

# The Anti-Integer-Frequency-Offset Initial Cell Search Algorithm in TDD-LTE Systems

Shiqing Huang

Department of Communication and Information System, Wuhan University of Technology, Wuhan

Email: huangshiqing.sunny@163.com

Received: Jul. 25th, 2011; revised: Aug. 1st, 2011; accepted: Aug. 9th, 2011.

**Abstract:** In LTE systems, the initial cell search process is completed by detecting the primary synchronization signal and the secondary synchronization signal. The searching results include cell ID group, symbol timing, frequency offset estimation, intra group cell ID and frame timing<sup>[1]</sup>. However, if integer frequency offset presents in the received signal, due to time-domain phase rotation, the primary synchronization signal will be difficult to detected using the conventional correlation algorithm. A new joint detection method for integer frequency offset and primary synchronization signal is proposed, which can get the correct symbol timing even if the presence of integer frequency offset. Secondary synchronization signal is processed using the differential non-coherent correlation detection method<sup>[2]</sup>. Simulations show that compared with the traditional matched filtering algorithms, it can effectively combat the channel delay spread and carrier frequency offset and especially suitable for the high-speed scenarios in synchronization of time division duplex LTE systems.

**Keywords:** Long Term Evolution (LTE); Time Division Duplex (TDD); Initial Search; Joint Detection; Non-coherent Differential Correlation Detection

## TDD-LTE 系统中对抗整数倍频偏的小区初始搜索算法

黄诗晴

武汉理工大学通信与信息系统系, 武汉

Email: huangshiqing.sunny@163.com

收稿日期: 2011 年 7 月 25 日; 修回日期: 2011 年 8 月 1 日; 录用日期: 2011 年 8 月 9 日

**摘要:** LTE(Long Term Evolution, 长期演进)系统中的小区初始搜索过程通过分别检测主同步信号(PPrimary Synchronization Signal, PSS)和辅同步信号(Secondary Synchronization Signal, SSS)来完成, 搜索结果包括小区组 ID  $N_{ID}^{(1)}$ 、符号定时、频偏估计、组内小区 ID  $N_{ID}^{(2)}$  以及帧定时<sup>[1]</sup>。然而, 若接收信号中存在整数倍频偏, 则由于时域的相位旋转, 主同步信号将很难用传统的相关算法检测到。提出一种主同步信号与整数倍频偏联合检测的方法, 即使存在整数倍频偏, 也能得到正确的符号定时。辅同步信号采用的是非相干的差分相关检测<sup>[2]</sup>, 仿真表明, 与传统的匹配滤波算法相比, 可以有效的对抗信道时延扩展和载波频偏, 适用于高速场景下时分双工(Time Division Duplex, TDD)LTE 系统的同步。

**关键词:** LTE; TDD; 初始搜索; 联合检测; 非相干差分检测

### 1. 引言

随着 3G 在全球范围内的部署和运营, 各种 3G 演进技术成为技术和标准研究领域的重点内容。LTE 作为最主要的演进技术之一, 已成为移动通信产业界关

注的焦点。时分双工具有频谱配置灵活、上下行信道互易性、频谱利用率高优势, 使 TDD-LTE 系统在帧结构、物理层技术、无线资源配置等方面具有独特的技术特点, 在频谱利用、非对称性支持、智能天线

