

文章编号: 2095-4980(2016)02-0212-07

一种鲁棒的 3GPP-LTE 下行链路初始主同步算法

李先驰, 朱 宇

(复旦大学 通信科学与工程系, 上海 200433)

摘 要: 主要研究在第 3 代合作伙伴计划的长期演进(3GPP-LTE)下行链路低信噪比情况下, 当手机终端晶振和基站之间存在较大的载波频率偏差(CFO)时, 如何实现手机终端和基站的初始主同步, 并提出了一种整数频偏(IFO)补偿后检测主同步信道(P-SCH)序列的具有鲁棒性的初始主同步算法。仿真结果表明提出的算法在低信噪比场景下能够达到较高的 P-SCH 序列检测正确率和较低的载波频偏估计均方误差(MSE)。

关键词: 载波频率偏差; 初始同步; 整数频偏补偿; 主同步信道序列

中图分类号: TN929.5

文献标识码: A

doi: 10.11805/TKYDA201602.0212

A robust algorithm for the initial synchronization in 3GPP-LTE downlinks

LI Xianchi, ZHU Yu

(Department of Communication Science and Engineering, Fudan University, Shanghai 200433, China)

Abstract: The initial synchronization problem for third Generation Partner Project(3GPP) Long Term Evolution(LTE) downlinks is studied, when there is a large Carrier Frequency Offset(CFO) between the base station and a mobile terminal working at a low Signal to Noise Ratio(SNR). A robust initial synchronization algorithm is proposed in detecting the Primary Synchronization Channel(P-SCH) sequence after the Integer Frequency Offset(IFO) compensation. Simulation results demonstrate that the proposed algorithm can achieve high detection probability for the P-SCH sequence and low Mean Square Error(MSE) of the CFO estimation at low SNR regions.

Key words: Carrier Frequency Offset; Initial Synchronization; Integer Frequency Offset Compensation; Primary Synchronization Channel Sequence

在第 3 代合作伙伴计划(Third Generation Partner Project, 3GPP)启动的长期演进(LTE)系统中^[1], 下行初始同步是小区搜索与接入的关键过程^[2-3]。当手机终端初次进入一个小区, 终端需要通过监听基站的实时信号, 完成与小区的时频同步, 并获得小区的基本信息。在 LTE 系统中, 用户通过初始主同步过程获取小区的基本信息。初始主同步过程要完成 2 个主要任务: 1) 通过检测主同步信道(P-SCH)序列获得小区组内编号和实现终端与基站的时间同步; 2) 估计终端与基站之间的载波频偏(CFO), 并对接收信号进行 CFO 补偿, 减小 CFO 影响, 以实现用户终端与基站的频率同步。当手机终端处于小区边缘时, 接收信号功率弱, 信噪比低, 增加了小区同步的难度。另一方面, 出于对降低手机成本的考虑, 用户终端的晶振精确度相对较低, 在终端对接收的射频信号进行下变频时, 会引入较大的 CFO, 同时下变频后的基带模拟信号经过 A/D 转换器变成离散时域信号时, 采样频偏(Sample Frequency Offset, SFO)也会造成符号边界的偏移, 这种边界的偏移会在时间上积累, 增加了低信噪比情况下初始主同步的难度。文献[4]和文献[5]中分别提出了一种 LTE 系统的频偏估计算法, 但其算法假设终端已经获得准确的时间同步, 没有考虑大于 1 个子载波间隔的载波频偏对时间同步正确率的影响, 文献[6]中提出了一种联合时间同步和载波频偏估计的方法, 文献[7]中提出了一种基于整数频偏(Integer Frequency Offset, IFO)补偿的时间同步算法, 该算法给出了针对较大 CFO 存在的初始主同步的实现方法, 文献[8]提出了一种基于循环移位前导序列的 OFDM 载波同步方法, 文献[9]提出了一种低复杂度的定时同步算法, 但是上述算法均不适用于低信噪比场景下的初始主同步。为解决上述存在的问题, 本文提出了一种解决在 LTE 小区边缘低

收稿日期: 2015-04-28; 修回日期: 2015-06-26

基金项目: 国家科技重大专项课题资助项目(2012ZX03001013-004); 国家自然科学基金资助项目(61271223)

信噪比和用户终端晶振与基站存在较大的 CFO 场景下的初始主同步算法。

1 系统描述

图 1 给出了 3GPP-LTE 协议^[10]规定频分双工(Frequency-Division Duplex, FDD)模式下的无线帧结构：每个无线帧长 10 ms，每帧分成 10 个子帧(sub-frame)，每个子帧的长度为 1 ms，每个子帧分成 2 个 0.5 ms 长的时隙(time slot)，每个时隙包含 6 或 7 个 OFDM 符号，时隙中的符号具体个数取决于系统采用普通的循环前缀还是扩展的循环前缀。

