

文章编号: 2095-4980(2013)04-0578-06

LTE 系统中一种低复杂度的 PSS 定时同步算法

漆 飞, 周 游, 胡捍英, 赵卫波

(解放军信息工程大学 信息工程学院, 河南 郑州 450002)

摘 要: 研究了长期演进技术(LTE)系统下行链路中的 PSS 定时同步。针对传统 PSS 定时同步算法将接收信号与本地 PSS 信号在时域进行匹配滤波, 计算复杂度较高的问题, 提出了一种分段频域相关算法。该算法将接收时域数据分段做 FFT, 转换到频域进行相关检测。多径信道下仿真结果表明, 选择分段间隔为 512 时, 所提算法与传统算法相比, 在保证同步性能相当的情况下, 可大大降低计算复杂度(约 94%)。

关键词: 长期演进技术(LTE); PSS 定时同步; 匹配滤波; 分段频域相关

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201304.0578

A low-complexity PSS time synchronization algorithm in LTE system

QI Fei, ZHOU You, HU Han-Yin, ZHAO Wei-bo

(Institute of Information Engineering, PLA Information Engineering University, Zhengzhou Henan 450002, China)

Abstract: This paper researches a Primary Synchronization Signal(PSS) timing synchronization algorithm for downlink of Long Term Evolution(LTE) system. The conventional PSS timing algorithm applies the matched filter method to received signals and the local PSS in time domain, therefore its computational complexity is large. A partition frequency domain correlation algorithm is proposed, which performs the detection by through dividing the received signal into several parts and transforming these parts to frequency domain by FFT. Simulation results under multi-path conditions show that, compared with the conventional algorithm, the proposed algorithm can get comparative performance and cut the computational complexity by about 94% with the space between two adjacent parts of 512.

Key words: Long Term Evolution(LTE); PSS time synchronization; matched filter; partition frequency domain correlation

LTE 系统具有峰值速率高, 传输延迟短等特点, 为下一代无线通信的关键技术^[1-2]。LTE 系统核心技术之一是正交频分多路复用(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM), 对定时和频率偏差特别敏感, 同步具有至关重要的作用。LTE 系统中规定了 2 种同步信号: 主同步信号(PSS)和辅同步信号(Secondary Synchronization Signal, SSS)^[3]。PSS 主要用于半无线帧定时, SSS 主要用于无线帧定时。此外, 联合 PSS 和 SSS 也可用于估计频率偏移^[4]。接收端检测到 PSS 和 SSS 后可获得系统小区号 ID^[5]。实际系统为折中同步复杂度和性能, 定时同步和频率同步通常分步进行^[6]。本文主要研究 LTE 下行链路接收端基于 PSS 的定时同步。由于 PSS 定时同步是射频处理之后下行链路物理层过程的第一个处理模块, 接收端在开机后必须在较短的时间内检测当前 LTE 系统频带内是否存在同步信号, 以便建立同步, 从而进行后续数据的处理。因此, 低复杂度和性能可靠的 PSS 定时同步算法是保证接收端快速建立同步的关键。传统的定时同步算法是将接收的时域信号和本地 3 组时域 PSS 进行匹配滤波检测相关峰进行同步, 这样带来了较高的计算复杂度。当前已有不少文献对 LTE 系统中的 PSS 定时同步进行研究。文献[7]讨论了基于 PSS 和 SSS 的频域检测进行同步和小区搜索。文献[8]利用 PSS 中心对称特性, 设计了一种低复杂度的 PSS 快速检测算法。文献[9]提出了 LTE 系统中一种鲁棒的定时和频率同步算法。该算法首先利用符号循环前缀(CP)自相关算法检测 CP 类型, 同时进行 OFDM 符号粗定时同步。之后, 利用获得的符号粗定时点, 进行 PSS 检测, 由此获得精确的符号同步和 5 ms 半帧同步, 降低了运算复杂度。本文从频域分析, 提出一种低复杂度的 PSS 定时同步算法。该算法将接收的时域信号分段做 FFT 转换到频域, 利用 FFT 的循环移

收稿日期: 2012-07-09; 修回日期: 2012-08-22

基金项目: 国家科技重大专项资助项目(2011ZX03003-003-02)

