

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03149619.9

H04J 15/00 (2006.01)

H04Q 7/20 (2006.01)

H04Q 7/32 (2006.01)

H04B 7/26 (2006.01)

H04B 1/69 (2006.01)

[45] 授权公告日 2006年6月14日

[11] 授权公告号 CN 1259785C

[22] 申请日 2003.8.4 [21] 申请号 03149619.9

[71] 专利权人 大唐移动通信设备有限公司

地址 100083 北京市海淀区学院路40号

[72] 发明人 乔元新

审查员 崔磊

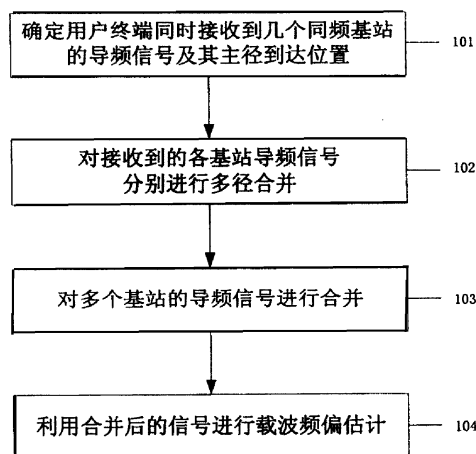
权利要求书4页 说明书14页 附图3页

[54] 发明名称

获取时分同步 CDMA (TD - SCDMA) 用户终端的载波频偏的方法

[57] 摘要

本发明提供了一种获取时分同步 CDMA (TD - SCDMA) 用户终端的载波频偏的方法, 其中, 所述用户终端接收至少一个同频基站 (Node B) 的信号, 所述方法包括步骤: 接收来自所述至少一个同频基站中的每个的信号, 以确定所述至少一个同频基站中的信号满足预定要求; 合并所述接收的每个基站的信号; 根据所述合并的每个基站的信号, 获取所述用户终端的频偏。 利用本发明, 可以提高小区初搜的成功概率。



1. 一种获取时分同步CDMA用户终端的载波频偏的方法，其中，所述用户终端接收至少一个同频基站的信号，所述方法包括步骤：

5 接收来自所述至少一个同频基站中的每个信号，以确定所述至少一个同频基站中的信号满足预定要求，其中，所述确定所述至少一个同频基站中的信号满足预定要求的步骤包括：

A1、判断所述至少一个同频基站中的信号是否大于预定值，如果大于，确定其为有效信号，即本方法用的信号；如果小于，确
10 定其为本方法不用的信号；或

A2、确定接收的最大的预定个基站的信号为有效信号，即本方法用的信号；

根据所述满足预定要求的用户终端接收的至少一个同频基站的信号，确定接收的每个基站的信号的主径到达位置；

15 合并所述接收的每个基站的信号；

根据所述合并的每个基站的信号，获取所述用户终端的频偏，其步骤包括：

B1、选取合并后的信号序列中的间隔为预定值的N对符号，分别根据每一对符号之间的相位差估计载波频偏，得到N个载波频偏
20 估计值；

B2、将步骤B1中的N个载波频偏估计值进行平均，得到载波频偏值。

2. 如权利要求1所述的方法，其中，还包括步骤：

其中，所述合并所述接收的每个基站的信号包括步骤：合并
25 所述每个基站的信号的主径信号。

3. 如权利要求1所述的方法，其中，还包括步骤：
确定所述接收的每个基站的信号中的每个多径分量；
分别多径合并所述接收的所述至少一个基站的每个基站的信号的多径分量，其中，所述多径合并是对不同时延多径的信号在去除符号间的相位差异和时延路径的相位差异之后进行最大比合并；
5 其中，所述合并所述接收的每个基站的信号包括步骤：合并所述多径合并的每个基站的信号。
4. 如权利要求 1 或 2 或 3 所述的方法，其中，所述接收的至少一个同频基站的信号为导频信号。
- 10 5. 如权利要求 4 所述的方法，其中，所述根据接收的基站的信号，确定所述接收的每个基站的信号的主径到达位置的步骤包括：
进行下行导频时隙（DwPTS）同步；
从 DwPTS 起始位置开始取预定码片的数据；
15 用预定个本地下行导频信号（SYNC-DL）码分别与所述接收的 DwPTS 数据进行移位复相关，计算每个移位位置点的相关功率值；
判断所述计算的每个移位位置点的相关功率值哪个为最大，确定其为主径到达位置。
- 20 6. 如权利要求 5 所述的方法，其中，所述确定有效信号的步骤包括：
对预定帧的相关功率值进行平均；
找出所述预定个 SYNC-DL 码对应的平均相关功率的峰值及其位置；
判断所述峰值是否大于预定值，如果大于为有效信号。
- 25 7. 如权利要求 6 所述的方法，所述判断所述峰值是否大于预