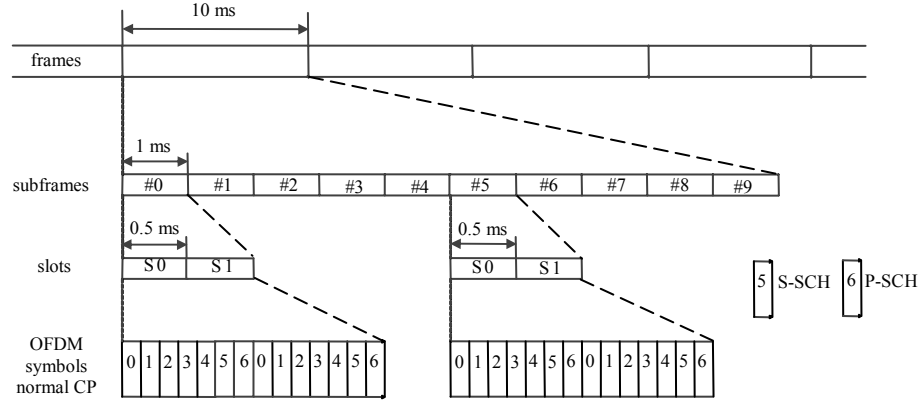


Fig.1 FDD radio frame structure in 3GPP-LTE system

图 1 3GPP-LTE 系统 FDD 无线帧结构

3GPP-LTE 协议^[10]规定：3GPP-LTE 系统中 P-SCH 序列在频域上是由 63 点的 Zadoff-Chu(ZC)序列映射构成的，因为直流的原因，去除中间一个点，所以 P-SCH 序列有 62 个点。频域上如式(1)所示，

$$d_u(k) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u k(k+1)}{63}}, & k = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j\frac{\pi u (k+1)(k+2)}{63}}, & k = 31, 32, \dots, 62 \end{cases} \quad (1)$$

式中 u 称为 ZC 序列的根指数。P-SCH 序列的根指数 u 有 3 个值，分别对应 3 个物理层小区组内标识 $N_{ID}^{(2)}$ ，根指数 u 与 $N_{ID}^{(2)}$ 的对应关系如表 1 所示。

表 1 P-SCH 序列的根指数 u 与小区标识组内编号 $N_{ID}^{(2)}$ 的关系

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

在频域上，P-SCH 序列映射到系统带宽最中间 62 个子载波上(与调制载波对应的子载波除外)，左右各保留 5 个子载波，不会映射任何数据，如图 2 所示。

2 系统模型

为方便后续关于 P-SCH 序列检测算法的表述，假设无线信道为信道增益为 1 的加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道，定义 UE 接收的 P-SCH 序列连续时域带通表达式：

$$r_{\text{pass}}(t) = \sqrt{2} \operatorname{Re} \{ [s_u(t) + w_0(t)] e^{j2\pi f_c t} \} \quad (2)$$

式中： f_c 为基站载波频率； $w_0(t)$ 为基带上等效加性高斯白噪声，在 t 时刻满足循环对称特性的复高斯分布^[11]，即 $w_0(t) \sim CN(0, N_0/2)$ ； $N_0/2$ 为噪声功率谱密度， $s_u(t)$ 为 P-SCH 序列时域基带表达式。

在接收端对信号 $r_{\text{pass}}(t)$ 进行下变频，记 P-SCH 序列连续时域基带表达式为 $r_B(t)$ ，

$$r_B(t) = e^{j2\pi f_c' t} \cdot [s_u(t) + w_0(t)] \cdot e^{-j2\pi f_c' t} = e^{j2\pi \Delta f_c t} \cdot s_u(t) + e^{j2\pi \Delta f_c t} \cdot w_0(t) = e^{j2\pi \Delta f_c t} \cdot s_u(t) + w(t) \quad (3)$$

式中 f_c' 为本地晶振提供的下变频载波频率。

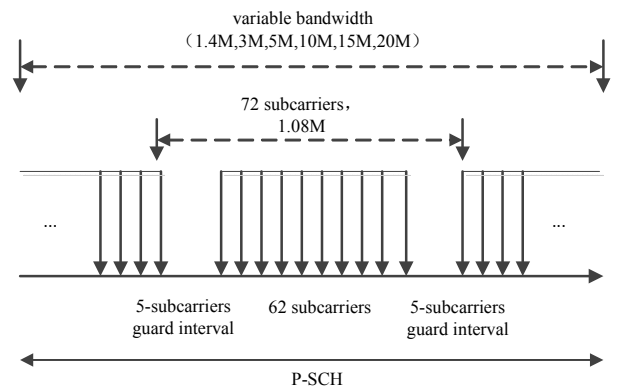


Fig.2 Mapping of subcarrier to frequency sequence for P-SCH

图 2 频域上的 ZC 序列映射示意图

3 高 SNR 和较大 CFO 场景下的 P-SCH 序列检测

传统方式^[4-9]仅考虑高 SNR 的情况, 在一个 FDD 无线帧内即可实现初始主同步, 不用考虑采样频偏 SFO 引入的采样点移位问题。用采样频率 f_s 对接收到的基带时域 $r_B(t)$ 进行采样, 得到