位特性,对FFT窗起始点偏离正确定时点时造成的相位偏移进行补偿,然后将补偿后的频域信号与本地频域PSS做相关,检测相关峰。该算法可以有效降低计算复杂度,实现PSS快速同步。

1 LTE系统中的主同步信号

LTE系统具有TDD和FDD两种模式,不同模式帧结构不同,同步信道位置也不同。LTE下行链路中的无线帧长度为10ms,1个无线帧又分成10个长度为1ms的子帧;每个子帧包含2个连续长度为0.5ms的时隙,每个时隙由7个(常规CP)或者6个(扩展CP)OFDM符号组成。LTE系统中规定了2种同步信道P-SCH和S-SCH,其位于系统传输带宽中心1.08MHz的频带范围内。

1.1 主同步信号生成及映射

PSS序列 $d_u(n)$ 由长度为62的ZC序列^[10]生成:

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

式中:正体j为虚数单位;根索引值 $u = 25, 29, 34$ 分别对应3组PSS,每组PSS对应一个扇区标号ID的 $N_{ID}^{(2)}$, $N_{ID}^{(2)}$ 取值0~2,见表1。

图1显示了频域PSS序列映射方式。直流附近的62个子载波用于映射PSS序列,两端各预留5个空子载波作为保护间隔。

表1 PSS符号的根索引
Table1 Root index of PSS

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

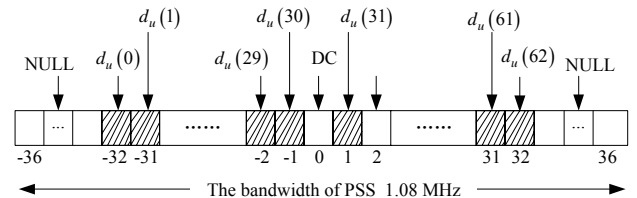


Fig.1 Carrier map method of PSS sequence
图1 PSS序列子载波映射方式

1.2 系统模型

$S(k)$ 为经子载波映射后携带PSS的频域OFDM符号:

$$S(k) = \begin{cases} 0, & k = 0 \\ d_u(k + 30), & 1 \leq k < 32 \\ C, & 32 \leq k < N - 31 \\ d_u(k - N + 31), & N - 31 \leq k < N \end{cases} \quad (2)$$

式中: N 是FFT点数,对于 $k \in [32, N - 31)$, C 的取值与系统带宽有关。LTE系统采用多带宽配置,当系统带宽为1.4MHz时, $N = 128, C = 0$;当系统带宽取其他配置(3MHz,5MHz,10MHz,15MHz,20MHz)时, C 为0或者M-QAM/M-PSK调制星座点数据。携带PSS的时域复基带OFDM发送信号可表示为:

$$s_{\text{pss}}(n) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) e^{j2\pi kn/N}, \quad n = 0, 1, \dots, N - 1 \quad (3)$$

去除CP后,接收的时域复基带OFDM信号可表示为^[11]:

$$r_{\text{pss}}(n) = [s_{\text{pss}}(n) \otimes h(n) + w(n)] e^{j2\pi \varepsilon n/N} \quad (4)$$

式中: $h(n)$ 为信道冲激响应; \otimes 为线性卷积; ε 为相对于子载波间隔的归一化频率偏移; $w(n)$ 为高斯白噪声, $w(n) \sim CN(0, \sigma_n^2)$ 。信道冲激响应模型如下:

$$h(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l \delta(n - l) \quad (5)$$