技术支持等方面有很大优势<sup>[3]</sup>。

在无线蜂窝系统中, UE 要接入到 LTE 小区, 必须先进行小区初始搜索, 以获得定时、载频同步和小区 ID 信息。LTE 中共有 504 个不同的物理层小区标识, 被分为 168 组, 每组 3 个。物理层的小区 ID  $N_{ID}^{cell}$ 、小区组 ID  $N_{ID}^{(1)}$  及组内小区 ID  $N_{ID}^{(2)}$  满足  $N_{ID}^{cell} = 3N_{ID}^{(1)} + N_{ID}^{(2)}$ 。目前 LTE 系统中, 采用两种专门设计的主同步信号和辅同步信号进行广播。3 个主同步信号序列用来表示组内的小区 ID, 168 个辅同步信号序列用来表示小区组 ID。传统的小区搜索过程采用匹配滤波算法<sup>[4]</sup>: 首先, 将接收信号分别与三种可能的本地主同步信号进行时域相关, 根据相关峰的大小及位置确定组内小区 ID 和符号定时; 其次, 分别与 168 种可能的辅同步信号进行频域相关, 获得小区组 ID 和 10 ms 帧定时。传统算法具有两个显而易见的缺点: 当接收信号中存在大于子载波间隔的频偏(整数倍频偏)时, 由于时域的相位旋转主, 同步信号的相关性能会急剧下降; 此外, 在辅同步信号的检测过程中, 通常会将主同步信号上得到的信道估计结果作为参考, 进行相干检测。相干检测的性能容易受信噪比扩展的影响, 尤其是在 TDD 模式的帧结构下, 主辅同步信号间隔了三个符号周期, 信道差别较大, 相干检测的性能也更差。

因此提出一种新的小区初始搜索算法, 如图 1 所示。首先联合检测主同步信号与整数倍频偏, 获得 5ms 帧定时、组内小区 ID, 并利用检测到的主同步信号估计小数倍频偏; 其次采用非相干的差分相关算法, 检测辅同步信号以获得小区组 ID 及 10 ms 帧定时。

本文的结构安排如下: 第 2 节介绍 TDD-LTE 系统中同步信号的帧结构, 主辅同步序列的产生方法, 及 OFDM 系统模型; 第 3 节对提出的新算法进行详细

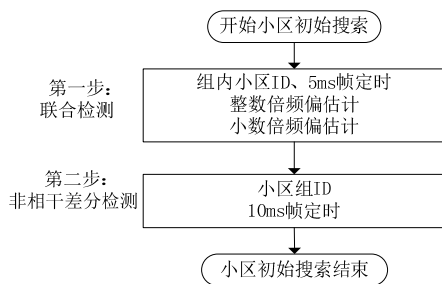


Figure 1. The initial cell search flow chart  
图 1. 小区初始搜索流程图

描述及理论推导; 第 4 节将传统算法与所提算法在不同的信道模型下的仿真结果进行对比和分析; 第 5 节提出结论; 第 6 节致谢。

## 2. 系统模型

### 2.1. 同步信号帧结构

LTE 系统中的同步信号周期性传输, 以保证小区搜索过程周期性进行, 直到服务区质量重新满足或 UE 接入到新的小区为止。TDD 模式下的主辅同步信号时频结构如图 2 所示, 同步信号在每个 10 ms 无线帧中传输两次, PSS 位于每个无线帧第 3 个和第 13 个时隙的第 3 个符号上, 而 SSS 位于每个无线帧第 2 个和第 12 个时隙的最后一个符号上, SSS 总比 PSS 早 3 个符号。若信道相干时间远大于 4 个 OFDM 符号周期, PSS 和 SSS 之间可进行相干检测<sup>[1]</sup>。

在一个无线帧中, 每 5 ms 传输一个主同步信号和辅同步信号, 主同步信号在每个发送它的子帧里是相同的, 而每个无线帧里的前后两个辅同步信号会以指定的方式交替变化, 使 UE 能够识别 10 ms 无线帧边界。

### 2.2. 同步序列产生

主同步信号序列是由长度为 62 的频域 Zadoff-Chu(ZC)序列产生<sup>[5]</sup>,

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

根指数  $u$  为 25, 29, 34, 分别对应组内小区 ID  $N_{ID}^{(2)}$  为 0, 1, 2。

辅同步信号序列由频域上两个长为 31 的伪随机序列交错构成。为随机化邻小区的干扰, 对交错序列进行加扰, 且扰码与主同步信号有关。子帧 0 和子帧 5 上的辅同步信号交替产生如下,

$$d(2k) = \begin{cases} s^{(m_0)}(k)c_0(k) & \text{in subframe 0} \\ s^{(m_1)}(k)c_0(k) & \text{in subframe 5} \end{cases} \quad (2)$$

$$d(2k+1) = \begin{cases} s^{(m_1)}(k)c_1(k)z^{(m_0)}(k) & \text{in subframe 0} \\ s^{(m_0)}(k)c_1(k)z^{(m_1)}(k) & \text{in subframe 5} \end{cases} \quad (3)$$

