



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102223696 A

(43) 申请公布日 2011. 10. 19

(21) 申请号 201110163796. 9

(22) 申请日 2011. 06. 17

(71) 申请人 电子科技大学

地址 611731 四川省成都市高新区(西区)西  
源大道 2006 号

(72) 发明人 傅晓宇 叶燕龙 邹锴 胡剑浩

(74) 专利代理机构 电子科技大学专利中心

51203

代理人 周永宏

(51) Int. Cl.

H04W 48/16 (2009. 01)

H04W 56/00 (2009. 01)

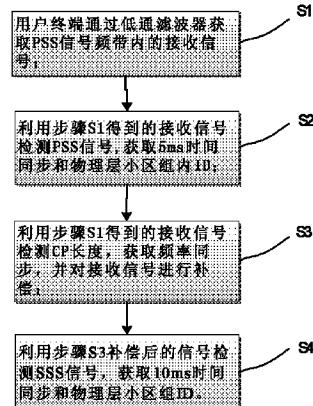
权利要求书 5 页 说明书 8 页 附图 4 页

(54) 发明名称

一种 LTE 系统中小区搜索方法

(57) 摘要

本发明公开了一种 LTE 系统中小区搜索方法。具体包括步骤：用户终端通过低通滤波器获取 PSS 信号频带内的接收信号；利用接收信号检测 PSS 信号，获取 5ms 时间同步和物理层小区组内 ID；利用接收信号检测 CP 长度，获取频率同步，并对接收信号进行补偿；利用补偿后的信号检测 SSS 信号，获取 10ms 时间同步和物理层小区组 ID。本发明的方法让用户终端和小区取得时间和频率同步的同时，并检测主同步信号、辅同步信号、循环前缀以及物理层小区标识。本发明的方法对 PSS、SSS 和 CP 有较高的正确检测概率，并且具有较低的运算复杂度。



1. 一种 LTE 系统中小区搜索方法, 其特征在于, 包括如下步骤 :

S1. 用户终端通过低通滤波器获取 PSS 信号频带内的接收信号 ;

S2. 利用步骤 S1 得到的接收信号检测 PSS 信号, 获取 5ms 时间同步和物理层小区组内 ID ;

S3. 利用步骤 S1 得到的接收信号检测 CP 长度, 获取频率同步, 并对接收信号进行补偿 ;

S4. 利用步骤 S3 补偿后的信号检测 SSS 信号, 获取 10ms 时间同步和物理层小区组 ID。

2. 根据权利要求 1 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 步骤 S1 所述的低通滤波器的截止频率为 0.465MHz。

3. 根据权利要求 1 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 所述步骤 S2 具体包括如下分步骤 :

S21. 产生三组时域 PSS 序列, 并进行下采样和分段, 根据预设的物理层小区组内 ID  $N_{ID}^{(2)}$  与 Zadoff-Chu 根序号  $u$  的对应关系, 产生三组时域 PSS 序列  $s_{PSS}^{(u_j)}(k)$  :

$$s_{PSS}^{(u_j)}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=-N/2}^{-1} S_{PSS}^{(u_j)}\left(n + \frac{N}{2}\right) e^{j \frac{2\pi}{N} kn} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N/2} S_{PSS}^{(u_j)}\left(n + \frac{N}{2} - 1\right) e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, j = 0, 1, 2,$$

$$\text{其中, } S_{PSS}^{(u_j)}(n) = \begin{cases} e^{-j \frac{\pi u_j (n+1)(n+2)}{63}}, & n = 0, 1, \dots, 30 \\ e^{-j \frac{\pi u_j n(n+1)}{63}}, & n = 31, 32, \dots, 61 \end{cases}, \text{Zadoff-Chu 序列根序号 } u_j (j = 0, 1, 2) \text{ 与}$$

物理层小区组内 ID  $N_{ID}^{(2)}$  一一对应, 当  $N_{ID}^{(2)} = 0, 1, 2$  时,  $u_j$  分别为 25, 29, 34,  $N$  表示 IFFT 点数,

按预设的下采样倍数  $M = \frac{N}{N_{min}}$  和分段段数  $M_p$  对信号  $s_{PSS}^{(u_j)}(k)$  进行下采样和分段 ;

S22. 按预设的下采样倍数  $M = \frac{N}{N_{min}}$  和分段段数  $M_p$  对接收信号  $r(k)$  进行下采样和分段 ;

S23. 计算经过下采样和分段处理后  $s_{PSS}^{(u_j)}(k)$  与  $r(k)$  的分段相关值, 得到三组相关集,

$$C_j(\theta) = \sum_{i=0}^{M_p-1} \left| \sum_{k=0}^{N_{min}/M_p-1} r(kM + \theta + \frac{N_{min}}{M_p} i) \left[ s_{PSS}^{(u_j)}(kM + \frac{N_{min}}{M_p} i) \right]^* \right|^2, j = 0, 1, 2, \text{公式 (1)}$$

并获取最大相关值的索引  $\hat{\theta}_p = \arg \max_{\theta} \{C_j(\theta)\}$ , 得到 PSS 信号起始位置的估计值  $\hat{\theta}_p$ , 进而获取到时间同步 ;

S24. 获取公式 (1) 中最大相关值所在的组序号  $j$  确定物理层小区组内 ID  $\hat{N}_{ID}^{(2)}$ , 即  $\hat{N}_{ID}^{(2)} = \arg \max_j \{C_j(\theta)\}$ 。

4. 根据权利要求 3 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 步骤 S21 中所述的  $N_{min} = 64$ , 分段段数  $M_p = 2$ 。

5. 根据权利要求 3 或 4 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 步骤 S22 中所述的  $N_{min} = 64$ , 分段段数  $M_p = 2$ 。

6. 根据权利要求 3 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 所述步骤 S3 具体包括如下分步

骤：

S31. 按照预设两种的 CP 长度, 即第一种常规 CP, 长度为  $L_1 = 144$  和第二种扩展 CP, 长度为  $L_2 = 512$ , 获取第  $i$  种 CP 模式下 PSS 所在 OFDM 符号 CP 的起始位置  $\hat{\theta}_{CP,i1} = \hat{\theta}_p - L_i, i = 1, 2$ , 与 SSS 所在 OFDM 符号 CP 的起始位置  $\hat{\theta}_{CP,i2} = \hat{\theta}_p - L_i - N, i = 1, 2$ 。

S32. 分别计算第  $i$  种 CP 模式下, PSS 信号所在 OFDM 符号 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的归一化相关值

$$M_{i1} = \frac{|R_{i1}|}{P_{i1}}, \quad i = 1, 2, \text{公式 (21)}$$

其中,

$$R_{i1} = \sum_{k=0}^{L_i-1} r^*(k + \hat{\theta}_{CP,i1}) r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i1}), \quad i = 1, 2, \text{公式 (31)}$$

$$P_{i1} = \sum_{k=0}^{L_i-1} |r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i1})|^2, \quad i = 1, 2, \text{公式 (41)}$$

$R_{i1}$  表示在第  $i$  种 CP 模式下, PSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的相关值,  $P_{i1}$  表示 OFDM 符号在第  $i$  种 CP 模式下的能量,  $N$  表示 OFDM 符号长度;

S34. 通过预设规则获取 CP 长度, 预设规则如下:

$$\hat{L}_{CP} = \begin{cases} 144, & M_1 \geq M_2 \\ 512, & M_1 < M_2 \end{cases} \text{公式 (5)}$$

S35. 公式 (31) 最大相关值的相角并除以  $2\pi$ , 得到小数倍频偏估计  $\hat{\varepsilon}_F$ , 即

$$\hat{\varepsilon}_F = -\frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \max \{R_{i1}\} \right\}$$

S36. 对接收信号做小数倍频偏补偿, 即  $r'(k) = r(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} k \hat{\varepsilon}_F}$ ;

S37. 在频率中心  $(62 + N_{\varepsilon_I})$  个子载波范围内, 计算频域 PSS 信号与接收频域信号的滑动相关值, 即

$$\Lambda(\gamma) = \sum_{n=-31}^{31} [S_{PSS}^{(\hat{N}_{ID}^{(2)})}(n)]^* \left[ \sum_{k=-N/2}^{-1} r'(k + \frac{N}{2} + \hat{\theta}_p) e^{-j \frac{2\pi}{N} (n+\gamma) k} + \sum_{k=1}^{N/2} r'(n + \frac{N}{2} + \hat{\theta}_p - 1) e^{-j \frac{2\pi}{N} (n+\gamma) k} \right] \text{公式 (6)}$$

