 11. 2. 1-1 查找得到对应的小区组标志号 $N_{ID}^{(1)}$ ^[3]。

3 性能仿真

本文在上述实现步骤的基础上, 使用 MATLAB 仿真工具, 对上述自适应反馈的辅同步信号检测方法进行仿真分析。仿真中用到的主要参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

参数	数值
$N_{ID}^{(1)}$	140
$N_{ID}^{(2)}$	1
IFFT/FF 点数	2 048
循环前 N_{cp}	160/144
用户占用的资源块 RB	10
信道类型	多径信道 (EPA), 5 Hz 步行
降采样	50 个采样点
归一化的小数倍频 ε	0.2
阈值系数 α_{Th}	0.1
仿真次数	5 000

图 2 为时域信道冲击响应的长度随信噪比 SNR 变化的情况, 为了只观察该变量下的影响, 在仿真中归一化频偏取为 0。仿真结果表明, 随着信噪比 SNR 的增大, 时域信道冲击响应的长度呈现递减的趋势。当 SNR = -10 时, 信道冲击响应的长度小于 80, 即低于该模块设定的门限值, 此时信道环境开始进入比较理想的状态。因此, 采用该算法可以反映信道状态, 从而进行自适应调整。

图 3 为两种算法情况下的 m_0, m_1 估计准确率的性能比较。在仿真中, 常规算法为未校正残留频偏, 本文算法添加了残留频偏校正模块。仿真结果表明, 随着信噪比 SNR 的增大, 对 m_0, m_1 估计的正确率逐渐增大; 在 SNR 为 -10 ~ 0 时, 经过残留频偏校正后的 m_0, m_1 估计正确率内要明显大于未经过频偏校正时的估计, 性能较常规算法好。所以本算法可以在低 SNR 情况下有效地提高 m_0, m_1 的估计正确率, 从而提高了小区组号 $N_{ID}^{(1)}$ 检测的正确率。

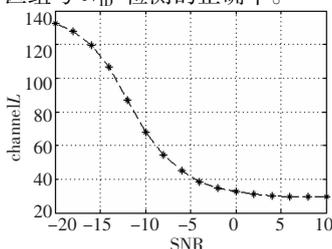


图 2 在不同 SNR 下时域信道长度的变化

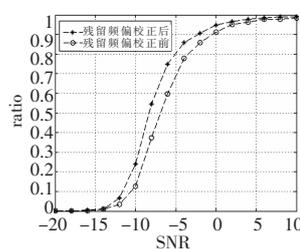


图 3 残留频偏校正前后 m_0, m_1 估计正确率比较

表 2 列出了简化前后 SSS 检测算法计算复杂度对比的情况。可看出, 该算法大大降低了 SSS 检测的运算复杂度, 使性能得到了明显的提高。

表 2 简化前后 SSS 检测算法计算复杂度对比

	优化前算法	优化后算法
复数相乘次数	104 160 次	1 984 次
复数相加次数	104 160 次	1 922 次

通过以上仿真结果和计算复杂度的对比可以看出, 该算法不仅大大降低了 SSS 检测的运算复杂度, 而且 m_0, m_1 的估计正确率也得到了提高, 因此非常适合 TD-LTE 系统的要求, 可以较好地应用于 TD-LTE 系统的实现。

4 结束语

本文提出了一种用于 TD-LTE 系统自适应辅同步信号的检测方法, 其优势在于:

a) 考虑了时间同步的不准确性和接收基带信号中残留的频偏, 采用自适应反馈的方法, 对由 PSS 序列估计的频域信道冲击响应进行修正, 通过相干检测的方法, 提高了 SSS 序列检测的正确率。

b) 减少了接收端接收到的 SSS 序列与本地生成 SSS 序列进行互相关的次数, 利用索引号来检测 SSS 序列, 使计算复杂度大大减小。

通过仿真, 表明本文提出的算法能够满足 LTE-TDD 系统辅同步信号检测的需要, 并且其检测准确性和复杂度都得到了有效改善。该算法已经用于国家科技重大专项项目“TD-LTE 无线终端综合测试仪表”的开发中, 并验证了其有效性。

本文仿真中所采用的无线信道环境较为理想, 在多径多普勒信道环境下的性能还需进一步地研究和完善, 以使本文提出的算法更广泛地应用在实际无线场景中。

参考文献:

- [1] 沈嘉, 索士强, 全海洋, 等. 3GPP 长期演进 (LTE) 技术原理与系统设计 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2008: 280-315.
- [2] 王映民, 孙韶辉. TD-LTE 技术原理与系统设计 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010.
- [3] 3GPP. 3GPP TS 36. 211 V9. 0. 0, Physical channels and modulation (release 9) [S]. 2009.
- [4] POPOVIC B M. Generalized chirp-like polyphase sequences with optimum correlation properties [J]. IEEE Trans on Information Theory, 1992, 38(4): 1406-1409.
- [5] 盛渊, 罗新民. LTE 系统中小区搜索算法研究 [J]. 通信技术, 2009, 42(3): 90-92.
- [6] 刘炳红, 胡蝶. 一种 LTE 下行辅同步信道检测方法: 中国, 201010162494 [P]. 2010-09-01.
- [7] 陈禹, 温向明, 郑伟. 一种基于 LTE TDD 系统上行同步控制算法 [J]. 电子与信息学报, 2010, 32(8): 1938-1942.
- [8] Van de BEEK J J, SANDELL M. ML estimation of time and frequency offset in OFDM systems [J]. IEEE Trans on Signal Processing, 1997, 45(7): 1800-1805.
- [9] LEE J, LOU H, TOUMPAKARIS D. Maximum likelihood estimation of time and frequency offset for OFDM systems [J]. Electronic Letters, 2004, 40(22): 1428-1429.
- [10] 陈发堂, 郑建宏, 申敏, 等. 一种自动频率控制方法: 中国, ZL200310110835. 4 [P]. 2003-10-11.