定值的步骤包括:

按照由大到小的顺序排序所述相关功率峰值, 以选取其中前
预定个相关功率峰值

获取接收信号的最大值 $P_{\max}(1)$,

- 5 找到满足如下条件的所述排序的相关功率峰值中的所有功率
峰值 $P_{\max}(N_{\max})$, 以确定接收的有效信号;

$$\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max})} > V_T$$

其中, V_T 为设定的预定值。

8. 如权利要求 7 所述的方法, 其中, 所述找到满足如下条
10 件的所述排序的相关功率峰值中的所有功率峰值 $P_{\max}(N_{\max})$, 以确定

接收的有效信号; $\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max})} > V_T$ 的步骤包括: 找到不超过三个具有

最大的功率峰值的基站, 所述 $V_T = 4$ 。

9. 如权利要求 5 所述的方法, 其中所述多径合并所述接收的
所述至少一个基站的每个基站的信号的多径分量的步骤包括:

- 15 从所述峰值前预定点取所述预定点 M 的两倍加所述 SYNC-DL
码长度 64 点的数据, 与所述 SYNC-DL 码移位复相关;

合并所述预定点的两倍的所述移位复相关的结果。

10. 如权利要求 9 所述的方法, 其中, 所述合并的步骤包
括, 对不同时延多径的所述 SYNC-DL 信号在去除符号间的相位差异
20 和时延路径的相位差异之后进行合并。

11. 如权利要求 10 所述的方法, 其中, 所述合并的步骤包
括: 等增益合并所述 SYNC-DL 码计算结果: 或者加权合并所述
SYNC-DL 码计算结果;

所述根据所述合并的每个基站的信号, 获取所述用户终端的

频偏的步骤包括：根据所述合并后的信号序列进行载波频偏粗估计。

获取时分同步CDMA (TD-SCDMA) 用户终端的 载波频偏的方法

5 技术领域

本发明涉及码分多址移动通信，尤其涉及获取时分同步CDMA (TD-SCDMA) 用户终端的载波频偏的方法。

背景技术

10 在 TD-SCDMA 系统中，基站和终端均以标称的载波频率进行发送和接收。由于器件水平的限制，实际的发送和接收频率与标称频率之间总会有一定的偏差。在基站端，由于温度、体积、功耗、成本等的限制较小，振荡器的频率精度可以满足标准的要求。TD-SCDMA 系统要求的基站的载波频率误差小于 0.05PPM。而在用户
15 端，受温度、体积、功耗、成本等的限制较大，所选用的振荡器的频率精度通常不满足标准要求。TD-SCDMA 系统要求的用户终端的载波频率误差小于 0.1PPM。这样，用户终端就需要利用基站发送的已知的下行导频信号进行载波频偏估计，并且利用载波频偏估计值进行自动频率控制 (AFC)，使用户终端的载波频率误差满足系统
20 要求。

在现有的频偏估计方案中，用户终端都是利用一个基站发送的导频信号进行频偏估计。该基站可以用一个也可以用多个天线进行发射，它们的发送的载波频率是相同的。图 1 描绘了现有技术中的具有多个基站的获取频偏估计的系统示意图。

在 TD-SCDMA 系统中，设置了一个专用的下行导频时隙 DwPTS，基站在每帧的 DwPTS 发送 SYNC_DL 信号。SYNC_DL 码用于区分使用相同载波频率的相邻小区。标准中规定了 32 组 SYNC_DL 码，码的长度为 64。在小区初搜时，用户终端在某个频点搜索到当前小区使用的 SYNC_DL 码，完成下行同步。然后根据该 SYNC_DL 码进行载波频偏估计，依据载波频偏估计值调整载波频率，使载波频偏满足系统要求。

假设系统要求利用下行导频信号 (SYNC_DL) 进行载波频偏估计和粗调，调整后的用户终端的载波频偏小于 1kHz。那么，在该频点上，当用户终端只接收到一个基站发送 SYNC_DL 信号，或者接收到的当前小区的 SYNC_DL 信号远大于其它同频小区的 SYNC_DL 信号，如信号功率比在 6dB 以上，此时利用现有的载波频偏估计及调整方法，可以使调整后的用户终端的载波频偏满足系统要求。但是，如果用户终端同时接收到的同频小区的 SYNC_DL 信号的功率相差不多，例如在小区边缘，用户终端接收到的多个 SYNC_DL 信号的功率比的 3dB 之内，利用现有的载波频偏估计及调整方法，有 10~20%左右的概率，无法使用户终端的载波频偏满足系统要求。