其中,  $\gamma = -N_{\varepsilon_I}, \dots, N_{\varepsilon_I}$ ,  $N_{\varepsilon_I}$  是最大归一化载波频偏并根据收发两端的晶振误差和信道最大多普勒频移进行预设,  $S_{PSS}^{(\hat{N}_{ID}^{(2)})}(n)$  表示物理层小区组内 ID  $\hat{N}_{ID}^{(2)}$  的主同步信号的序列;

S38. 通过公式 (6) 最大相关值的索引  $\hat{\varepsilon}_I = \arg \max_{\gamma} \{\Lambda(\gamma)\}$ , 估计出整数倍载波频偏  $\hat{\varepsilon}_I$ ;

S39. 做整数倍频偏补偿,  $r(k) = r'(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} k \hat{\varepsilon}_I}$ , 至此, 用户终端接收信号  $r(k)$  与基站设备取得频率同步。

7. 根据权利要求 3 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 所述步骤 S3 具体包括如下分步骤:

S31. 按照预设两种的 CP 长度, 即第一种常规 CP, 长度为  $L_1 = 144$  和第二种扩展 CP, 长度为  $L_2 = 512$ , 获取第  $i$  种 CP 模式下 PSS 所在 OFDM 符号 CP 的起始位置  $\hat{\theta}_{CP,i1} = \hat{\theta}_p - L_i, i = 1, 2$ ,

与 SSS 所在 OFDM 符号 CP 的起始位置  $\hat{\theta}_{CP,i2} = \hat{\theta}_p - L_i - N, i = 1, 2;$

S32. 分别计算第  $i$  种 CP 模式下, PSS 信号所在 OFDM 符号 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的归一化相关值

$$M_{i1} = \frac{|R_{i1}|}{P_{i1}}, \quad i = 1, 2, \text{公式 (21)}$$

其中,

$$R_{i1} = \sum_{k=0}^{L_i-1} r^*(k + \hat{\theta}_{CP,i1}) r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i1}), i = 1, 2, \text{公式 (31)}$$

$$P_{i1} = \sum_{k=0}^{L_i-1} |r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i1})|^2, \quad i = 1, 2, \text{公式 (41)}$$

$R_{i1}$  表示在第  $i$  种 CP 模式下, PSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的相关值,  $P_{i1}$  表示 OFDM 符号在第  $i$  种 CP 模式下的能量,  $N$  表示 OFDM 符号长度。

S33. 分别计算第  $i$  种 CP 模式下, SSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的归一化相关值,

$$M_{i2} = \frac{|R_{i2}|}{P_{i2}}, \quad i = 1, 2, \text{公式 (22)}$$

其中,

$$R_{i2} = \sum_{k=0}^{L_i-1} r^*(k + \hat{\theta}_{CP,i2}) r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i2}), i = 1, 2, \text{公式 (32)}$$

$$P_{i2} = \sum_{k=0}^{L_i-1} |r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i2})|^2, \quad i = 1, 2, \text{公式 (42)}$$

$R_{i2}$  表示在第  $i$  种 CP 模式下, SSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的相关值,  $P_{i2}$  表示 OFDM 符号在第  $i$  种 CP 模式下的能量,  $N$  表示 OFDM 符号长度;

计算 PSS 信号与 SSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 归一化相关值的均值, 即

$$M_i = \frac{1}{2} \times \sum_{k=1}^2 M_{ik}, \quad i = 1, 2;$$

S34. 通过预设规则获取 CP 长度, 预设规则如下:

$$\hat{L}_{CP} = \begin{cases} 144, & M_1 \geq M_2 \\ 512, & M_1 < M_2 \end{cases} \text{公式 (5)}$$

S35. 公式 (31) 最大相关值的相角并除以  $2\pi$ , 得到小数倍频偏估计  $\hat{\varepsilon}_F$ , 即

$$\hat{\varepsilon}_F = -\frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \max \{ R_{i1} \} \right\}$$

S36. 对接收信号做小数倍频偏补偿, 即  $r'(k) = r(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} k \hat{\varepsilon}_F}$ ;

S37. 在频率中心( $62 + N_{\varepsilon_F}$ )个子载波范围内, 计算频域 PSS 信号与接收频域信号的滑动相关值, 即

$$\Lambda(\gamma) = \sum_{n=-31}^{31} (S_{PSS}^{(N_{\varepsilon_F}^{(2)})}(n))^* \left[ \sum_{k=-N/2}^{-1} r'(k + \frac{N}{2} + \hat{\theta}_p) e^{-j \frac{2\pi}{N} (n+\gamma) k} + \sum_{k=1}^{N/2} r'(n + \frac{N}{2} + \hat{\theta}_p - 1) e^{-j \frac{2\pi}{N} (n+\gamma) k} \right] \text{公 式 (6)}$$

其中,  $\gamma = -N_{\varepsilon_1}, \dots, N_{\varepsilon_l}$ ,  $N_{\varepsilon_i}$  是最大归一化载波频偏并根据收发两端的晶振误差和信道最大多普勒频移进行预设,  $S_{PSS}^{(\hat{N}_{ID}^{(2)})}(n)$  表示物理层小区组内 ID  $\hat{N}_{ID}^{(2)}$  的主同步信号的序列;

S38. 通过公式 (6) 最大相关值的索引  $\hat{\varepsilon}_I = \arg \max_{\gamma} \{\Lambda(\gamma)\}$ , 估计出整数倍载波频偏  $\hat{\varepsilon}_I$ ;

S39. 做整数倍频偏补偿,  $\rho_{(k)} = r'(k)e^{-j\frac{2\pi}{N}k\hat{\varepsilon}_I}$ , 至此, 用户终端接收信号  $\rho_{(k)}$  与基站设备取得频率同步。

8. 根据权利要求 6 或 7 所述的小区搜索方法, 其特征在于, 所述步骤 S4 具体包括如下分步骤:

S41. 利用接收到的 PSS 频域信号  $R_{PSS}(n)$  和本地频域 PSS 信号  $S_{PSS}(n)$ , 估计最小平方准则下 PSS 信道频率响应, 即

$$\hat{H}_{LS} = R_{PSS}(n) / S_{PSS}(n);$$

S42. 预设一个 L-1 阶的线性相位低通滤波器, 滤波器群延迟  $g = \left\lceil \frac{L}{2} \right\rceil$ ;

S43. 记  $\hat{H}_{LS}$  为  $1 \times M$  向量, 按照如下规则构造新的  $1 \times (M+2g)$  向量  $\hat{H}'_{LS}$ ,

$$\hat{H}'_{LS} = \begin{pmatrix} \hat{H}_{14}, 2, \hat{H}_1, \hat{H}_2, \dots, \hat{H}_M, \hat{H}_{14}, 2, \hat{H}_3 \\ g \end{pmatrix},$$

将  $\hat{H}'_{LS}$  通过步骤 S42 中预设的低通滤波器, 做频域滤波抑制时域噪声, 滤波器输出记为

$$\hat{H}_{LS}^0 = \begin{pmatrix} \hat{H}_{14}^0, 2^0, \hat{H}_1^0, \hat{H}_{g+1}^0, \dots, \hat{H}_{g+M}^0, \hat{H}_{14}^0, 2^0, \hat{H}_3^0 \\ g \end{pmatrix};$$

S44. 按照如下规则截短  $\hat{H}_{LS}^0$  获取新的  $1 \times M$  向量  $\hat{H}_{PSS}$  作为 PSS 的信道传输函数,

$$\hat{H}_{PSS} = \begin{cases} (\hat{H}_L^0, \hat{H}_{L+1}^0, \dots, \hat{H}_{2g+M}^0), & L \text{ 是偶数} \\ (\hat{H}_{L+1}^0, \hat{H}_{L+2}^0, \dots, \hat{H}_{2g+M}^0), & L \text{ 是奇数} \end{cases}$$

对接收到的频域 SSS 信号  $R_{SSS}(n)$  做如下补偿, 得到  $\hat{R}_{SSS}(n) = R_{SSS}(n) / \hat{H}_{PSS}(n)$ ;

S45.  $m$  在  $[0, 30]$  遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的偶数序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n)$ ;