式中: $h_l (l = 0, 1, \dots, L - 1)$ 为信道为第 l 条径信道系数,服从瑞利分布; L 为最大信道延迟扩展。

2 PSS检测算法分析

2.1 匹配滤波算法

传统的PSS检测算法是将接收信号与本地3组时域PSS信号进行匹配滤波(Matched Filter algorithm, MF)算法,检测相关峰^[12-13]:

$$c_i(n) = \sum_{k=1}^N r(k+n) s_i^*(k) \quad i = 0, 1, 2 \quad (6)$$

式中: $s_i(n)$ 为本地时域 PSS 信号, 则正确同步点位置为:

$$n_{\text{position}} = \arg \max_n \{|c_i(n)|, n = 0, 1, 2, \dots\} \quad (7)$$

2.2 分段频域相关算法

频域上 PSS 序列是由直流附近的 62 子载波传输, 如果将接收的信号转换到频域进行相关检测, 可有效降低复杂度。因此, 本文提出分段频域相关算法(Partition Frequency-domain Correlation algorithm, PFC)。算法思想是将接收的时域信号以一定间隔分段做 FFT 转换到频域, 因 FFT 具有循环移位特性, 当 FFT 窗起始点偏离正确定时同步点时会造成相位偏移, 在分段间隔内搜索偏移值, 确定该相位偏移并补偿, 最后将补偿后的频域信号与本地频域 PSS 序列做相关, 检测相关峰, 实现定时同步。

2.2.1 算法具体实现过程

步骤 1: 接收信号分段做 FFT, 如图 2 所示。

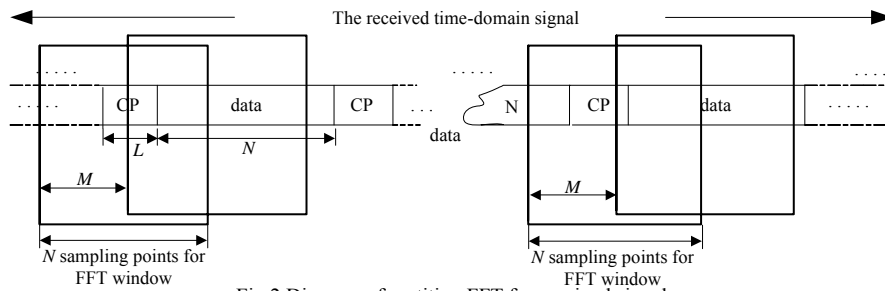


Fig.2 Diagram of partition FFT for received signal

图 2 接收信号分段 FFT 示意图

图 2 中, M 为分段间隔, $N = 2048$ 为 FFT 窗口长度, 单帧接收数据可以分成 P 段。分段结果必然存在第 i 段 FFT 和第 $i+1$ 段 FFT 窗之间的分段间隔 M 内包含正确定时同步点。设第 i 段 FFT 相对于正确定时点的偏差为 m ($0 \leq m \leq M-1$)。 m 存在 2 种情况: a) m 小于 CP 长度; b) m 大于 CP 长度。

设第 I 个 OFDM 符号携带 PSS, 向量表示为:

$$\mathbf{r}_I = [r_{I,N-L}, \dots, r_{I,N-1}, r_{I,0}, r_{I,1}, \dots, r_{I,N-1}] \quad (8)$$

循环前缀为:

$$\mathbf{CP}_I = [r_{I,N-L}, r_{I,N-L+1}, \dots, r_{I,N-1}] \quad (9)$$

定义一个 $1 \times N$ 的傅里叶变换向量 $\mathbf{F} = [1, e^{-j2\pi\frac{k}{N}}, \dots, e^{-j2\pi\frac{nk}{N}}, \dots, e^{-j2\pi\frac{(N-1)k}{N}}]$, 则在正确点做 FFT 变换:

$$R_i(k) = \mathbf{F} \times \mathbf{r}_I^T, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (10)$$

式中: $(\bullet)^T$ 表示矩阵转置; \times 表示向量乘。

对于情况 a), 第 i 段 FFT 窗口只包含携带 PSS 的 OFDM 符号数据:

$$\boldsymbol{\gamma} = [\mathbf{u}_I, \mathbf{v}_I] \quad (11)$$

式中: $\mathbf{u}_I = [r_{I,N-m}, r_{I,N-m+1}, \dots, r_{I,N-1}]$; $\mathbf{v}_I = [r_{I,0}, r_{I,1}, \dots, r_{I,N-m-1}]$ 。

利用 FFT 循环移位特性可得:

$$R_i(k) = \mathbf{F} \times \boldsymbol{\gamma}^T = R_i(k) e^{j2\pi\frac{-mk}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (12)$$