其中,  $s^{(m)}(k)$  为长度为 31, 循环移位  $m$  的伪随机序列,  $c(k)$  和  $z^{(m)}(k)$  为加扰序列,  $c(k)$  与  $N_{ID}^{(2)}$  有关。  $m_0$  和  $m_1$  由  $N_{ID}^{(1)}$  的值决定。

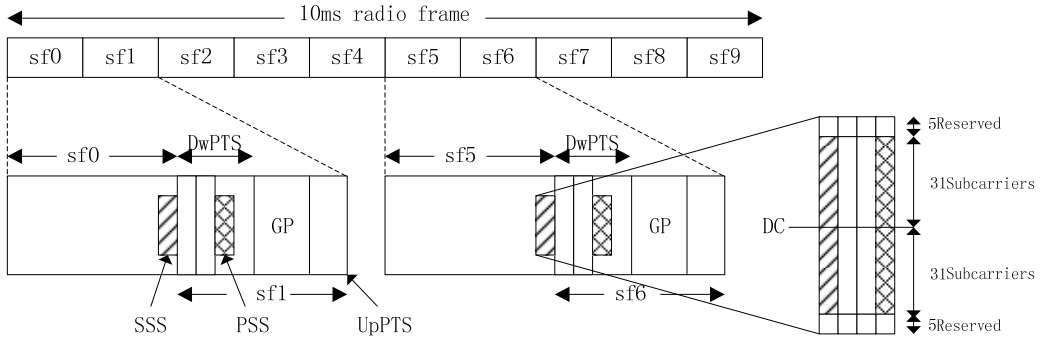


Figure 2. Frame structure(TDD mode)  
图 2. TDD 模式下 PSS/SSS 时频结构图

### 2.3. OFDM 系统模型

定义一个 OFDM 系统模型：时域发送信号  $x(n)$ ，信道冲击响应  $h(n)$ ，加性高斯白噪声  $v(n)$ ，则时域接收信号

$$r(n) = \{x(n) * h(n) + v(n)\} \cdot e^{j2\pi n \varepsilon / N} \quad (4)$$

其中， $n \in [1, N + N_g]$  是一个 OFDM 符号内的时间参数， $N$  代表 FFT 大小， $N_g$  代表 CP 长度， $\varepsilon$  是发送端与接收端之间的归一化频偏(实际频偏/子载波间隔)，频偏由发端和收端的晶振不匹配及多普勒频移产生<sup>[6]</sup>。

## 3. 小区初始搜索

### 3.1. 联合检测

联合检测包括整数倍频偏和主同步信号联合检测及基于主同步信号的小数倍频偏估计。假设带有频偏的接收信号为  $r(n) = y(n)e^{j2\pi n \varepsilon / N}$ ，其中总频偏

$\varepsilon = \varepsilon_I + \varepsilon_f$ ， $\varepsilon_I$  表示整数倍频偏， $\varepsilon_f$  表示小数倍频偏。当  $\varepsilon$  为整数时， $\sum_n e^{j2\pi n \varepsilon / N} = 0$ ，所以，将该接收信号

与本地产生的带整数倍频偏  $v$  的主同步信号进行相关，

$$\begin{aligned} Q(u, v) &= \sum_n r(n) (d_u(n) e^{j2\pi n v / N})^* \\ &= \sum_n y(n) e^{j2\pi n \varepsilon / N} d_u^*(n) e^{-j2\pi n v / N} \\ &= \sum_n y(n) d_u^*(n) e^{j2\pi n \Delta \varepsilon / N} \end{aligned} \quad (5)$$

其中， $\Delta \varepsilon = (\varepsilon_I + \varepsilon_f) - v$ 。若 2G 晶振载波频偏  $\pm 10$  ppm，即归一化频偏约为  $\pm 1.33$ ，则  $v$  的三种可能取值分别是 0、 $\pm 1$ 。而主同步信号参数  $u$  也有 3 种可能取值 25、29 和 34，因此可从 9 种可能结果中得到