在 TD-SCDMA 系统中，由于下行导频信号 (SYNC_DL) 长度比较短，只有 64chips (50 μ s)。因此，利用 SYNC_DL 信号进行载波频偏估计和粗调，允许调整后的载波频偏仍然比较大，例如小于 1kHz。即使如此，如图 1 所示，当用户终端同时接收到多个（大于 1 个）基站发送的 SYNC_DL 信号，并且信号功率相差不大的情况下，例如 3dB 以内，如果采用现有的载波频偏估计方法，即只利用接收到当前小区（基站）的 SYNC_DL 信号，即功率最大的 SYNC_DL 信号进行频偏估计，有 10~20%左右的概率，无法使用户终端的载

波频偏在 AFC（自动频率控制）之后达到 1kHz 以下。这样就使小区初搜无法完成，影响小区初搜的成功概率。

发明内容

- 5 本发明的目的是针对上述现有技术的缺点，提供一种获取时分同步CDMA（TD-SCDMA）用户终端的载波频偏的方法，可以提高小区初搜的成功概率。

本发明提供一种获取时分同步CDMA用户终端的载波频偏的方法，其中，所述用户终端接收至少一个同频基站的信号，所述方法
10 包括步骤：

接收来自所述至少一个同频基站中的每个信号，以确定所述至少一个同频基站中的信号满足预定要求，其中，所述确定所述至少一个同频基站中的信号满足预定要求的步骤包括：

- A1、判断所述至少一个同频基站中的信号是否大于预定值，
15 如果大于，确定其为有效信号，即本方法用的信号；如果小于，确定其为本方法不用的信号；或

A2、确定接收的最大的预定个基站的信号为有效信号，即本方法用的信号；

根据所述满足预定要求的用户终端接收的至少一个同频基站的
20 的信号，确定接收的每个基站的信号的主径到达位置；

合并所述接收的每个基站的信号；

根据所述合并的每个基站的信号，获取所述用户终端的频偏，其步骤包括：

B1、选取合并后的信号序列中的间隔为预定值的N对符号，分别根据每一对符号之间的相位差估计载波频偏，得到N个载波频偏估计值；

5 B2、将步骤B1中的N个载波频偏估计值进行平均，得到载波频偏值。

可选地，方法还包括步骤：

其中，所述合并所述接收的每个基站的信号包括步骤：合并所述每个基站的信号的主径信号。

优选地，方法还包括步骤：

10 确定所述接收的每个基站的信号中的每个多径分量；

分别多径合并所述接收的所述至少一个基站的每个基站的信号的多径分量，其中，所述多径合并是对不同时延多径的信号在去除符号间的相位差异和时延路径的相位差异之后进行最大比合并；

15 其中，所述合并所述接收的每个基站的信号包括步骤：合并所述多径合并的每个基站的信号。

可选地，所述接收的至少一个同频基站的信号为导频信号。

可选地，所述根据接收的基站的信号，确定所述接收的每个基站的信号的主径到达位置的步骤包括：

进行下行导频时隙（DwPTS）同步；

20 从DwPTS起始位置开始取预定码片的数据；

用预定个本地下行导频信号（SYNC_DL）码分别与所述接收的DwPTS数据进行移位复相关，计算每个移位位置点的相关功率值；

判断所述计算的每个移位位置点的相关功率值哪个为最大，确定其为主径到达位置。

25 优选地，所述确定有效信号的步骤包括：

对预定帧的相关功率值进行平均;

找出所述预定个 SYNC_DL 码对应的平均相关功率的峰值及其位置;

判断所述峰值是否大于预定值, 如果大于为有效信号。

5 可选地, 所述判断所述峰值是否大于预定值的步骤包括:

按照由大到小的顺序排序所述相关功率峰值, 以选取其中前预定个相关功率峰值

获取接收信号的最大值 $P_{\max}(1)$,

找到满足如下条件的所述排序的相关功率峰值中的所有功率

10 峰值 $P_{\max}(N_{\max})$, 以确定接收的有效信号;

$$\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max})} > V_T$$

其中, V_T 为设定的预定值。

可选地, 所述找到满足如下条件的所述排序的相关功率峰值中的所有功率峰值 $P_{\max}(N_{\max})$, 以确定接收的有效信号;

15 $\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max})} > V_T$ 的步骤包括: 找到不超过三个具有最大的功率峰值的

基站, 所述 $V_T = 4$ 。

优选地, 所述多径合并所述接收的所述至少一个基站的每个基站的信号的多径分量的步骤包括:

20 从所述峰值前预定点取所述预定点 M 的两倍加所述 SYNC_DL 码长度 64 点的数据, 与所述 SYNC_DL 码移位复相关;

合并所述预定点的两倍的所述移位复相关的结果。

可选地, 对于码号为 Sync_ID_n 的复值 SYNC_DL 码, 记为 \underline{s}_n , 其中第 k 个元素 $s_{n,k}$, $k = 0, \dots, 63$; 在接收的 DwPTS 信号中, 从 Peak_n 之前的 M 个 chip 开始, 取 $(64 + 2M)$ 点数据, 记为向量 \underline{e} , 其中第 k 个

元素 $e_k, k = 0, \dots, 63 + 2M$;

将 \underline{e} 与 \underline{s}_n 进行移位复相关, 输出为 \underline{cor}_n :

$$cor_{n,i} = \sum_{k=0}^{63} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^*, \quad i = 0, \dots, 2M$$

合并各路径信号进行获得向量 \underline{U}_n :

$$5 \quad U_{n,k} = \sum_{i=0}^{2M} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^* \cdot cor_{n,i}^*, \quad k = 0, \dots, 63。$$

优选地, 所述合并所述接收的每个基站的信号的步骤包括:

等增益合并所述 SYNC-DL 码计算结果:

$$U_k = \sum_{n=1}^N U_{n,k}, \quad k = 0, \dots, 63$$

或者加权合并所述 SYNC-DL 码计算结果:

$$10 \quad U_k = \sum_{n=1}^N U_{n,k} \cdot p_n, \quad k = 0, \dots, 63$$

其中, 权系数 p_n 可以由下式给出:

$$p_n = \sum_{i=0}^{2M} |cor_{n,i}|^2, \quad i = 0, \dots, 2M, \quad n = 1, \dots, N。$$

可选地, 所述根据所述合并的每个基站的信号, 获取所述用户终端的频偏的步骤包括:

15 根据所述合并后的信号序列进行载波频偏粗估计, 所述频偏粗估计满足:

$$\hat{\Delta f} = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot T_C} \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} \text{angle}(U_k^* \cdot U_{k+L})$$

式中: T_C 为 chip 脉冲宽度, $\text{angle}(x)$ 为求复数 x 的相角, 其

中, P 和 L 的取值应满足 $P+L \leq 64$, 且 $P \geq 1, L \geq 1$;

20 其中, 所述合并后的信号序列近似表示为:

$$U_k = A_k \exp(j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot k \cdot T_C + \phi_0) + N_k, \quad k = 0, \dots, 63$$

式中: U_k 为合并后的信号序列中第 k 个符号的值,

$k = 0, \dots, 63$;

A_k 为第 k 个符号中的有用信号幅度。

$\exp()$ 表示指数运算;

5 Δf 为载波频偏;

T_c 为 chip (码片) 宽度;

ϕ_0 为初始相位;

N_k 为第 k 个符号中的复值噪声 (或干扰)。

10 利用本发明, 当用户终端同时接收到多个 (大于 1 个) 基站发送的 SYNC_DL 信号, 并且信号功率相差不大的情况下, 可以使用户终端的载波频偏在 AFC (自动频率控制) 之后达到 1kHz 以下。提高小区初搜的成功概率。

15 附图说明

图 1 描绘了现有技术的获取频偏估计的系统示意图;

图 2 描绘了本发明的获取频偏估计的方法的流程图;

图 3 描绘了图 2 中的步骤确定用户终端同时接收到几个同频基站的导频信号及其各自主径到达位置的较详细的流程图;

20 图 4 描绘了对接收到的一个基站 SYNC_DL 信号的时延多径信号的合并方法的流程原理图;

图 5 示出本发明实施例的仿真结果。

具体实施方式

为了便于本领域一般技术人员实施与理解本发明，下面参照附图通过实施例描述本发明的获取时分同步 CDMA (TD-SCDMA) 用户终端的载波频偏的方法。

5 图 2 描绘了本发明的实施例的获取频偏估计的方法的流程图。图 3 描绘了图 2 中的步骤确定用户终端同时接收到几个同频基站的导频信号及其各自主径到达位置的较详细的流程图。

第一步，在步骤 101，确定用户终端同时接收到几个同频基站的导频信号及其各自主径到达位置；

10 具体实现的流程见图 3。在步骤 201，用户终端在完成 DwPTS (下行导频时隙) 同步之后，从 DwPTS 起始位置开始取 128chips 数据 \underline{r} ，其中第 k 个元素表示为 r_k ， $k=0, \dots, 127$ 。

然后，在步骤 202，用 32 个本地 SYNC_DL 码分别与接收的 DwPTS 数据 \underline{r} 进行移位复相关，移位从 0~63，计算每个位置点的相关功率值。