对于情况 b), 第 i 段 FFT 窗内不仅包含携带 PSS 的 OFDM 符号数据, 同时还引入其他符号数据:

$$\tilde{\boldsymbol{\gamma}} = [\tilde{\mathbf{u}}_I, \tilde{\mathbf{v}}_I] \quad (13)$$

式中: $\tilde{\mathbf{u}}_I = [r_{I-1,N-(m-L)}, r_{I-1,N-(m-L)+1}, \dots, r_{I-1,N-1}]$; $\tilde{\mathbf{v}}_I = [r_{I,N-L}, r_{I,N-L+1}, \dots, r_{I,N-1}, r_{I,0}, r_{I,1}, \dots, r_{I,N-m-1}]$ 。

利用 FFT 循环移位特性可得:

$$R_i(k) = \mathbf{F} \times \tilde{\boldsymbol{\gamma}}^T = [R_i(k) + ISI(k)] e^{j2\pi\frac{-mk}{N}}, k = 0, 1, \dots, N-1 \quad (14)$$

$$ISI(k) = \sum_{l=0}^{m-L-1} [r_{I-1,N-(m-L)+L-l} - r_{I,N-m-l}] e^{-j\frac{2\pi lk}{N}} \quad (15)$$

步骤 2: 补偿相位偏移。从步骤 1 可知, 定时偏差 m 使得每个子载波上引入了相位偏移 $e^{j2\pi\frac{-m}{N}}$, 为了消除其

影响,每个子载波乘以 $e^{j2\pi\frac{m}{N}}$,进行相位补偿。为降低计算复杂度,只需对频域 PSS 数据进行相位补偿即可。因 m 未知 ($0 \leq m \leq M-1$),故 m 需遍历 M 内每个取值,具体表达式如下:

$$Y_i(k, \tilde{m}) = R_i(k) e^{j2\pi\frac{k\tilde{m}}{N}}, \tilde{m} \in [0, M-1] \tag{16}$$

频域 PSS 补偿后的数据向量:

$$Y_i(\tilde{m}) = [Y_i(k, \tilde{m})|_{k=\{N-31, N-30, \dots, N-1\}}, Y_i(k, \tilde{m})|_{k=\{1, 2, \dots, 31\}}], \tilde{m} \in [0, M-1] \tag{17}$$

步骤 3: 检测相关峰。

将相位补偿后的频域数据同本地 3 组 PSS 频域数据做相关:

$$c_i(\tilde{m}, u) = Y_i(\tilde{m}) \times d_i^H, \tilde{m} \in [0, M-1], u = 25, 29, 34 \tag{18}$$

式中 $(\bullet)^H$ 为矩阵共轭转置。取 3 组相关集合模值最大点确定第 i 段 FFT 窗定时偏差:

$$\hat{m}_i = \arg \max_{\tilde{m}} \{ |c_i(\tilde{m}, u)|, \tilde{m} = 0, 1, \dots, M-1 \} \tag{19}$$

步骤 4: 确定正确同步点位置。

对所有分段 FFT 窗口进行步骤 2 和步骤 3 操作,找出最大峰值所在的 FFT 窗口索引:

$$j = \arg \max_i \{ |c_i(\hat{m}_i, u)| | i = 1, 2, \dots, P \} \tag{20}$$

则同步点位置为:

$$n_{\text{position}} = (j-1)M + \hat{m}_j + 1 \tag{21}$$

找到最大峰值后可获得对应的 u , 从而获得扇区 ID。

2.2.2 分段间隔 M 对算法性能的影响

在 2.2.1 节的步骤 1 分析了分段结果存在的 2 种情况, M 取值越大,使得可能的 m 越大,当 m 大于 CP 长度时由 2.2.1 节步骤 1 情况 b)可知 FFT 变换后数据引入 ISI。ISI 对 PFC 算法的定时同步性能的影响有两方面:一方面,ISI 的引入可能会使得式(20)的偏差 m 计算错误,导致同步定时点计算错误;另一方面,ISI 的引入可能使得式(21)最大峰值所在的 FFT 窗口索引 j 判断错误,导致同步定时点计算错误,这两类可能错误使得算法同步性能下降。