$$r_B[n] = r_B(t)|_{t=n/f_s} = e^{j2\pi\Delta f_c n/f_s} \cdot s_u(n/f_s) + w(n/f_s) = e^{j2\pi n\varepsilon/N} \cdot s_u[n] + w[n] \quad (4)$$

式中: $n = 0 + n_0, 1 + n_0, \dots, N-1 + n_0$, n_0 表示 P-SCH 序列出现在一帧中的初始位置。 ε 定义为 Δf_c 对子载波间隔 (15 kHz) 归一化后的 CFO 值, $\varepsilon = (f_c - f'_c)/\tilde{f} = \Delta f_c/\tilde{f}$, $\tilde{f}$ 为 LTE 协议规定的子载波间隔 15 kHz, N 表示 P-SCH 序列的频域子载波数, 即 $f_s = N\tilde{f}$ 。

本地标准检测序列是 $s_u[n]$, 其中 $n = 0, 1, \dots, N-1$, 当高 SNR 时, 忽略噪声项 $w[n]$, 那么 $s_u[n]$ 和 $r_B[n]$ 序列做时域互相关, 其相关值 R 的绝对值为:

$$|R| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} r_B[n] \cdot s_u^*[n] \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi n\varepsilon}{N}\right) s_u[n] \cdot s_u^*[n] \right| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi n\varepsilon}{N}\right) \cdot |s_u[n]|^2 \right| \quad (5)$$

Zadoff-Chu 序列的特点之一是它具有恒定的幅值, 并且对 Zadoff-Chu 序列做 IDFT 后, 可以证明时域序列的幅值仍然是恒定的, 即 $\rho = |s_u[n]|^2$, ρ 为常数。那么得到

$$|R| = \rho \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{2\pi n\varepsilon}{N}\right) \right| = \rho \left| \frac{1 - e^{j2\pi\varepsilon}}{1 - e^{j2\pi\varepsilon/N}} \right| \quad (6)$$

从式(6)可以发现, $|R|$ 随 ε 的取值变化而剧烈变化。针对相关峰绝对值随 ε 变化而急剧变化的问题, 本文提出了一种基于 IFO 补偿的最大似然相关算法, 即通过对接收信号进行 IFO 补偿, 限制 ε 的变化区间, 从而使得 $|R|$ 在一个适当的范围内波动。

设 ε_1 定义为 ε 的 IFO 分量, 对接收信号 $r_B[n]$ 进行 IFO 补偿, 得到新的离散时域的基带信号:

$$\widehat{r_B}[n] = (e^{j2\pi n\varepsilon/N} \cdot s_u[n] + w[n]) \cdot e^{-j2\pi n\varepsilon_1/N} = e^{j2\pi n(\varepsilon - \varepsilon_1)/N} \cdot s_u[n] + w[n] \cdot e^{-j2\pi n\varepsilon_1/N} = e^{j2\pi n\varepsilon_F/N} \cdot s_u[n] + w'[n] \quad (7)$$

ε_F 定义为 ε 的分数频偏 (Fractional Frequency Offset, FFO) 分量, 即 $\varepsilon_F = \varepsilon - \varepsilon_1$ 。

在高 SNR 时, 忽略 $w'[n]$, 做互相关运算得到相关值的 $\tilde{R}$ 绝对值, 有

$$|\tilde{R}| = \left| \sum_{n=0}^{N-1} \widehat{r_B}[n] \cdot s_u^*[n] \right| = \rho \left| \frac{1 - e^{j2\pi\varepsilon_F}}{1 - e^{j2\pi\varepsilon_F/N}} \right| \quad (8)$$

由式(8)可知由于 FFO 分量 ε_F 相比 ε 的取值变化较小, 因此 $|\tilde{R}|$ 相比 $|R|$ 的取值也会更加集中。

由上述分析可以得到, 高 SNR 和大 CFO 场景下的根指数 $\hat{u}$ 、时间同步 $\hat{\tau}$ 和 ε 的 IFO 分量 $\hat{\varepsilon}_1$ 可分别由式(9)确定:

$$(\hat{u}, \hat{\tau}, \hat{\varepsilon}_1) = \arg \max_u \left\{ \left| \sum_{n=0}^{N-1} \exp\left(j \frac{-2\pi \varepsilon_1 n}{N}\right) \cdot r[n + \tau] \cdot s_u^*[n] \right| \right\} \quad (9)$$