S46. 取步骤 S44 中补偿后的 SSS 信号  $\hat{R}_{SSS}(n)$  偶数下标组成序列  $\hat{R}_{SSS}(2n)$ , 计算序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n)$

与  $\hat{R}_{SSS}(2n)$  相关值, 并记最大相关值的位置  $m_{01} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left\{ \sum_{n=0}^{30} \hat{R}_{SSS}^*(2n) S_{SSS}^{(m)}(2n) \right\}$ ;

S47.  $m$  在  $[0, 30]$  遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的奇数序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n+1)$ ;

S48. 取步骤 S44 补偿后的 SSS 信号  $\hat{R}_{SSS}(n)$  奇数下标组成序列  $\hat{R}_{SSS}(2n+1)$ , 计算序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n+1)$  与  $\hat{R}_{SSS}(2n+1)$  相关值, 并记最大相关值的位置  $m_{10}$ :

$$m_{10} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left\{ \sum_{n=0}^{30} \hat{R}_{SSS}^*(2n+1) S_{SSS}^{(m)}(2n+1) \right\};$$

S49. 根据预设规则, 获取 SSS 信号所在子帧号和小区组 ID  $\hat{N}_{ID}^{(1)}$ , 预设规则如下:  $m_0 = \min(m_{01}, m_{10})$ ,  $m_1 = \max(m_{01}, m_{10})$ , 令  $d = |m_{01} - m_{10}|$ , 物理层小区组

$$\text{ID } \hat{N}_{\text{ID}}^{(1)} = \begin{cases} m_0, & d = 1 \\ m_0 + 30, & d = 2 \\ m_0 + 59, & d = 3 \\ m_0 + 87, & d = 4 \\ m_0 + 114, & d = 5 \\ m_0 + 140, & d = 6 \\ m_0 + 165, & d = 7 \end{cases}$$

若  $m_{01} < m_{10}$ , 则 SSS 信号所在的子帧号为 0 ;否则为 5, 至此, 用户终端与基站设备取得 10ms 时间同步。

9. 根据权利要求 6 或 7 所述的小区搜索方法,其特征在于,所述步骤 S4 具体包括如下分步骤 :

S41' . 利用接收到的 PSS 频域信号  $R_{\text{PSS}}(n)$  和本地频域 PSS 信号  $S_{\text{PSS}}(n)$ , 估计最小平方准则下 PSS 信道频率响应,即

$$\hat{H}_{LS}(n) = R_{\text{PSS}}(n) / S_{\text{PSS}}(n);$$

S42' . 对接收到的频域 SSS 信号  $R_{\text{SSS}}(n)$  做如下补偿,得到  $\hat{R}_{\text{SSS}}(n) = R_{\text{SSS}}(n) / \hat{H}_{LS}(n)$ ;

S43' .  $m$  在  $[0, 30]$  遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的偶数序列  $S_{\text{SSS}}^{(m)}(2n)$ ;

S44' . 取步骤 S44 中补偿后的 SSS 信号  $\hat{R}_{\text{SSS}}(n)$  偶数下标组成序列  $\hat{R}_{\text{SSS}}(2n)$ ,计算序列  $S_{\text{SSS}}^{(m)}(2n)$  与  $\hat{R}_{\text{SSS}}(2n)$  相关值,并记最大相关值的位置  $m_{01}$  :

$$m_{01} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left\{ \sum_{n=0}^{30} \hat{R}_{\text{SSS}}^*(2n) S_{\text{SSS}}^{(m)}(2n) \right\};$$

S45' .  $m$  在  $[0, 30]$  遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的奇数序列  $S_{\text{SSS}}^{(m)}(2n+1)$ ;

S46' . 取步骤 S44 补偿后的 SSS 信号  $\hat{R}_{\text{SSS}}(n)$  奇数下标组成序列  $\hat{R}_{\text{SSS}}(2n+1)$ ,计算序列  $S_{\text{SSS}}^{(m)}(2n+1)$  与  $\hat{R}_{\text{SSS}}(2n+1)$  相关值,并记最大相关值的位置  $m_{10}$  :

$$m_{10} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left\{ \sum_{n=0}^{30} \hat{R}_{\text{SSS}}^*(2n+1) S_{\text{SSS}}^{(m)}(2n+1) \right\};$$

S47' . 根据预设规则, 获取 SSS 信号所在子帧号和小区组 ID  $\hat{N}_{\text{ID}}^{(1)}$ , 预设规则如下 : $m_0 = \min(m_{01}, m_{10})$ ,  $m_1 = \max(m_{01}, m_{10})$ , 令  $d = |m_{01} - m_{10}|$ , 物理层小区组

$$\text{ID } \hat{N}_{\text{ID}}^{(1)} = \begin{cases} m_0, & d = 1 \\ m_0 + 30, & d = 2 \\ m_0 + 59, & d = 3 \\ m_0 + 87, & d = 4 \\ m_0 + 114, & d = 5 \\ m_0 + 140, & d = 6 \\ m_0 + 165, & d = 7 \end{cases}$$

若  $m_{01} < m_{10}$ , 则 SSS 信号所在的子帧号为 0 ;否则为 5, 至此, 用户终端与基站设备取得 10ms 时间同步。

10. 根据权利要求 8 所述的小区搜索方法,其特征在于,步骤 S42 中所述的低通滤波器通带截止频率  $w_p = t_{\max} \times \Delta f$ , 其中  $t_{\max}$  为信道的最大延迟扩展,  $\Delta f$  为子载波间隔, 阻带截止频率  $w_s = 5w_p$ 。

## 一种 LTE 系统中小区搜索方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于移动通信技术领域,特别涉及一种小区搜索方法。

### 背景技术

[0002] 长期演进技术 (LTE, Long Term Evolution) 是第三代合作伙伴计划 (3GPP, The 3rd Generation Partnership Project) 制定的移动通信系统标准, 使用正交频分复用 (OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 的射频接收技术, 以及 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 的分集天线技术, 同时支持频分双工 (FDD, Frequency Division Duplexing) 和时分双工 (TDD, Time Division Duplexing)。

[0003] LTE 系统中, 小区搜索是一个非常关键的环节。因为它是用户终端 (UE, User Equipment) 与基站建立通信链路的前提。无论用户终端是在开机后接入小区, 还是在通信过程中进行小区切换, 都需要依靠小区搜索过程与基站建立连接。小区搜索是让用户终端和小区取得时间和频率同步, 并检测小区标识 (ID, Identity) 的过程。小区搜索通过若干下行信道实现, 包括同步信道 (SCH, Synchronization Channel)、广播信道 (BCH, Broadcast Channel) 和下行参考信号 (RS, Reference Signal)。SCH 又分为主同步信道 (PSCH, the Primary Synchronization Channel) 和辅同步信道 (SSCH, the Secondary Synchronization Channel)。PSCH 和 SSCH 是纯粹的物理层信道, 只用于同步和小区搜索, 因此称为“主同步信号” (PSS) 和“辅同步信号” (SSS)。

[0004] 小区搜索过程通常包含下列两个步骤: 检测 PSS, 用于获得 5ms 时钟, 并获得小区 ID 组内的具体小区 ID; 检测 SSS, 用于获得 10ms 无线帧时钟、小区 ID 组。

[0005] 在 LTE 系统中无线帧长度为 10ms, 1 个无线帧包含 10 个子帧、20 个时隙。一个下行时隙又分为若干个 OFDM 符号, 根据 CP (Cyclic Prefix) 长度的不同, 包含 OFDM 符号的数量也不同。当使用常规 CP 时, 一个下行时隙包含 7 个 OFDM 符号; 当使用扩展 CP 时, 一个下行时隙包含 6 个 OFDM 符号。在 20MHz 系统带宽配置下, 一个 OFDM 符号的长度  $N = 2048$  (不含 CP), 子载波频率间隔为 15KHz。

[0006] LTE 协议规定, 小区搜索过程使用下列两种同步信号: 主同步信号和辅同步信号。

主同步信号的序列  $S_{PSS}^{(u_j)}(n)$  由频域 Zadoff-Chu 序列生成, 即

$$[0007] S_{PSS}^{(u_j)}(n) = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi u_j(n+1)(n+2)}{63}}, & n = 0, 1, \dots, 30, \\ e^{-j\frac{\pi u_j n(n+1)}{63}}, & n = 31, 32, \dots, 61, \end{cases}$$