在步骤 203，先对 K ($K \geq 1$) 帧的相关功率值进行平均；

然后在步骤 204，找出 32 个 SYNC_DL 码对应的平均相关功率的峰值及其位置。

在步骤 205，对这些相关功率峰值进行排序 (由大到小)，选取其中前 N_{\max} 个相关功率峰值，记为 $P_{\max}(n)$ ， $n=1, \dots, N_{\max}$ 。 N_{\max} 为用户终端同时接收到信号的最大基站个数。

在步骤 206，根据给定门限判断用户终端同时接收到 N 个基站信号，设置一个门限 V_T ，先判断第 N_{\max} 个相关功率峰值，如果满足条件：

$$\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max})} > V_T$$

则 $N = N_{\max}$ 。否则，判断第 $(N_{\max} - 1)$ 个相关功率峰值，如果满足条件：

$$\frac{P_{\max}(1)}{P_{\max}(N_{\max} - 1)} > V_T$$

- 5 则 $N = N_{\max} - 1$ 。否则，依次类推，判断出用户终端同时接收到 N 个基站信号， $1 \leq N \leq N_{\max}$ 。记录 N 个基站对应的 SYNC_DL 码编号和峰值点位置分别为 $Sync_ID_n$ 和 $Peak_n$ ，其中 $n=1, \dots, N$ 。

在本发明的实施例中，取 $N_{\max} = 3$ ， $V_T = 4$ 。

- 10 第二步，在步骤 102，对接收到各基站导频信号分别进行多径合并；

对于码号为 $Sync_ID_n$ 的复值 SYNC_DL 码，记为 \underline{s}_n ，其中第 k 个元素 $s_{n,k}$ ， $k=0, \dots, 63$ 。在接收的 DwPTS 信号中，从 $Peak_n$ 之前的 M 个 chip 开始，取 $(64 + 2M)$ 点数据，记为向量 \underline{e} ，其中第 k 个元素

- 15 e_k ， $k=0, \dots, 63 + 2M$ 。

将 \underline{e} 与 \underline{s}_n 进行移位复相关，输出为 \underline{cor}_n ：

$$cor_{n,i} = \sum_{k=0}^{63} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^*, \quad i=0, \dots, 2M$$

然后，我们对各路径信号进行合并，计算向量 \underline{U}_n ：

$$U_{n,k} = \sum_{i=0}^{2M} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^* \cdot cor_{n,i}^*, \quad k=0, \dots, 63$$

- 20 这个公式的物理意义在于，对不同时延多径的 SYNC_DL 信号在去除符号间的相位差异和时延路径的相位差异之后进行最大比合并。其中，接收信号乘以 \underline{s}_n 的共轭相当于去除符号间的相位差异，

乘以 $\underline{\text{cor}}_n$ 的共轭相当于去除时延路径的相位差异。

图 4 描绘了对接收到的一个基站 SYNC-DL 信号的时延多径信号的合并方法的流程原理图。

5 在步骤 301, 在接收的 DwPTS 信号中, 从 $Peak_n$ 之前的 M 个 chip 开始, 取 $(64 + 2M)$ 点数据, 即: 从主径位置之前 M 个 chip 读取接收数据, 得到 $(64+2M)$ 点复值数据序列 $e(k)$, $k=0, \dots, 63+2M$; 记为向量 \underline{e} 。

在步骤 302, 获取对于码号为 $Sync_ID_n$ 的复值 SYNC-DL 码, 即
10 本地复值 SYNC-DL 序列 $s(k)$, $k=0, \dots, 63$, 记为 \underline{s}_n 。

然后, 在步骤 306, 对这些序列元素取共轭。

在步骤 303, 获取 $d(0, k) = e(k)$, $k=0, \dots, 63$; 在步骤 304, 获取 $d(1, k) = e(k+1)$, $k=0, \dots, 63$; ... 在步骤 305, 获取 $d(2M, k) = e(k+2M)$, $k=0, \dots, 63$;

15 在步骤 307, 分别将步骤 303 - 305 获得的序列的对应元素与步骤 306 的对应元素相乘;

在步骤 308, 将步骤 307 中的序列所有元素求和并取共轭; 因此, 步骤 303、304、305、306、307、308 实现了将 \underline{e} 与 \underline{s}_n 进行移位复相关, 输出为 $\underline{\text{cor}}_n$: 即

$$20 \quad \text{cor}_{n,i} = \sum_{k=0}^{63} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^*, \quad i=0, \dots, 2M$$