式中: τ 是时间偏移, N 是 P-SCH 频域子载波数, $s_u^*[n]$ 是本地 P-SCH 检测序列的共轭, $r[n]$ 是接收序列, ε_1 为对接收序列进行补偿的 IFO。

4 低 SNR 和大 CFO 场景下的 P-SCH 序列检测

当低 SNR 时, 式(7)中噪声项 $w'[n]$ 的功率大于信号功率, 有用信号 $\exp(j2\pi n\varepsilon_F/N) \cdot s_u[n]$ 淹没在噪声中, 式(9)将无法有效地检测 P-SCH 序列。针对低 SNR 情况, 本文在式(9)的基础上提出了一种基于绝对值累加的算法。具体如下阐述:

将接收的 $r[n]$ 按半帧的长度均分为 M 段, 那么每个半帧信号中的 P-SCH 序列即可表示为:

$$\widehat{r_{B,m}}[n] = \exp\{j2\pi(n + (m-1) \cdot K)\varepsilon/N\} \cdot s_u[n] + w[n] \quad (10)$$

式中: m 代表半帧的序号, $m = 1, 2, \dots, M-1, M$; $\widehat{r_{B,m}}[n]$ 为序号为 m 的半帧中的 P-SCH 序列; K 为半帧的时域长度。半帧中的 P-SCH 序列 $\widehat{r_{B,m}}(n)$ 分别与本地检测序列 $s_u[n]$ 做互相关运算:

$$R_m = \sum_{n=n_0}^{N-1+n_0} \widehat{r_{B,m}[n]} \cdot s_u^*[n] = \sum_{n=n_0}^{N-1+n_0} \left\{ \exp(j2\pi(n+(m-1) \cdot K)\varepsilon/N) \cdot s_u[n] + w[n] \right\} \cdot s_u^*[n] = \exp(j2\pi(n_0+(m-1)K)\varepsilon/N) \cdot \rho \frac{1-e^{j2\pi\varepsilon}}{1-e^{j2\pi\varepsilon/N}} + \sum_{n=n_0}^{N-1+n_0} w[n] \cdot s_u^*[n] \quad (11)$$

低信噪比情况下，干扰项 $\sum w[n] \cdot s_u^*[n]$ 会对 R_m 产生较大的干扰，又因为 R_m 的前面一项都有一个关于 m 的相位变化，不能直接做相干累加，因此对每段的 R_m 取绝对值后做累加，以抑制噪声对相关峰的影响，即

$$R_{\text{all}} = \sum_{m=1}^M |R_m| \quad (12)$$

从上面的分析可以看出为了抵抗噪声带来的干扰，用户终端需要接收多帧，接收数据长度超过 10 ms，因此需要考虑采样频偏 SFO 在连续时间内采样引入的周期性 P-SCH 序列采样点的偏移问题。

设用户终端的采样频率为 f'_s ，满足 $f_s - f'_s = \Delta f_s$ ，定义 Δf_s 为采样偏差。由于载波频率与采样频率都是使用同一个晶振，那么有 $f_c / f_s = f'_c / f'_s = \lambda$ ， λ 为载波频率与采样频率之间的倍数关系，由此可以得到

$$\Delta f_s = f_s - f'_s = f_c / \lambda - f'_c / \lambda = \Delta f_c / \lambda = \varepsilon \tilde{f} / \lambda \quad (13)$$

用 f'_s 对 $r_B(t)$ 进行采样得到：

$$r'_B[k] = r_B(t)|_{t=k/f'_s} = e^{j2\pi\Delta f_c k / f'_s} \cdot s_u(k/f'_s) + w(k/f'_s) = e^{j2\pi k \varepsilon / N'} \cdot s'_u[k] + w'[k] \quad (14)$$

因为 $r_B[n] = r_B(t)|_{t=n/f_s}$ ，那么

$$r_B(t) = \sum_n r_B[n] \text{sinc}(f_s t - n) \quad (15)$$

由此可推导得：

$$r'_B[k] = r_B(t)|_{t=k/f'_s} = \sum_n r_B[n] \text{sinc}(f_s t - n)|_{t=k/f'_s} = \sum_n r_B[n] \text{sinc}(k f_s / f'_s - n) \quad (16)$$

Δf_s 使得不同无线帧内周期性 P-SCH 序列的采样点发生偏移，根据式(13)和式(16)可以计算出前后无线帧中 P-SCH 序列采样点相对偏移的取值区间，将前后无线帧做相对移位处理，可以将采样频偏带来的采样点累积偏移效应减弱。具体算法步骤如下：