[0008] 其中, Zadoff-Chu 序列根序号  $u_j$  ( $j = 0, 1, 2$ ) 与物理层小区组内 ID  $N_{ID}^{(2)}$  一一对应, 当  $N_{ID}^{(2)} = 0, 1, 2$  时,  $u_j$  分别为 25, 29, 34。PSS 信号长度为 62 (DC 子载波空出不用), PSS 信号占用系统带宽的中央 1.08MHz, ZC 序列映射到中央 62 个子载波上, 左右各 5 个空闲子载波用于提供干扰保护。

[0009] 辅同步信号由两个长为 31 个二进制 M 序列交织形成的, 并用主同步信号对其进行

加扰。

[0010]

$$S_{SSS}(2n) = \begin{cases} s_0^{(m_0)}(n)c_0(n) & \text{在子帧0中} \\ s_1^{(m_1)}(n)c_0(n) & \text{在子帧5中} \end{cases}$$

[0011]

$$S_{SSS}(2n+1) = \begin{cases} s_1^{(m_1)}(n)c_1(n)z_1^{(m_0)}(n) & \text{在子帧0中} \\ s_0^{(m_0)}(n)c_1(n)z_1^{(m_1)}(n) & \text{在子帧5中} \end{cases}$$

[0012] 其中,  $s_0$  和  $s_1$  是 M 序列,  $c_0$ ,  $c_1$  和  $z_1$  为加扰序列, 参数  $m_0$  和  $m_1$  由物理层小区 ID 组  $N_{ID}^{(0)}$  唯一确定。

[0013] 对于 PSS 和 SSS 信号的复用方式, LTE 规定, 在 FDD 模式下, PSS 信号映射到时隙 1 和时隙 11 的最后一个 OFDM 符号, 将 SSS 映射到 PSS 的前一个符号。在 TDD 模式下, PSS 信号映射到时隙 2 和时隙 12 的第三个 OFDM 符号, 将 SSS 映射到时隙 1 和时隙 11 的最后一个符号上。

[0014] 图 1 示出了本发明中 LTE 系统拓扑图。所述无线通信系统包括:基站设备 1 以及用户终端 21、用户终端 22、……用户终端 2K。其中,各用户终端设备可以是任何一种能以无线方式和基站通信的移动电子设备,包括但不限于:手机、PDA、车载台等;基站设备 1 包括但不限于;基站或 eNodeB、网络控制器等,各用户终端设备和基站设备可采用频分双工模式或者时分双工收发信息。

[0015] 现有的小区搜索方法中,需要在首先利用盲 CP 检测获取频率同步的情况下,在频域检测 PSS 信号以获取小区 ID 组内的具体小区 ID。采用非相干相关的方法,检测 SSS, 获得 10ms 无线帧时钟、小区 ID 组。在 LTE 系统中,利用盲 CP 检测获取频率同步的复杂度较高,载波频偏估计检测性能较差,特别是在多播信道和单播信道复用的情况下,盲 CP 检测性能更差,因此 PSS 正确检测概率低。非相干相关检测 SSS 的方法由于没有考虑信道环境的变化,在信道处于低多普勒频移的情况下,检测概率没有任何改善。

[0016] 此外,也有在时域上通过本地 PSS 信号与接收信号做滑动相关的方法,检测 PSS 以获取小区 ID 组内的具体小区 ID。由于未获得系统时间同步,因此该方法时域滑动相关运算复杂度很高,同时该方法受载波频偏影响很大, PSS 正确检测概率较低。

## 发明内容

[0017] 本发明的目的是为了解决现有的 LTE 系统中小区搜索方法存在的问题,提出了一种 LTE 系统中小区搜索方法。

[0018] 本发明的技术方案是:一种 LTE 系统中小区搜索方法,包括如下步骤:

[0019] S1. 用户终端通过低通滤波器获取 PSS 信号频带内的接收信号;

[0020] S2. 利用步骤 S1 得到的接收信号检测 PSS 信号, 获取 5ms 时间同步和物理层小区组内 ID;

[0021] S3. 利用步骤 S1 得到的接收信号检测 CP 长度, 获取频率同步, 并对接收信号进行补偿;

[0022] S4. 利用步骤 S3 补偿后的信号检测 SSS 信号, 获取 10ms 时间同步和物理层小区组 ID。

[0023] 本发明的有益效果：本发明的小区搜索方法在检测主同步信号、辅同步信号、循环前缀以及物理层小区标识的同时，让用户终端和小区取得时间和频率同步。本发明的方法对主同步信号、辅同步信号和循环前缀有较高的正确检测概率，并且在主同步信号检测中采用滤波和 M 倍下采样技术，使得运算复杂度降低为原来的 1/M。

## 附图说明

- [0024] 图 1 为本发明中 LTE 系统拓扑图。
- [0025] 图 2 为本发明 LTE 系统中小区搜索方法的流程示意图。
- [0026] 图 3 为本发明的 PSS 信号与小区组内 ID 检测流程示意图。
- [0027] 图 4 为本发明的 CP 检测与频率同步流程示意图。
- [0028] 图 5 为本发明的 SSS 相干相关检测与小区组 ID 检测的流程示意图。
- [0029] 图 6 为本发明的 SSS 非相干相关检测与小区组 ID 检测的流程示意图。
- [0030] 图 7 本发明的方法对 PSS 和 CP 正确检测的概率示意图。
- [0031] 图 8 本发明的方法在 TDD 系统下 SSS 检测概率示意图。
- [0032] 图 9 本发明的方法在 FDD 系统下 SSS 检测概率示意图。

## 具体实施方式

- [0033] 下面结合附图和具体的实施例对本发明作进一步的阐述。
- [0034] 图 2 示出了本发明在 LTE 系统的进行小区搜索方法的流程图，具体如下：
- [0035] S1. 用户终端通过低通滤波器获取 PSS 信号频带内的接收信号  $r(k)$ ，低通滤波器的截止频率为 0.465MHz，即 PSS 占用子载波数目与子载波间隔乘积的一半。
- [0036] 本领域技术人员应该理解，上述低通滤波器的截止频率 0.465MHz 仅仅只是列示，而非用于限制本发明，事实上，低通滤波器的截止频率根据实际子载波间隔和 PSS 占用子载波数目选取其它不同值。
- [0037] S2. 利用步骤 S1 得到的接收信号检测 PSS 信号，获取 5ms 时间同步和物理层小区组内 ID  $N_{ID}^{(2)}$ ；其分步骤如图 3 所示。具体如下：
- [0038] S21. 产生三组时域 PSS 序列，并进行下采样和分段；
- [0039] S22. 对接收信号进行下采样和分段；
- [0040] S23. 计算滑动相关，获取最大相关值的索引，取得 5ms 时间同步；
- [0041] S24. 获取中最大相关值所在的组序号，确定物理层小区 ID。
- [0042] 在步骤 S21 中，根据预设的物理层小区组内 ID  $N_{ID}^{(2)}$  与 Zadoff-Chu 根序号  $u$  的对应关系，产生三组时域 PSS 序列  $s_{PSS}^{(u_j)}(k)$ ：

$$[0043] s_{PSS}^{(u_j)}(k) = \frac{1}{N} \sum_{n=-N/2}^{-1} S_{PSS}^{(u_j)}\left(n + \frac{N}{2}\right) e^{j \frac{2\pi}{N} kn} + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^{N/2} S_{PSS}^{(u_j)}\left(n + \frac{N}{2} - 1\right) e^{j \frac{2\pi}{N} kn}, j = 0, 1, 2,$$

- [0044] 其中，N 表示 IFFT 点数。

- [0045] 按预设的下采样倍数  $M = \frac{N}{N_{min}}$  和分段段数  $M_p$  对信号  $s_{PSS}^{(u_j)}(k)$  进行下采样和分段。作为一种优选方式，所述  $N_{min} = 64$ ，分段段数  $M_p = 2$ 。

[0046] 在步骤 S22 中, 按预设的下采样倍数  $M = \frac{N}{N_{\min}}$  和分段段数  $M_p$  对接收信号  $r(k)$  进行下采样和分段。作为另一种优选方式, 所述  $N_{\min} = 64$ , 分段段数  $M_p = 2$ 。

[0047] 在步骤 S23 中, 计算经过下采样和分段处理后  $s_{PSS}^{(u_j)}(k)$  与  $r(k)$  的分段相关值, 得到三组相关集,

$$[0048] C_j(\theta) = \sum_{i=0}^{M_p-1} \left| \sum_{k=0}^{N_{\min}/M_p-1} r(kM + \theta + \frac{N_{\min}}{M_p} i) \left[ s_{PSS}^{(u_j)}(kM + \frac{N_{\min}}{M_p} i)) \right]^* \right|^2, j = 0, 1, 2, \text{公式 (1)}$$