2.3 算法复杂度分析

每个分段间隔 M 长度的数据内, MF 算法需要 $3MN$ 次复乘, $3M(N-1)$ 次复加。PFC 算法需要 $3(124M + \frac{N}{2} \log_2 N)$ 次复乘, $3(61M + N \log_2 N)$ 次复加。故 5 ms 半帧接收数据 2 种算法复杂度的对比情况如表 2。

表 2 复杂度对比

Table 2 Comparison for algorithm complexity

algorithm types	complex-multiplication	complex-addition	complexity
MF	$3MPN$	$3MPN(N-1)$	$3MPN(2N-1)$
PFC	$3P(124M + \frac{N}{2} \log_2 N)$	$3P(61M + N \log_2 N)$	$3P(185M + \frac{3N}{2} \log_2 N)$

3 仿真结果分析

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 EPA 5Hz^[14] 模型, 发送信号采用常规 CP 且频域同步信号根索引值 $u = 25$, 工作频率为 2 GHz, 采样率为 30.72 MHz。

图 3 给出了信噪比(Signal to Noise Ratio, SNR) $R_{SN} = 15$ dB, $M = 128$ 时 PFC 算法的相关峰值检测图, 选择 3 个 OFDM 符号长度作为观测窗长。从图中可以看出, 当检测到发送的扇区 ID 时, 在正确同步点位置会出现明显相关峰值; 非发送扇区 ID 时, 在正确同步点位置无明显相关峰值。

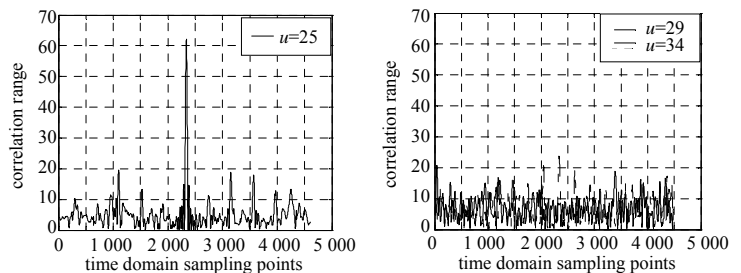


Fig.3 Detection figure for peak value of PFC algorithm

图 3 频域相关算法峰值检测图

图 4 给出了 PFC 算法复杂度与 MF 算法复杂度随比值 M 变化曲线。从图中可以看出,

随着分段间隔 M 的增加, PFC 算法复杂度与 MF 算法复杂度之比呈下降趋势, 即 M 越大, PFC 算法复杂度越低。

同时,当 $M < 512$ 时 PFC 算法复杂度下降较快,当 $M > 512$ 时 PFC 算法复杂度下降缓慢。

图 5 给出了 MF 算法和分段间隔 $M = [128, 512, 1024, 2048]$ 时的 PFC 算法以及文献[9]定时算法的同步概率仿真结果。本文设定仿真同步偏差 $[-16, +16]$ 个采样点,归一化频偏 $\varepsilon = 0.2$, 1 000 次蒙特卡洛仿真。从图 5 中可以看出随着分段间隔 M 的增加, PFC 算法同步性能下降。当 M 选择 128, 512 时, PFC 算法与 MF 算法同步性能相当,当 M 选择 1 024 且 $R_{SN} = -5$ dB 时,性能下降 10% 以上。当 M 选择 2 048 时, PFC 算法性能较差,在 $R_{SN} = 15$ dB 时平均同步概率也只有 50% 左右,无法实现同步。这是由于 M 越大,定时偏差 m 可能越大,由此造成的符号干扰越大,从而导致算法性能下降(详见 2.2.2)。相对于文献[9]算法,在 $R_{SN} > -5$ dB 时, PFC 算法($M \leq 512$)同步性能与其相当。当 $R_{SN} < -5$ dB 时,性能更优。原因是文献[9]利用 CP 自相关进行符号定时,虽然联合了多个符号 CP,但其抵抗干扰能力相对较弱,低信噪比条件下不如 PFC 算法($M \leq 512$)。因此,综合考虑复杂度和算法同步性能,对于 PFC 算法 M 选择 512 是可行的,同时算法复杂度相对于 MF 可降低 94% 左右。