1) 用户终端接收到数据信号 $r(t)$ ， $r(t)$ 为连续时域带通信号，用载波频率 f'_c 对信号做下变频得到连续时域基带信号 $\widetilde{r(t)}$ ；

2) 下变频后对基带信号 $\widetilde{r(t)}$ 进行采样得到 $r[k]$ ，采样频率为 f'_s ；

3) 对离散后的序列 $r[k]$ 做 IFO 补偿，归一化 IFO 为 ε_1 ；

4) 用本地 P-SCH 序列 $s_u[k]$ ，与离散后的信号序列 $r[k]$ 做互相关处理，得到一组互相关值 $\{y[1], y[2], \dots, y[\tau], \dots\}$ ；

5) 根据 3GPP-LTE 协议规定，将步骤 4) 中的互相关值 $y[\tau]$ 按照半帧长等分成 M 段，每段表示为 $\{y_m[1], y_m[2], \dots, y_m[\tau]\}$ ， $m=1, 2, \dots, M$ ， $y_m[\tau]$ 长度与无线帧 1/2 长度一致，称 $y_m[k]$ 为序号 m 的半帧长互相关值；

6) 假设采样频偏 Δf_s ，使得采样后的前半帧中的 P-SCH 序列采样点相比后半帧的 P-SCH 序列采样点发生相对移位的点数为 x ，设定 x 取值区间为： $x \in \{-\mu, -(\mu-1), \dots, -1, 0, 1, \dots, \mu-1, \mu\}$ 。由式(13)可以得到

$$x = [\Delta f_s \cdot 5 \text{ ms}] = [\varepsilon \tilde{f} / \lambda \cdot 5 \text{ ms}] \quad (17)$$

式中：5 ms 为 LTE 规定的无线数据帧时间长度的 1/2； $\tilde{f}$ 为 15 kHz 子载波间隔； $[\cdot]$ 是取最接近的整数运算， $\mu = [\max\{\varepsilon\} \cdot \tilde{f} / \lambda \cdot 5 \text{ ms}]$ ，将等分后的每组互相关值：

$$\{(y_1[1], y_1[2], \dots, y_1[\tau]), \{(y_2[1], y_2[2], \dots, y_2[\tau]), \dots, \{(y_M[1], y_M[2], \dots, y_M[\tau])\}$$

依次做移位处理，移位的取值分别为 $0, x, 2x, \dots, (m-1)x, \dots, (M-1)x$ ，得到新的 M 组互相关值 $\{y'_m[1], y'_m[2], \dots, y'_m[\tau]\}$ ， $m=1, 2, \dots, M$ ，即： $y'_1[\tau] = y_1[\tau]$ ， $y'_2[\tau] = y_2[\tau + x]$ ， $\dots$ ， $y'_M[\tau] = y_M[\tau + (M-1)x]$ ；

7) 移位处理完成后，将所有互相关值均取绝对值，将对应位置的相关绝对值做累加并取平均得到一组新的相关绝对值为 $\{R[1], R[2], \dots, R[\tau]\}$ ，其中， $R[\tau] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |y'_m[\tau]|$ ；

8) 找到 $R[\tau]$ 中的最大值 $\max_{\tau} \{R[\tau]\}$, 该最大值在序列 $R[\tau]$ 中对应的位置 τ 就是第一个 P-SCH 序列在 $r[k]$ 中对应的初始位置, 对应的与接收信号做互相关运算的本地标准 P-SCH 的序号为小区标识组内编号, 对应的 IFO 为载波频偏的整数分量; 接收端初始主同步原理图如图 3 所示。

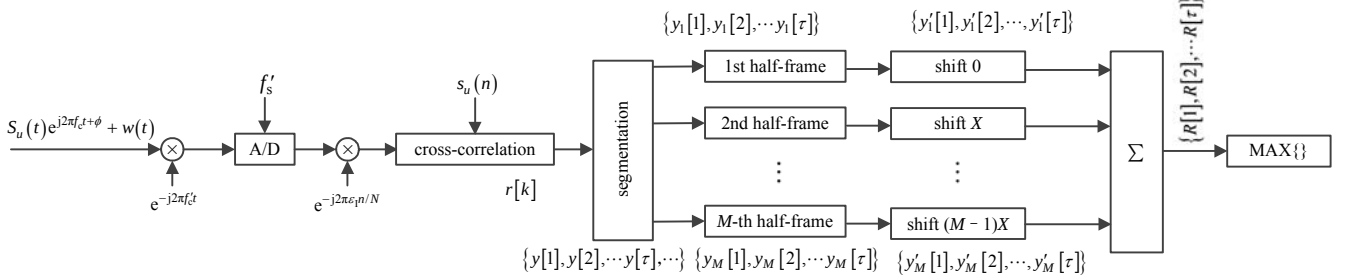


Fig.3 Sketch of proposed initial primary synchronization algorithm

图 3 初始主同步算法示意图

综上, 低 SNR 较大 CFO 场景的根指数 $\hat{u}$ 、定时同步 $\hat{\tau}$ 、前后半帧相对偏移大小 $\hat{x}$ 及 IFO 分量 $\hat{\epsilon}_f$ 估计公式:

$$(\hat{u}, \hat{\tau}, \hat{\epsilon}_f, \hat{x}) = \arg \max_u \{R[\tau]\} = \arg \max_{\tau} \left\{ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |y_m'[\tau]| \right\} = \arg \max_u \left\{ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M |y_m[\tau + (m-1)x]| \right\} = \arg \max_u \left\{ \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \left| \sum_{k=n_0}^{N-1+n_0} (r_m'[k + \tau + (m-1)x] \cdot s_u^*[k]) \right| \right\} \quad (18)$$

5 改进的分数载波频偏(FFO)估计

在小区组内编号搜索、时间同步和 IFO 分量估计完成后, 利用本地对应的标准 P-SCH 序列与已完成 IFO 补偿的接收信号中的 P-SCH 序列做互相关运算, 对 FFO 做进一步估计。定义接收 P-SCH 序列 $\widehat{r_B[n]}$ 为与本地检测序列 $s_u[n]$ 的累计相关项为

$$y = \sum_{n=0}^{N-1} y[n] \quad (19)$$

其中 $y[n]$, 由式(7)可知:

$$y[n] = s_u^*[n] \cdot \widehat{r_B[n]} = s_u^*[n] \cdot (e^{j2\pi \epsilon_f n/N} s_u[n] + w'[n]) = e^{j2\pi \epsilon_f n/N} |s_u[n]|^2 + s_u^*[n] \cdot w'[n] \quad (20)$$

式中: 对于任意 $|s_u[n]|^2$ 保持恒定; $s_u^*[n] \cdot w'[n]$ 定义为噪声项。

SNR 较低的情况下, 噪声项不能忽略。为了解决噪声项对估计的干扰, 具体步骤如下:

1) 利用接收信号中多次周期性出现的 P-SCH 序列 $\widehat{r_{B,m}[n]}$ 依次与本地检测序列做互相关运算。为了抵抗采样频偏带来的信号后几帧中 P-SCH 序列采样点累积偏移的问题, 将已补偿 IFO 的离散信号按半帧长点数分段, 每段半帧按照 P-SCH 序列检测过程中得到的最优偏移大小 x^* 进行移位, 再根据 P-SCH 序列检测过程中得到的 P-SCH 序列在离散信号中的位置 τ^* 截取信号中周期性出现的 P-SCH 序列;

2) 接收信号中每个补偿 IFO 后的 P-SCH 序列与本地检测序列的相关项为:

$$y_m[n] = (e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} \cdot s_u[n] + w'[n]) \cdot s_u^*[n] \quad (21)$$

将 $y_m[n]$ 序列等分成 2 段, 即: $\{y_m[0], y_m[n], \dots, y_m[N/2-1]\}$ 和 $\{y_m[N/2], y_m[N/2+1], \dots, y_m[N-1]\}$, 分别进行累加, 得到

$$y_{m,1} = \sum_{n=0}^{N/2-1} y_m[n] = \sum_{n=0}^{N/2-1} \left\{ e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} \cdot s_u[n] + w'[n] \right\} \cdot s_u^*[n] = \sum_{n=0}^{N/2-1} e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} \cdot |s_u[n]|^2 + \sum_{n=0}^{N/2-1} w'[n] \cdot s_u^*[n] = |s_u[n]|^2 \cdot \sum_{n=0}^{N/2-1} e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} + \sum_{n=0}^{N/2-1} w'[n] \cdot s_u^*[n] \quad (22)$$

$$y_{m,2} = \sum_{n=N/2}^{N-1} y_m[n] = \sum_{n=N/2}^{N-1} \left\{ e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} \cdot s_u[n] + w'[n] \right\} \cdot s_u^*[n] = \sum_{n=N/2}^{N-1} e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} \cdot |s_u[n]|^2 + \sum_{n=N/2}^{N-1} w'[n] \cdot s_u^*[n] = |s_u[n]|^2 \cdot \sum_{n=N/2}^{N-1} e^{j2\pi(n+(m-1)K)\epsilon_f/N} + \sum_{n=N/2}^{N-1} w'[n] \cdot s_u^*[n] \quad (23)$$