[0049] 并获取最大相关值的索引  $\hat{\theta}_p = \arg \max_{\theta} \{C_j(\theta)\}$ , 得到 PSS 信号起始位置的估计值  $\hat{\theta}_p$ , 进而获取到时间同步;

[0050] 在步骤 S24 中, 获取公式 (1) 中最大相关值所在的组序号  $j$  确定物理层小区组内 ID  $\hat{N}_{ID}^{(2)}$ , 即  $\hat{N}_{ID}^{(2)} = \arg \max_j \{C_j(\theta)\}$ 。

[0051] S3. 利用步骤 S1 得到的接收信号检测 CP 长度, 获取频率同步, 并对接收信号进行补偿; 具体包含下列分步骤, 具体如图 4 所示, 具体包括如下分步骤:

[0052] S31. 获取预设 CP 模式下 CP 的起始位置;

[0053] S32. 计算每种 CP 模式下, PSS 信号所在符号的 CP 的归一化相关值;

[0054] S33. 计算每种 CP 模式下, SSS 信号所在符号的 CP 的归一化相关值;

[0055] S34. 通过预设规则获取 CP 长度;

[0056] S35. 小数倍频偏估计;

[0057] S36. 小数倍频偏补偿;

[0058] S37. 在预设范围内, 计算频域 PSS 与接收 PSS 的滑动相关;

[0059] S38. 根据所述滑动相关值, 做整数倍频偏估计;

[0060] S39. 整数倍频偏补偿, 完成频率同步。

[0061] 在步骤 S31 中, 按照预设两种的 CP 长度, 即第一种常规 CP, 长度为  $L_1 = 144$  和第二种扩展 CP, 长度为  $L_2 = 512$ , 获取第  $i$  种 CP 模式下 PSS 所在 OFDM 符号 CP 的起始位置  $\hat{\theta}_{CP,i1} = \hat{\theta}_p - L_i, i = 1, 2$ , 与 SSS 所在 OFDM 符号 CP 的起始位置  $\hat{\theta}_{CP,i2} = \hat{\theta}_p - L_i - N, i = 1, 2$ 。

[0062] 在步骤 S32 中, 分别计算第  $i$  种 CP 模式下, PSS 信号所在 OFDM 符号 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的归一化相关值

$$[0063] M_{i1} = \frac{|R_{i1}|}{P_{i1}}, \quad i = 1, 2, \text{公式 (21)}$$

[0064] 其中,

$$[0065] R_{i1} = \sum_{k=0}^{L_i-1} r^*(k + \hat{\theta}_{CP,i1}) r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i1}), i = 1, 2, \text{公式 (31)}$$

$$[0066] P_{i1} = \sum_{k=0}^{L_i-1} |r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i1})|^2, \quad i = 1, 2, \text{公式 (41)}$$

[0067]  $R_{i1}$  表示在第  $i$  种 CP 模式下, PSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的相关值,  $P_{i1}$  表示 OFDM 符号在第  $i$  种 CP 模式下的能量,  $N$  表示 OFDM 符号长度。

[0068] 在步骤 S33 中, 对于 FDD 系统, 分别计算第  $i$  种 CP 模式下, SSS 信号所在 OFDM 符

号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的归一化相关值,

$$[0069] M_{i2} = \frac{|R_{i2}|}{P_{i2}}, \quad i=1,2, \text{公式 (22)}$$

[0070] 其中,

$$[0071] R_{i2} = \sum_{k=0}^{L_i-1} r^*(k + \hat{\theta}_{CP,i2}) r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i2}), \quad i=1,2, \text{公式 (32)}$$

$$[0072] P_{i2} = \sum_{k=0}^{L_i-1} |r(k + N + \hat{\theta}_{CP,i2})|^2, \quad i=1,2, \text{公式 (42)}$$

[0073]  $R_{i2}$  表示在第  $i$  种 CP 模式下, SSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的相关值,  $P_{i2}$  表示 OFDM 符号在第  $i$  种 CP 模式下的能量,  $N$  表示 OFDM 符号长度。

[0074] 计算 PSS 信号与 SSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 归一化相关值的均值, 即  $M_i = \frac{1}{2} \times \sum_{k=1}^2 M_{ik}$ ,  $i = 1, 2$ , 以进一步降低噪声干扰。

[0075] 对于 TDD 系统, 不需要计算 SSS 信号所在 OFDM 符号的 CP 与该 OFDM 符号内 CP 复制部分的归一化相关值, 即  $M_{i2} = 0$ , 则  $M_i = M_{i1}$ 。

[0076] 在步骤 S34 中, 通过预设规则获取 CP 长度, 预设规则如下:

$$[0077] \hat{L}_{CP} = \begin{cases} 144, & M_1 \geq M_2 \\ 512, & M_1 < M_2 \end{cases} \text{公式 (5)}$$

[0078] 在步骤 S35 中, 取公式 (31) 最大相关值的相角并除以  $2\pi$ , 得到小数倍频偏估计  $\hat{\varepsilon}_F$ , 即

$$[0079] \hat{\varepsilon}_F = -\frac{1}{2\pi} \angle \left\{ \max \{R_{i1}\} \right\}$$

[0080] 在步骤 S36 中, 对接收信号做小数倍频偏补偿, 即  $r'(k) = r(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} k \hat{\varepsilon}_F}$ ;

[0081] 在步骤 S37 中, 在频率中心( $62+N_{\varepsilon_f}$ )个子载波范围内, 计算频域 PSS 信号与接收频域信号的滑动相关值, 即

$$[0082] \Lambda(\gamma) = \sum_{n=-31}^{31} [S_{PSS}^{(\hat{N}_ID^{(2)})}(n)]^* \left[ \sum_{k=-N/2}^{-1} r'(k + \frac{N}{2} + \hat{\theta}_p) e^{-j \frac{2\pi}{N} (n+\gamma) k} + \sum_{k=1}^{N/2} r'(n + \frac{N}{2} + \hat{\theta}_p - 1) e^{-j \frac{2\pi}{N} (n+\gamma) k} \right]$$

公式 (6)

[0083] 其中,  $\gamma = -N_{\varepsilon_f}, \dots, N_{\varepsilon_f}$ ,  $N_{\varepsilon_f}$  是最大归一化载波频偏并根据收发两端的晶振误差和信道最大多普勒频移进行预设,  $S_{PSS}^{(\hat{N}_ID^{(2)})}(n)$  表示物理层小区组内 ID  $\hat{N}_ID^{(2)}$  的主同步信号的序列; 这里, “\*” 表示取共轭。

[0084] 在步骤 S38 中, 通过公式 (6) 最大相关值的索引  $\hat{\varepsilon}_I = \arg \max_{\gamma} \{\Lambda(\gamma)\}$ , 估计出整数倍载波频偏  $\hat{\varepsilon}_I$ ;

[0085] 在步骤 S39 中, 做整数倍频偏补偿,  $r(k) = r'(k) e^{-j \frac{2\pi}{N} k \hat{\varepsilon}_I}$ , 至此, 用户终端接收信号  $r(k)$  与基站设备取得频率同步。

[0086] S4. 利用步骤 S3 补偿后的信号检测 SSS 信号, 获取 10ms 时间同步和物理层小区组 ID。

[0087] 在步骤 S4 中, 用户终端根据信号  $\rho(k)$  检测 SSS 信号获取 10ms 时间同步和物理层小区组 ID  $N_{ID}^{(t)}$ 。此步骤中, 根据双工模式和信道多普勒频移大小, SSS 检测可以分为相干相关检测和非相干相关检测。相干相关检测方法包含步骤 S41-S49, 具体如图 5 所示, 适用于低多普勒频移环境和 FDD 模式。所述步骤 S4 具体包括如下分步骤:

- [0088] S41. 根据最小平方准则, 估计 PSS 信道频率响应;
- [0089] S42. 预设线性相位低通滤波器;
- [0090] S43. 按预设规则构造新的 PSS 信道频响并通过低通滤波器;
- [0091] S44. 截短滤波器输出, 对接收到的频域 SSS 信号做补偿;
- [0092] S45. 遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的偶数序列;
- [0093] S46. 计算所述偶数序列与补偿后 SSS 信号偶数序列的相关值;
- [0094] S47. 遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的奇数序列;
- [0095] S48. 计算所述奇数序列与补偿后 SSS 信号奇数序列的相关值;
- [0096] S49. 根据预设规则, 获取 SSS 信号所在子帧号和小区组 ID。
- [0097] 非相干相关检测方法包括步骤 S41' -S47' , 具体如图 6 所示, 适用于高多普勒频移环境和 TDD 模式。具体如下:
  - [0098] S41' . 根据最小平方准则, 估计 PSS 信道频率响应;
  - [0099] S42' . 对接收到的频域 SSS 信号做补偿;
  - [0100] S43' . 遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的偶数序列;
  - [0101] S44' . 计算所述偶数序列与补偿后 SSS 信号偶数序列的相关值;
  - [0102] S45' . 遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的奇数序列;
  - [0103] S46' . 计算所述奇数序列与补偿后 SSS 信号奇数序列的相关值;
  - [0104] S47' . 根据预设规则, 获取 SSS 信号所在子帧号和小区组 ID。
- [0105] 在步骤 S41 中, 由于 PSS 时频位置已知, 利用接收到的 PSS 频域信号  $R_{PSS}(n)$  和本地频域 PSS 信号  $S_{PSS}(n)$ , 估计最小平方 (LS) 准则下 PSS 信道频率响应, 即
- [0106]  $\hat{H}_{LS} = R_{PSS}(n) / S_{PSS}(n)$ 。
- [0107] 在步骤 S42 中, 预设一个 L-1 阶的线性相位低通滤波器, 滤波器群延迟  $g = \left\lceil \frac{L}{2} \right\rceil$ 。
- [0108] 作为一种优选方式, 低通滤波器通常截止频率  $w_p = t_{max} \times \Delta f$ , 其中  $t_{max}$  为信道的最大延迟扩展,  $\Delta f$  为子载波间隔, 阻带截止频率  $w_s = 5w_p$ 。
- [0109] 在步骤 S43 中, 记  $\hat{H}_{LS}$  为  $1 \times M$  向量, 按照如下规则构造新的  $1 \times (M+2g)$  向量  $\hat{H}'_{LS}$ ,
- [0110]

$$\hat{H}'_{LS} = \begin{pmatrix} \hat{H}_{14}, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g, \hat{H}_1, \hat{H}_2, \dots, \hat{H}_M, \hat{H}_{14}, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g \\ \hat{H}_{14}, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g, \hat{H}_1, \hat{H}_2, \dots, \hat{H}_M, \hat{H}_{14}, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g \end{pmatrix},$$

[0111] 将  $\hat{H}'_{LS}$  通过步骤 S42 中预设的低通滤波器, 做频域滤波抑制时域噪声, 滤波器输出记为  $\hat{H}_{LS}^0$ ,

[0112]

$$\hat{H}_{LS}^0 = \begin{pmatrix} \hat{H}_{14}^0, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g^0, \hat{H}_{g+1}^0, \dots, \hat{H}_{g+M}^0, \hat{H}_{14}^0, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g^0 \\ \hat{H}_{14}^0, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g^0, \hat{H}_{g+1}^0, \dots, \hat{H}_{g+M}^0, \hat{H}_{14}^0, 2^{\cdot} 4^{\cdot} 3^{\cdot} g^0 \end{pmatrix}$$

[0113] 在步骤 S44 中,按照如下规则截短  $\hat{H}_{LS}^0$  获取新的  $1 \times M$  向量  $\hat{H}_{PSS}$  作为 PSS 的信道传输函数,

[0114]

$$\hat{H}_{PSS} = \begin{cases} (\hat{H}_L^0, \hat{H}_{L+1}^0, \dots, \hat{H}_{2g+M}^0), & L \text{ 是偶数} \\ (\hat{H}_{L+1}^0, \hat{H}_{L+2}^0, \dots, \hat{H}_{2g+M}^0), & L \text{ 是奇数} \end{cases}$$

[0115] 对接收到的频域 SSS 信号  $R_{SSS}(n)$  做如下补偿,得到  $\hat{R}_{SSS}(n) = R_{SSS}(n) / \hat{H}_{PSS}(n)$ 。

[0116] 在步骤 S45 中,  $m$  在  $[0, 30]$  遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的偶数序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n)$ 。

[0117] 在步骤 S46 中,取步骤 S44 中补偿后的 SSS 信号  $\hat{R}_{SSS}(n)$  偶数下标组成序列  $\hat{R}_{SSS}(2n)$ ,计算序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n)$  与  $\hat{R}_{SSS}(2n)$  相关值,并记最大相关值的位置  $m_{01}$ :

$$[0118] m_{01} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left\{ \sum_{n=0}^{30} \hat{R}_{SSS}^*(2n) S_{SSS}^{(m)}(2n) \right\}.$$

[0119] 在步骤 S47 中,  $m$  在  $[0, 30]$  遍历产生 31 组 SSS 信号在子帧 0 中的奇数序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n+1)$ 。

[0120] 在步骤 S48 中,取步骤 S44 补偿后的 SSS 信号  $\hat{R}_{SSS}(n)$  奇数下标组成序列  $\hat{R}_{SSS}(2n+1)$ ,计算序列  $S_{SSS}^{(m)}(2n+1)$  与  $\hat{R}_{SSS}(2n+1)$  相关值,并记最大相关值的位置  $m_{10}$ :

$$[0121] m_{10} = \arg \max_{m \in [0, 30]} \left\{ \sum_{n=0}^{30} \hat{R}_{SSS}^*(2n+1) S_{SSS}^{(m)}(2n+1) \right\}$$

[0122] 在步骤 S49 中,根据预设规则,获取 SSS 信号所在子帧号和小区组 ID  $\hat{N}_{ID}^{(1)}$ 。预设规则如下:  $m_0 = \min(m_{01}, m_{10})$ ,  $m_1 = \max(m_{01}, m_{10})$ 。令  $d = |m_{01}-m_{10}|$ ,物理层小区组

$$[0123] ID \hat{N}_{ID}^{(1)} = \begin{cases} m_0, & d = 1 \\ m_0 + 30, & d = 2 \\ m_0 + 59, & d = 3 \\ m_0 + 87, & d = 4 \\ m_0 + 114, & d = 5 \\ m_0 + 140, & d = 6 \\ m_0 + 165, & d = 7 \end{cases}$$

[0124] 若  $m_{01} < m_{10}$ ,则 SSS 信号所在的子帧号为 0;否则为 5。至此,用户终端与基站设备取得 10ms 时间同步。

[0125] 在步骤 S41' 中,由于 PSS 时频位置已知,利用接收到的 PSS 频域信号  $R_{PSS}(n)$  和本地频域 PSS 信号  $S_{PSS}(n)$ ,估计最小平方准则下 PSS 信道频率响应,即

$$[0126] \hat{H}_{LS}(n) = R_{PSS}(n) / S_{PSS}(n).$$

[0127] 在步骤 S42' 中,对接收到的频域 SSS 信号  $R_{SSS}(n)$  做如下补偿,得到  $\hat{R}_{SSS}(n) = R_{SSS}(n) / \hat{H}_{LS}(n)$ 。

[0128] 步骤 S43' -S47' 与步骤 S45-S49 内容一致。

[0129] 用户终端根据物理层小区组内 ID  $\hat{N}_{ID}^{(2)}$  和物理层小区组 ID  $\hat{N}_{ID}^{(1)}$  获取小区 ID  $N_{ID}^{cell}$ ,即  $N_{ID}^{cell} = 3\hat{N}_{ID}^{(1)} + \hat{N}_{ID}^{(2)}$ ,完成物理层小区 ID 检测。

[0130] 下面通过仿真来说明本发明技术方案的有益效果。具体仿真环境如下:LTE

系统带宽 20MHz, 载波频率 2.6GHz, FFT 大小 2048 点, 子载波间隔 15kHz, 系统采样频率 30.72MHz, 晶振偏差 10ppm, 信道模型为扩展典型城市模型 (ETU, Extended Typical Urban)。

[0131] 图 7 展示了本发明的方法对 PSS 和 CP 正确检测的概率, 可以看到, PSS 的检测概率达到 98% 以上, 并且对噪声有很强的鲁棒性。在信噪比大于 -2dB 时, CP 正确检测也超过 95%。