估计值，

$$(\hat{N}_{ID}^{(2)}, \hat{\varepsilon}_I) = \arg \left\{ \max_{u, v} |Q(u, v)| \right\} \quad (6)$$

图 3 为 9 个相关峰检测结果。从图中可以看出，当接收端和发送端的主同步信号相匹配时，出现明显的相关峰，且在整数倍频偏也同时匹配时，相关峰值最大。此外，从最大峰值对应的时间点可推算出接收信号中主同步信号的起始时刻。

完成整数倍频偏的估计和补偿后，小数倍频偏仍然存在，它会破坏子载波间的正交性，导致子载波间干扰(ICI)。利用已检测到的主同步信号，可以进行小数倍频偏估计。设  $q(n)$ ， $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$  为本地产生的主同步信号， $p(n)$ ， $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$  为从接收端提取出的主同步信号，则小数倍频偏<sup>[7]</sup>，

$$\varepsilon_f = (1/\pi) \left\{ \left[ \sum_{n=0}^{N/2-1} (q^*[n] p[n]) \right]^* \left[ \sum_{n=N/2}^{N-1} (q^*[n] p[n]) \right] \right\} \quad (7)$$

### 3.2. 非相干差分检测

辅同步信号检测目的是获得小区组 ID 和 10 ms 帧定时。通常，在辅同步信号检测之前，会利用主同步信号处的信道估计信息对辅同步信号进行相干检测，这在 TDD 模式及快衰落信道下会导致性能下降，因此，我们选择非相干检测的方法。同时，为了去除信号中的信道相位信息，可以对信号做差分互相关而不是直接互相关。

根据已得的符号定时提取接收信号中的辅同步信号，并将其 FFT 变换到频域，取中间 62 个子载波即为接收到的频域辅同步信号  $S(k)$ 。根据式(2)(3)，对  $S(k)$  的奇偶两部分信号分别解扰