在步骤 309, 将所有移位复相关的结果与序列内所有元素相乘后在步骤 310, 将所有 $(2M+1)$ 个序列相加, 即对各路径信号进行合并, 计算向量 \underline{U}_n :

$$U_{n,k} = \sum_{i=0}^{2M} e_{i+k} \cdot s_{n,k}^* \cdot cor_{n,i}^* , \quad k = 0, \dots, 63$$

M 取值需要综合考虑接收信号的时延扩展和噪声的影响，在实施例中，取 $M = 4$ 。

5

第三步：步骤 103，对多个基站的导频信号进行合并

在本发明的实施例中，对不同 SYNC_DL 码计算结果进行合并，可以采用等增益合并：

$$U_k = \sum_{n=1}^N U_{n,k} , \quad k = 0, \dots, 63$$

10

在本发明的另一个实施例中，采用加权合并：

$$U_k = \sum_{n=1}^N U_{n,k} \cdot p_n , \quad k = 0, \dots, 63$$

权系数 p_n 可以由下式给出：

$$p_n = \sum_{i=0}^{2M} |cor_{n,i}|^2 , \quad i = 0, \dots, 2M, \quad n = 1, \dots, N$$

通过合并，可以充分利用接收到的 SYNC_DL 信号，提高有用信号的信噪比（或信干比）。这是因为各基站的信号具有相关性而噪声没有相关性。

15

合并后的信号序列可以近似表示成如下形式：

$$U_k = A_k \exp(j \cdot 2\pi \cdot \Delta f \cdot k \cdot T_C + \phi_0) + N_k , \quad k = 0, \dots, 63$$

式中： U_k 为合并后的信号序列中第 k 个符号的值，

20 $k = 0, \dots, 63$ ；

A_k 为第 k 个符号中的有用信号幅度；

$\exp()$ 表示指数运算；

Δf 为载波频偏；

T_C 为 chip (码片) 宽度;

ϕ_0 为初始相位;

N_k 为第 k 个符号中的复值噪声 (或干扰)。

5 第四步: 步骤 104, 利用合并后的信号进行载波频偏估计

从步骤 103 中的 U_k 表达式可以看出, 合并后的信号序列的符号之间的相位变化率与载波频偏 Δf 有关。可以利用合并后的信号序列进行载波频偏粗估计, 在本发明的一个实施例中,

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot T_C} \frac{1}{P} \sum_{k=0}^{P-1} \text{angle}(U_k^* \cdot U_{k+L})$$

10 式中: T_C 为 chip 脉冲宽度, $\text{angle}(x)$ 为求复数 x 的相角, P 和 L 的取值应满足 $P+L \leq 64$, 且 $P \geq 1, L \geq 1$ 。此式表示利用间隔为 L 的两个符号之间的相位差估计载波频偏, 并将 P 次估计值进行平均, 以减小噪声 (或干扰) 的影响。

15

在本发明的另一个实施例中,

$$\Delta \hat{f} = \frac{1}{2\pi \cdot L \cdot T_C} \text{angle} \left(\sum_{k=0}^{P-1} (U_k^* \cdot U_{k+L}) \right)$$

式中: T_C 为 chip 脉冲宽度, $\text{angle}(x)$ 为求复数 x 的相角, P 和 L 的取值应满足 $P+L \leq 64$, 且 $P \geq 1, L \geq 1$ 。

20 在本发明的实施例中, 取 $P=L=32$ 。

图 5 示出本发明实施例的仿真结果。在这个仿真中, 假设用户终端 (UE) 同时接收到 3 个同频基站的下行导频信号

(SYNC_DL), 接收到的 3 个基站的相对功率分别为 0dB, -0.5dB 和 -1dB, 对应的信噪比分别为 3dB、2.5dB 和 2dB。3 个基站的载波频率与标称频率的误差在 (-100Hz, 100Hz) 内均匀分布。UE 接收到的 3 各 SYNC_DL 信号的相对路径时延在 (0~4chip) 内均匀分布, 时延分辨率 1/8chip。UE 初始载波频偏在 (-10kHz, 10kHz) 内均匀分布。信道条件为 AWGN 信道。

利用本发明所给的方法对 UE 载波频偏进行粗调。参数选择如下: $K = 4$, $V_T = 4$, $M = 4$ 。仿真结果见图 5。 $N_{\max} = 1$ 表示只利用一个基站的 SYNC_DL 信号进行载波频偏估计, $N_{\max} = 2$ 表示最多利用 2 个基站的 SYNC_DL 信号进行载波频偏估计, $N_{\max} = 3$ 表示最多利用 3 个基站的 SYNC_DL 信号进行载波频偏估计。从图中可以看出, 当 UE 同时接收到 3 个同频基站发送的 SYNC_DL 信号且功率相差不大时, 如果只利用一个基站信号 ($N_{\max} = 1$) 进行载波频偏估计, AFC 之后, 有 27%左右的概率载波频偏仍然大于 1kHz。而如果利用 3 个基站信号 ($N_{\max} = 3$) 进行载波频偏估计, 在 AFC 之后, 基本可以保证载波频偏在 1kHz 以下, 同时载波频偏调整的准确度也有很大提高。