[0132] 图 8 展示了本发明的方法在 TDD 系统时对 SSS 正确检测的概率。由图 8 可知, 在信噪比小于 0dB 的情况下, 非相干方法 (S41' - S47') 正确检测 SSS 的性能优于相干方法。当信噪比大于 0dB 的情况下, 相干方法 (S41-S49) 正确检测 SSS 的性能优于非相干方法。非相干方法能有效对抗信道中多普勒的影响, 在信噪比大于 0dB 时检测概率大于 90%。相干方法在低多普勒的情况下, 在信噪比大于 0dB 时检测概率大于 90%, 高多普勒的情况下, 检测概率超过 80%。

[0133] 图 9 展示了本发明的方法在 FDD 系统时对 SSS 正确检测的概率。由图 9 可知, 信噪比小于 0dB 的情况下, 非相干方法正确检测 SSS 的性能优于相干方法。当信噪比大于 0dB 的情况下, 相干方法正确检测 SSS 的性能优于非相干方法。非相干方法能有效对抗信道中多普勒的影响, 在信噪比大于 0dB 时检测概率大于 90%。相干方法在低多普勒的情况下, 在信噪比大于 0dB 时检测概率大于 90%, 高多普勒的情况下, 检测概率超过 86%。可以看出, 本发明的本技术方案具有较高的物理层小区标识检测概率。

[0134] 本发明的方法在 PSS 检测中采用 M 倍下采样技术, 使得运算复杂度降低为原来的 1/M。因此, 本发明的技术方案具有较低的运算复杂度。

[0135] 本领域的普通技术人员将会意识到, 这里所述的实施例是为了帮助读者理解本发明的原理, 应被理解为本发明的保护范围并不局限于这样的特别陈述和实施例。本领域的普通技术人员可以根据本发明公开的这些技术启示做出各种不脱离本发明实质的其它各种具体变形和组合, 这些变形和组合仍然在本发明的保护范围内。