如果忽略噪声项的干扰, 观察式(22)和(23)发现 $y_{m,1}$ 和 $y_{m,2}$ 仅仅存在相位差 $\pi\varepsilon_F$, 即

$$y_{m,2} = e^{j\pi\varepsilon_F} \cdot y_{m,1} \quad (24)$$

那么, 通过 $y_{m,1}$ 和 $y_{m,2}$ 的共轭相乘, 并检测相位, 可以估计出归一化残留的 FFO 分量 ε_F

$$\hat{\varepsilon}_F = \frac{\text{angle}(y_{m,1}^* \cdot y_{m,2})}{\pi} \quad (25)$$

3) 噪声项在 SNR 时不能被忽略, 不能仅仅利用信号中一段 P-SCH 序列实现 FFO 的估计, 为了消除噪声项的干扰, 对 $y_{m,1}$ 和 $y_{m,2}$ 的共轭乘积项进行累加求和, 即作如下处理,

$$Z = \sum_{m=1}^M \{y_{m,1}^* y_{m,2}\} \quad (26)$$

那么对 Z 取相位即可得到残余频偏的估计值, 如式(27),

$$\hat{\varepsilon}_F = \frac{\text{angle}(Z)}{\pi} \quad (27)$$

式中 $\text{angle}(\cdot)$ 表示取相位操作符。

6 仿真结果

下行链路 OFDM 系统的频域子载波个数 $N=2048$, 除了频域 P-SCH 序列按照 LTE 协议规定调制不同 ZC 序列外, 其他子载波调制随机产生的恒幅度的复高斯随机变量作为接收到的基站数据, 根指数 u 从 (0,1,2) 中等概率随机选取。噪声建模为加性复高斯随机变量, SNR 取值范围为 (-10 dB, -5 dB), 进行 Q 次 Monte Carlo 仿真, 每次仿真独立从 $[-5,5]$ 区间中按均匀分布概率随机产生对子载波间隔 15 kHz 归一化后的载波频偏, 记第 q 次 Monte Carlo 仿真时选取的频偏值为 $\varepsilon(q)$, 即 $\varepsilon(q) \in [-5,5]$, 对应的 FFO 分量估计值记为 $\hat{\varepsilon}_1(q)$, FFO 分量估计值为 $\hat{\varepsilon}_F(q)$, 同一 SNR 下的仿真次数 $Q=5000$, 主同步时间为 50 ms, 即利用 5 个 FDD 数据帧叠加提高信噪比。

CFO 估计的均方误差 MSE 定义如下:

$$MSE = \frac{1}{Q} \sum_{q=1}^Q \|\varepsilon(q) - \hat{\varepsilon}_F(q) - \hat{\varepsilon}_1(q)\|^2 \quad (28)$$

仿真信道分别为 AWGN 信道和多径衰落信道。AWGN 信道增益设置为 1, 多径信道定义为满足指数功率衰落模型 (Exponential Power Delay Profile) 的频率选择性衰落信道, 并假设各径之间的延时等于 16 倍的采样间隔, 各径的平均功率为:

$$E\{\|h_l\|^2\} = \frac{\exp(-\alpha l)}{\sum_{k=0}^{L-1} \exp(-\alpha k)}, \quad l=0,1,\dots,L-1 \quad (29)$$

仿真中取 $\alpha=2, L=4$, 载波中心频率为 2 GHz, 接收端移动速度为 30 km/h。

由图 4 可知, 在低 SNR、较大 CFO 情景下, 传统互相关算法定时同步性能较差, 不能准确地检测出下行 FDD 无线帧中 P-SCH 序列, 而提出的新算法在 $R_{SN} = -10$ dB 高斯信道和多径衰落信道下的 P-SCH 序列检测正确率 (即定时同步正确率) 均高于 70%, 在 -5 dB 情况下正确率可以达到 90% 以上。同时, 由图 5 可知, 在不同的信道条件下提出的算法对 CFO 估计的 MSE 均小于 0.01。