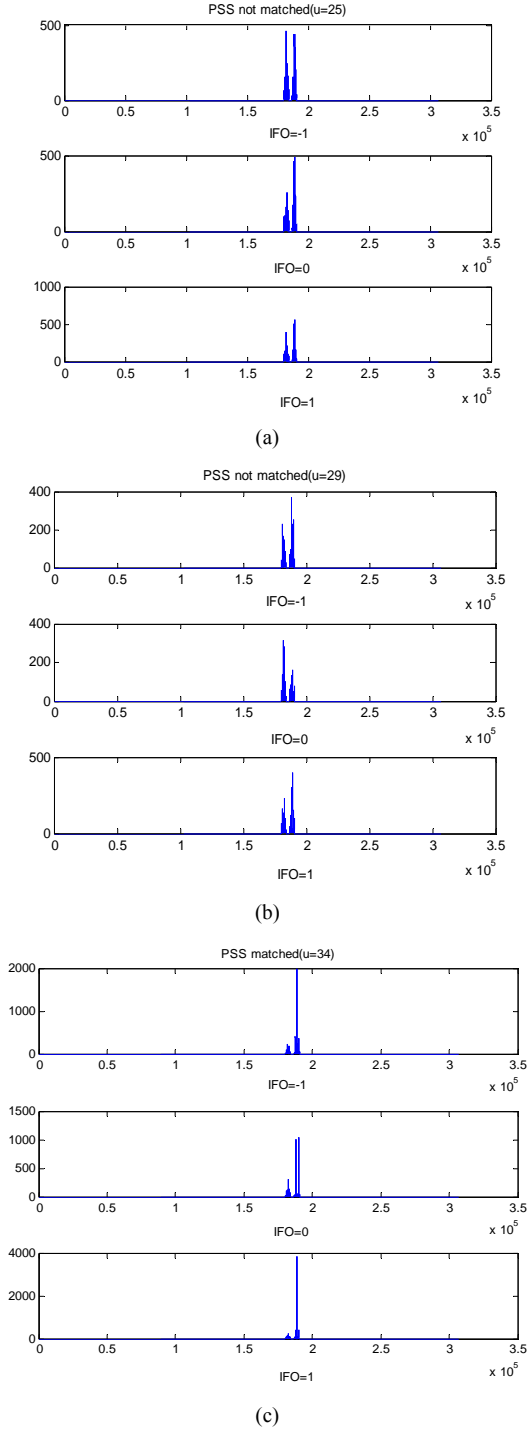


Figure 3. Correlation peak of joint detection  
图 3. 联合检测相关峰

$$R_{m_0}(l) = S(2k)/c_0(k) \quad (8)$$

$$R_{m_1}(l) = S(2k+1)/c_1(k) \quad (9)$$

偶数部分解扰后的信号  $R_{m_0}(l)$  仅包含 PN 序列

$s^{(m)}(k)$ ，而奇数部分的解扰信号  $R_{m_1}(l)$  既包含  $s^{(m)}(k)$  还包含  $z^{(m)}(k)$ ，所以先对  $R_{m_0}(l)$  进行差分相关处理，由于  $m$  值得可能范围是 0 到 30，因此，

$$\beta(i) = \left| \sum_{l=0}^{L-1} \left\{ R_{m_0}([l+1]_L) R_{m_0}^*([l]_L) \right\} \cdot \left\{ s^{(i)}([l+1]_L) s^{(i)*}([l]_L) \right\}^* \right|, \quad (10)$$

$$i = 0, 1, \dots, 30$$

由差分相关的结果，即可得到  $m_0$  的估计值

$$\hat{m}_0 = \max_i \beta(i) \quad (11)$$

再对  $R_{m_1}(l)$  进一步解扰

$$R'_{m_1}(l) = R_{m_1}(l) / z^{(\hat{m}_0)}(k) \quad (12)$$

解扰后  $R'_{m_1}(l)$  中也仅包含序列  $s^{(m)}(k)$ 。类似地，进行差分相关可估计得到  $\hat{m}_1$ 。又子帧 5 的  $m_1$  始终大于子帧 0 的  $m_0$ ，可以容易区分  $m_0$  和  $m_1$ 。与  $m_0$  对应的辅同步信号即为子帧 0 上的辅同步信号，另一个则属于子帧 5。区分出子帧 0 和子帧 5 以后，即可获得 10 ms 帧定时。同时，与  $m_0$  和  $m_1$  相对应的小区组 ID  $N_{ID}^{(l)}$  即可确定。

#### 4. 仿真结果和分析

将该算法与传统的小区初始搜索算法在不同的信道模型下进行仿真及性能对比。参照 3Gpp 协议<sup>[5]</sup>，仿真参数的设定见表 1，

图 4 给出组内小区 ID 的误检率性能曲线，同时给出传统算法的性能曲线以作对比，载波频偏设为 10 ppm。从图中可看出，存在整数倍频偏时，即使在传统算法中引入分段互相关技术能抵抗一部分载波频偏的影响<sup>[8]</sup>，但与联合检测算法相比其性能仍然较差。

图 5 是联合检测算法中整数倍频偏的检测性能，在信噪比大于 1.5 dB 时误检率就能低于 0.01。此外，从图中还可以看出，算法性能还与信道统计特性有关，

Table 1. Simulation Parameters  
表 1. 仿真参数

| 参数类型   | 参数值  |
|--------|--|
| 系统带宽   | 20 MHz   |
| 载频     | 2.6 GHz  |
| 载波频偏   | $\pm 10$ ppm   |
| FFT 大小 | 2048   |
| CP 类型  | 常规   |
| 信道模型   | EPA5(Extended Pedestrian A model 5 Hz)/<br>EVA70(Extended Vehicular A model 70 Hz) |