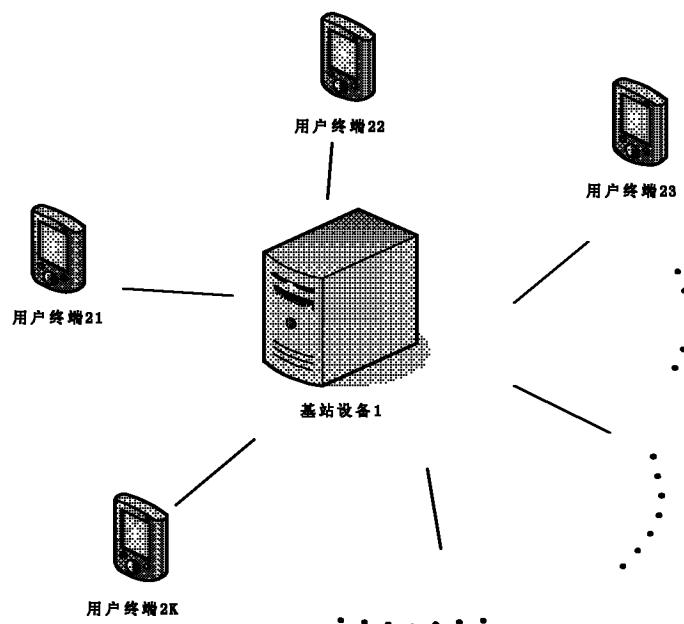


图 1

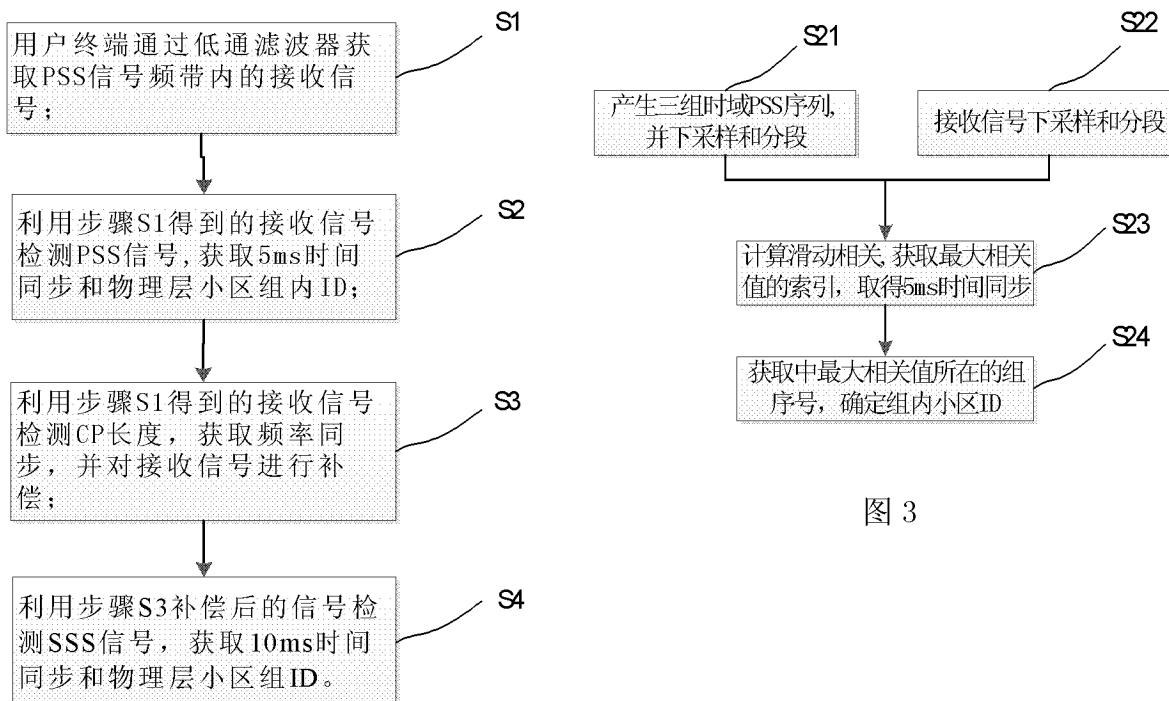


图 2

图 3

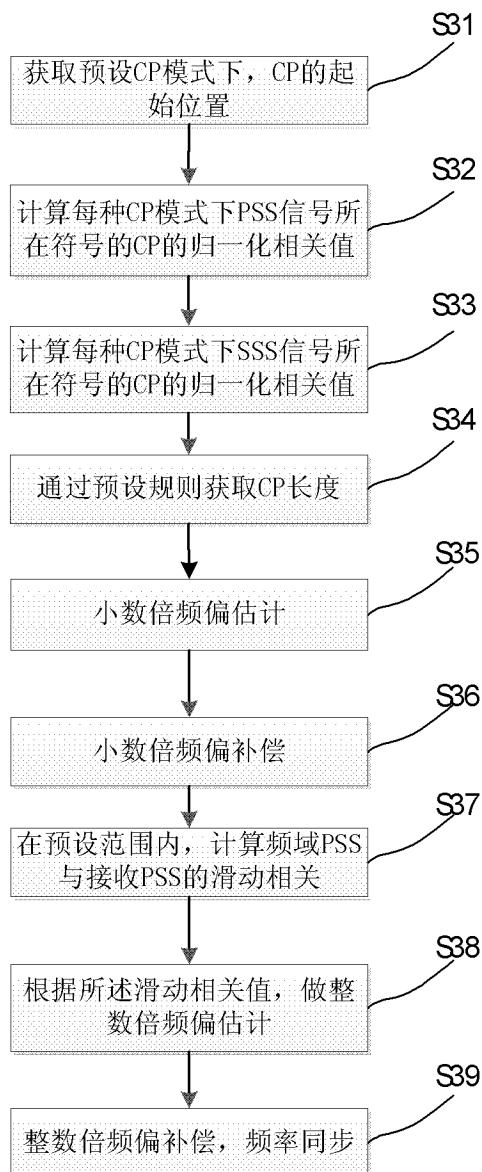


图 4

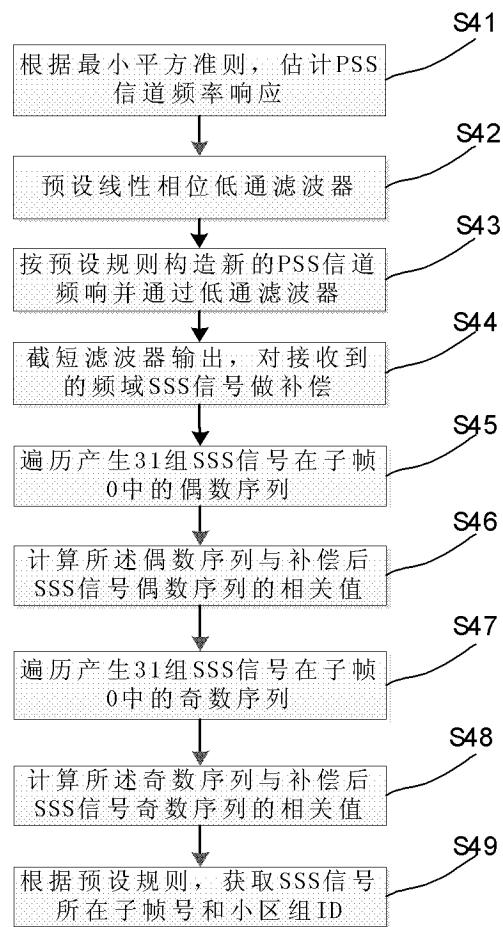


图 5

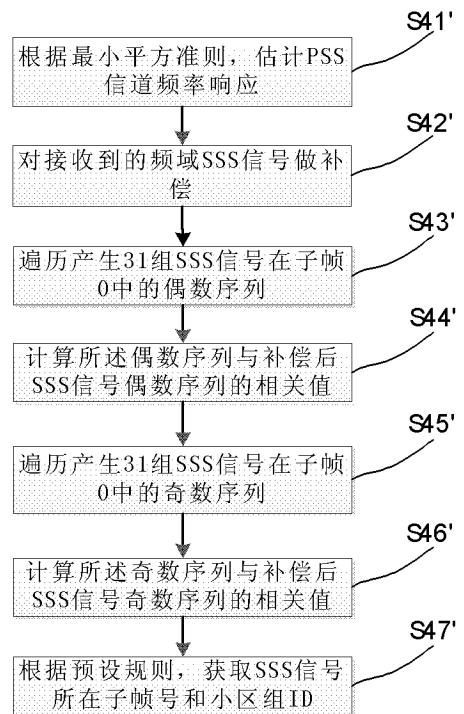


图 6

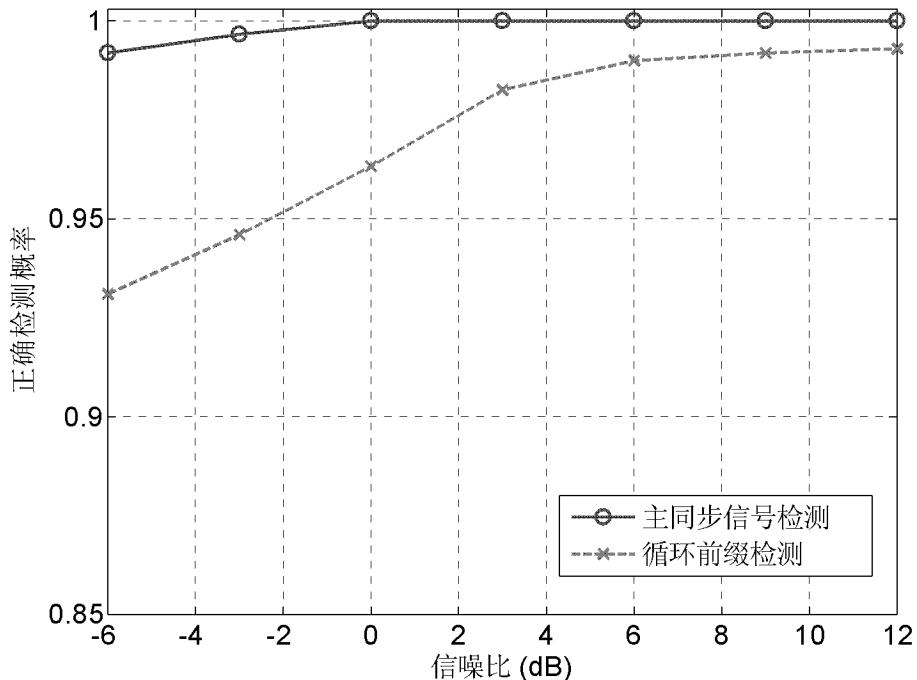


图 7

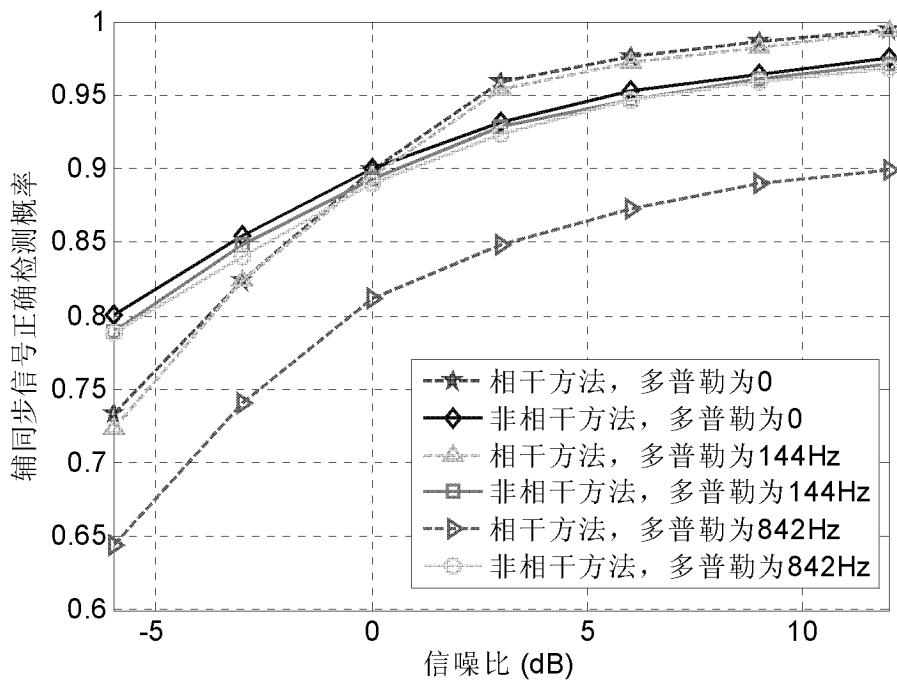


图 8

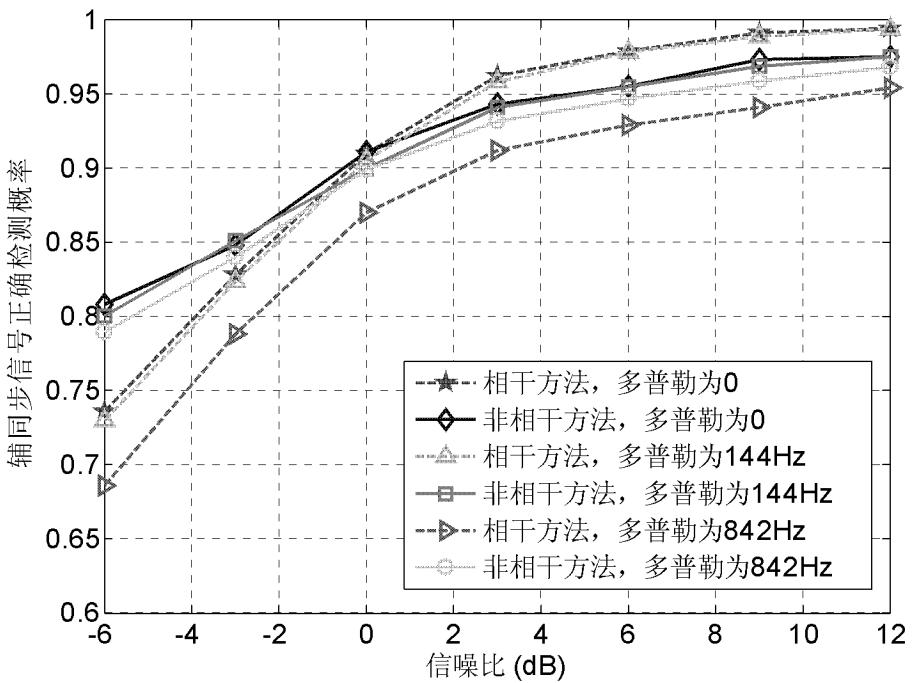


图 9