综上所述, 提出的算法相比传统互相关算法在低 SNR 和较大 CFO 的情景下, 实现用户终端与基站的初始主同步具有较高的可靠性。

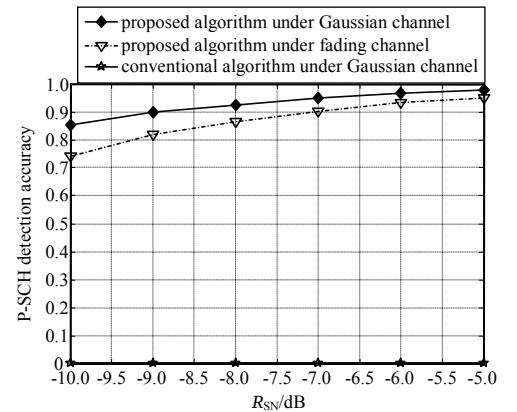


Fig.4 Detection accuracy under Gaussian channel and fading channel

图 4 多径衰落信道和高斯信道的 P-SCH 序列检测正确率比较

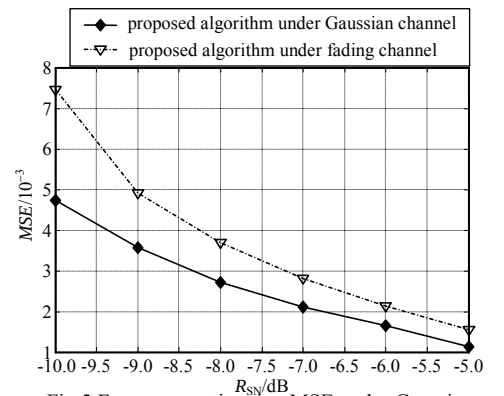


Fig.5 Frequency estimation MSE under Gaussian channel and fading channel

图 5 多径衰落信道和高斯信道的 CFO 估计的 MSE 比较

7 结论

本文针对低 SNR 较大 CFO 场景提出了一种具有鲁棒性的初始主同步算法, 利用 Zadoff-CHU 序列良好的自相关特性, 通过 IFO 补偿、互相关检测、前后数据帧移位、绝对值累加、最大相关峰值检测以及改进的 FFO 估计算法等, 实现了低 SNR 较大 CFO 场景下用户终端与基站之间的初始主同步。仿真结果表明, 提出的算法相比传统互相关算法在实现小区组内编号搜索、P-SCH 序列检测和频偏估计等方面具有较高的可靠性, 对提高用户体验和降低手机芯片成本有较高的实际应用价值。

参考文献:

- [1] SESIA S, TOUFIK L, BAKER M. LTE – the UMTS Long Term Evolution: from Theory to Practice[M]. Southern Gate, UK: John Wiley & Sons Ltd., 2009.
- [2] BAKER M. From LTE-advanced to the future[J]. IEEE Communications Magazine, 2012, 50(2):116–120.
- [3] TSAI Y, ZHANG G, GRIECO D, et al. Cell search in 3GPP long term evolution systems[J]. IEEE Vehicular Technology Magazine, 2007, 2(2):23–29.
- [4] WANG Q, MEHLFÜHRER C, RUPP M. Carrier frequency synchronization in the downlink of 3GPP LTE[C]// 2010 IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications(PIMRC). Istanbul, Turkey: IEEE, 2010:939–944.
- [5] TSAI P Y, CHANG H W. A new cell search scheme in 3GPP long term evolution downlink, OFDMA systems[C]// 2009 International Conference on Wireless Communications & Signal Processing(WCSP). Nanjing, China: IEEE, 2009:1–5.
- [6] 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.
- [7] YANG Y, HUANG Q, ZHANG Z. An efficient joint timing and frequency offset estimation for OFDM systems[C]// VTC Spring 2009 Vehicular Technology Conference. Barcelona, Spain: IEEE, 2009:1–5.
- [8] 漆飞, 周游, 胡捍英, 等. LTE 系统中一种低复杂度的 PSS 定时同步算法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2013, 11(4):578–582. (QI Fei, ZHOU You, HU Hanyin, et al. A low-complexity PSS time synchronization algorithm in LTE system[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2013, 11(4):578–582.)
- [9] 郭黎利, 梁治国, 孙志国, 等. 基于循环移位前导序列的 OFDM 载波同步方法[J]. 太赫兹科学与电子信息学报, 2006, 4(5):326–330. (GUO Lili, LIANG Zhiguo, SUN Zhiguo, et al. Carrier frequency synchronization scheme of OFDM based on cyclic-shifted preamble sequences[J]. Journal of Terahertz Science and Electronic Information Technology, 2006, 4(5):326–330.)
- [10] European Telecommunications Standards Institute(ETSI). 3rd Generation Partnership Project (3GPP) Technical Specification Group Radio Access network; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation, Release 10 (3GPP TS 36.211 V10.0.0):ETSI TS 136 211 V10.0.0 (2011-01)[S]. Sophia Antipolis Cedex, France:ETSI, 2010.
- [11] GOLDSMITH A. Wireless Communications[M]. Cambridge:Cambridge University Press, 2005.

作者简介:



李先驰(1992–), 男, 湖北省荆州市人, 在读硕士研究生, 主要研究方向为无线通信。
email:14210720141@fudan.edu.cn.

朱 宇(1977–), 男, 江苏省扬州市人, 博士, 副教授, 主要研究方向为宽带无线通信系统与网络、通信信号处理。