图 6 给出了 MF 算法和 PFC 算法以及文献[9]定时算法的均方误差仿真结果。与图 5 分析类似, PFC 算法的定时均方误差受 SNR 和 M 影响。其中, SNR 越大, M 越小, PFC 算法方差越小,估计精确度越高,复杂度越高。PFC 算法($M \leq 512$)与 MF 算法估计精确度相当,且在低 SNR 条件下,高于文献[9]算法。由于多径信道存在延迟,在较高 SNR 或者无噪声环境下, PFC 算法($M \leq 512$)定时均方误差在 100 左右。

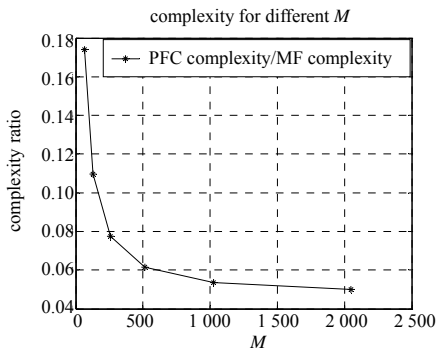


Fig.4 Complexity analysis for PFC algorithm
图 4 PFC 算法复杂度分析

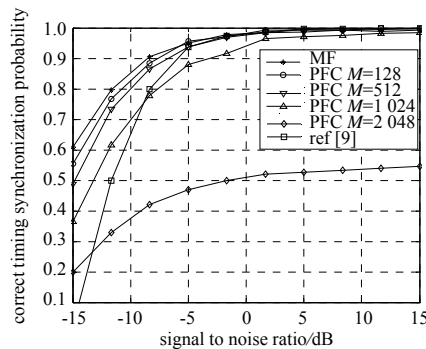


Fig.5 Simulation results of correct timing probability
图 5 正确同步概率仿真结果

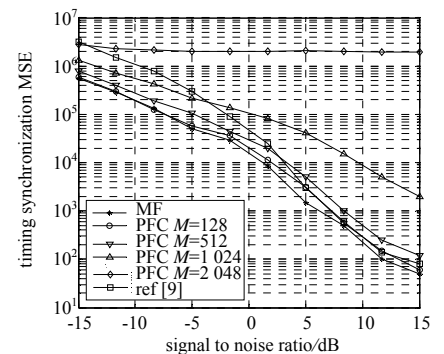


Fig.6 Simulation results of mean square error
图 6 均方误差仿真结果

4 结论

本文提出了一种 PFC 同步算法。计算仿真结果表明,该算法可以有效地实现定时同步,且算法性能和复杂度受 M 取值影响。选择 M 为 512 时 PFC 算法可获得性能与复杂度的折中,与传统 MF 算法相比,在保证算法同步性能相当情况下,大大降低了计算复杂度(约 94%),实现 PSS 快速捕获。

参考文献:

- [1] Sesia S, Toufik I, Baker M. LTE-The UMTS Long Term Evolution: From Theory to Practice[M]. New York: John Wiley & Sons, 2009.
- [2] 3GPP TS 36.211 v8.5.0, Technical Specification Group Radio Access Network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRAN): Physical channels and modulation (Release 8)[S].
- [3] 3GPP TS 36.211 v9.1.0, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA): Physical Channels and Modulation (Release 9)[S].
- [4] Shim M J, Han J S, Roh H J, et al. A frequency synchronization method for 3GPP LTE OFDMA system in TDD mode[C]// International symposium on communications and information technologies (ISCIT) 2009. [s.n.], 2009: 864-868.
- [5] Tsai Y, Zhang G, Grieco D, et al. Cell search in 3GPP Long Term Evolution systems[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2009, 2(2): 23-29.
- [6] Manolakis K, Estevez D, Jungnickel V, et al. A closed concept for synchronization and cell search in 3GPP LTE systems[C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC) 2009. IEEE, 2009: 1-6.
- [7] Manolakis K, Estevez D M G, Jungnickel V, et al. A closed concept for synchronization and cell search in 3GPP LTE systems[C]// IEEE Wireless Communications and Networking Conference. Budapest, Hungary: IEEE, 2009.