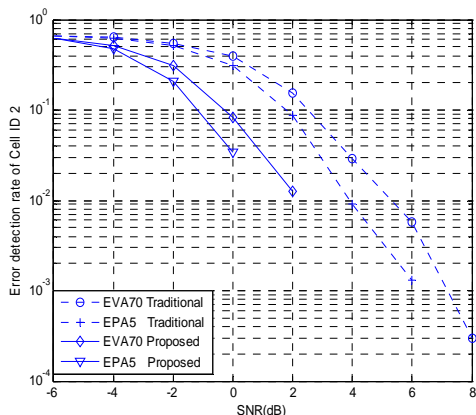


Figure 4. Detection performance of intra group cell ID  
图 4. 组内小区 ID 检测性能

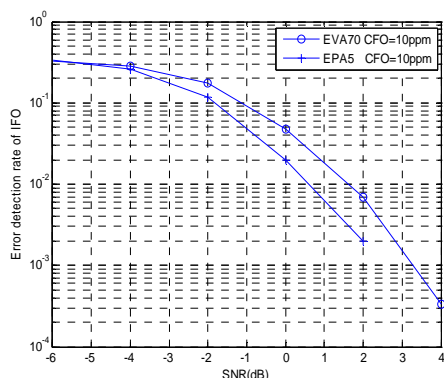


Figure 5. Detection performance of integer frequency offset  
图 5. 整数倍频偏检测性能

信道的扩展时延越小，检测性能越好。

图 6 是辅同步信号的检测性能对比图。可以看出，在两种不同信道模型下，非相干检测的性能都好于相干检测，且信道时延扩展越大，非相干检测的优势越明显。此外，由于采用了差分相关，使得新算法在不同信道下的性能变化较小，对信道变化的影响具有较强的鲁棒性。

## 5. 结论

本文提出了一套完整的小区初始搜索算法并加以数值仿真。针对整数倍频偏影响主同步信号检测的问题，提出整数倍频偏和主同步信号的联合检测算法，仿真表明，该算法能够有效对抗整数倍频偏的影响。辅同步信号部分采用的是非相干差分相关检测，可以提高在时间选择性衰落信道下的鲁棒性，并且不需要

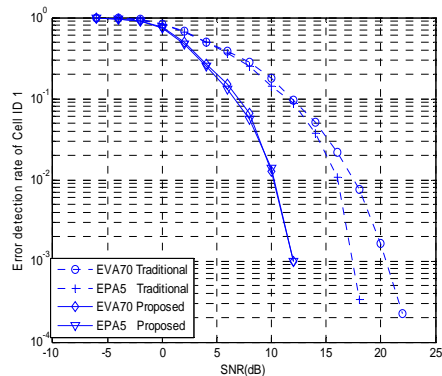


Figure 6. Detection performance of cell ID group  
图 6. 小区组 ID 检测性能

信道估计和相应的数据缓存。同时，仿真结果证明，新算法性能较传统算法有明显的优势。

## 6. 致谢

行文至此，我的这篇论文已接近尾声。能够完成这篇论文，我有幸得到了很多人的帮助和鼓励。育我成才者老师，首先要感谢我的指导老师李平安教授，在李老师的帮助和指引下，论文才得以顺利进展，在此谨向李老师致以诚挚的感谢！

感谢在实习单位给予我帮助的同事们，在我遇到难题的时候，对我的热心帮助。他们渊博的知识和严谨的态度，将是我今后工作和学习的榜样。

## 参考文献 (References)

- [1] S. Sesia, I. Toufik, and M. Baker. LTE—The UMTS long term evolution from theory to practice. Buckinghamshire: John Wiley & Sons Ltd., 2009: 170-186.
- [2] J.-I. Kim, J.-S. Han, and H.-J. Roh. SSS detection method for initial cell search in 3GPP LTE FDD/TDD Dual Mode Receiver. IEEE Conference: Communication and Information Technology ISCIT International Symposium on, 2009, 28: 199-203.
- [3] 王映民. TD-LTE 技术原理与系统设计[M]. 北京: 人民邮电出版社, 2010: 35-68.
- [4] I. Kim, Y. Han, and S. C. Bang. Sequence hopping cell search scheme for OFDM cellular systems. IEEE Transactions on Wireless Communications, 2008, 7(5): 1483-1489.
- [5] 3GPP TS 36.211 v9.1.0. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA). Physical Channels and Modulation, 2010.
- [6] D. Toumpakaris, J. Lee, and H.-L. Lou. Estimation of integer carrier frequency offset in OFDM systems based on the maximum likelihood principle. IEEE Transactions on Broadcasting, 2009, 55(1): 95-108.
- [7] 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.
- [8] 吴华, 曾凡鑫. LTE 系统中互相关主同步理论研究[J]. 计算机工程与应用, 2010, 47(3): 94-96.