本发明特别适用于在移动用户接收的多个基站的信号强度和信干比相近的情况, 即移动用户位于几个小区的交界处的情况, 即使移动用户接收的一个基站的信号很强, 其它的基站信号相对不强, 本发明也能提高载波频偏调整的准确度。通常多个基站的信号强度和信干比越相近, 本发明相对利用一个基站的信号而言, 越能提高载波频偏调整的准确度。

虽然通过实施例描绘了本发明，本领域普通技术人员知道，本发明有许多变形和变化而不脱离本发明的精神，希望所附的权利要求包括这些变形和变化而不脱离本发明的精神。

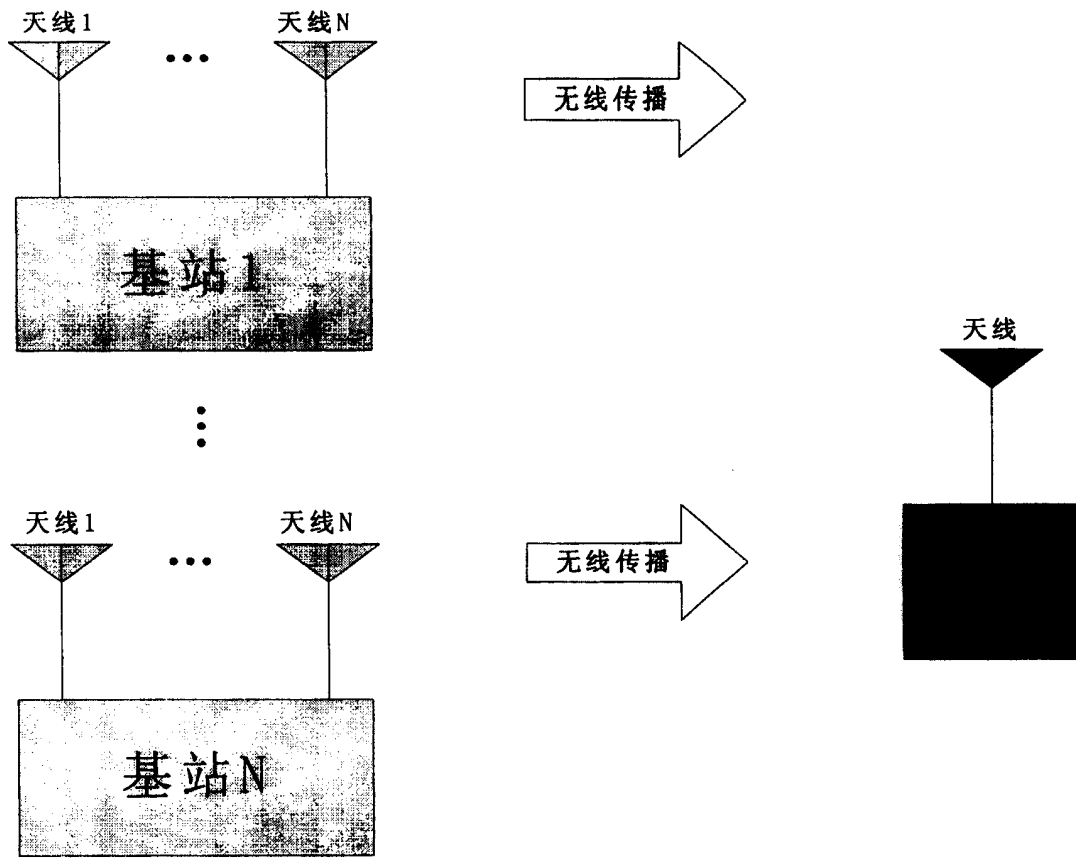


图 1

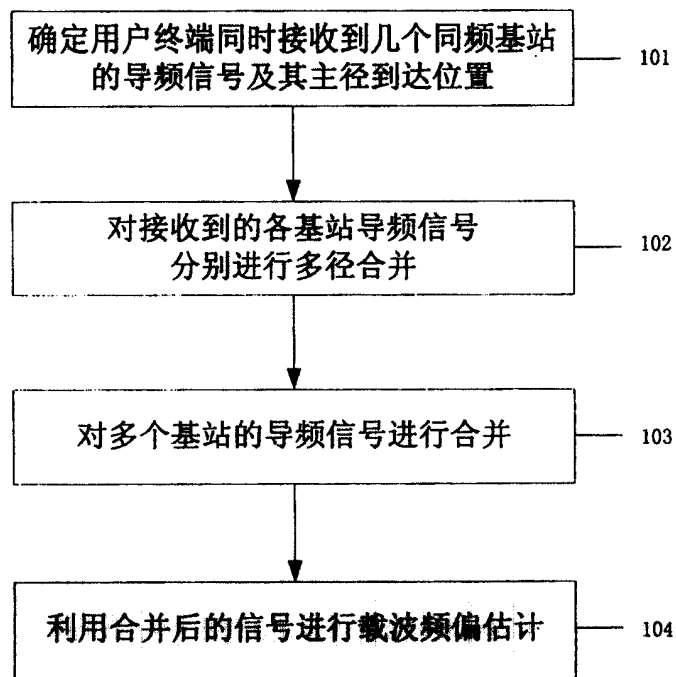


图 2

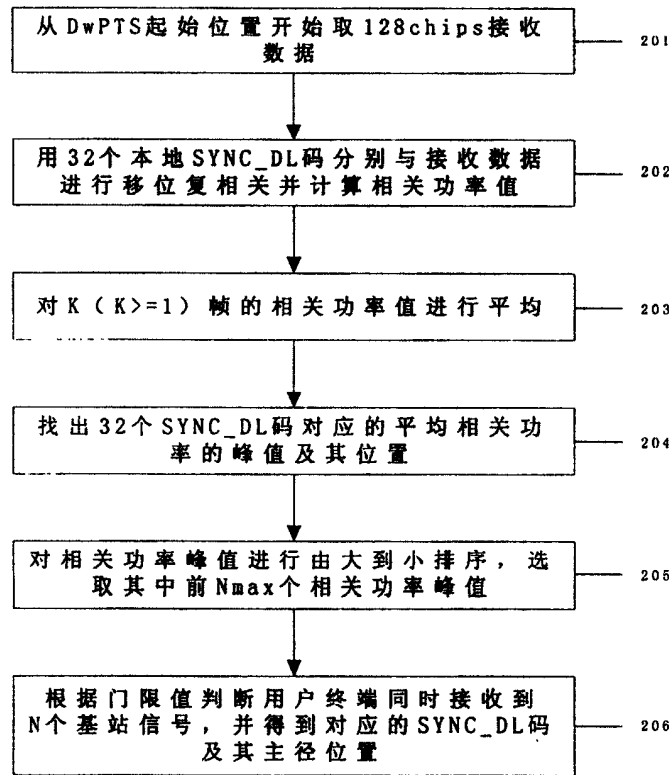


图 3

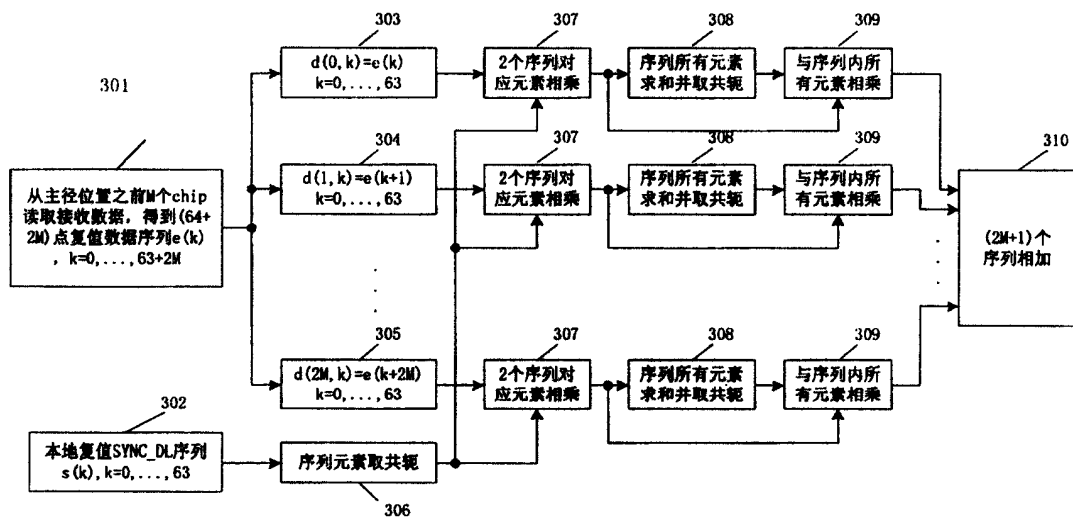


图 4

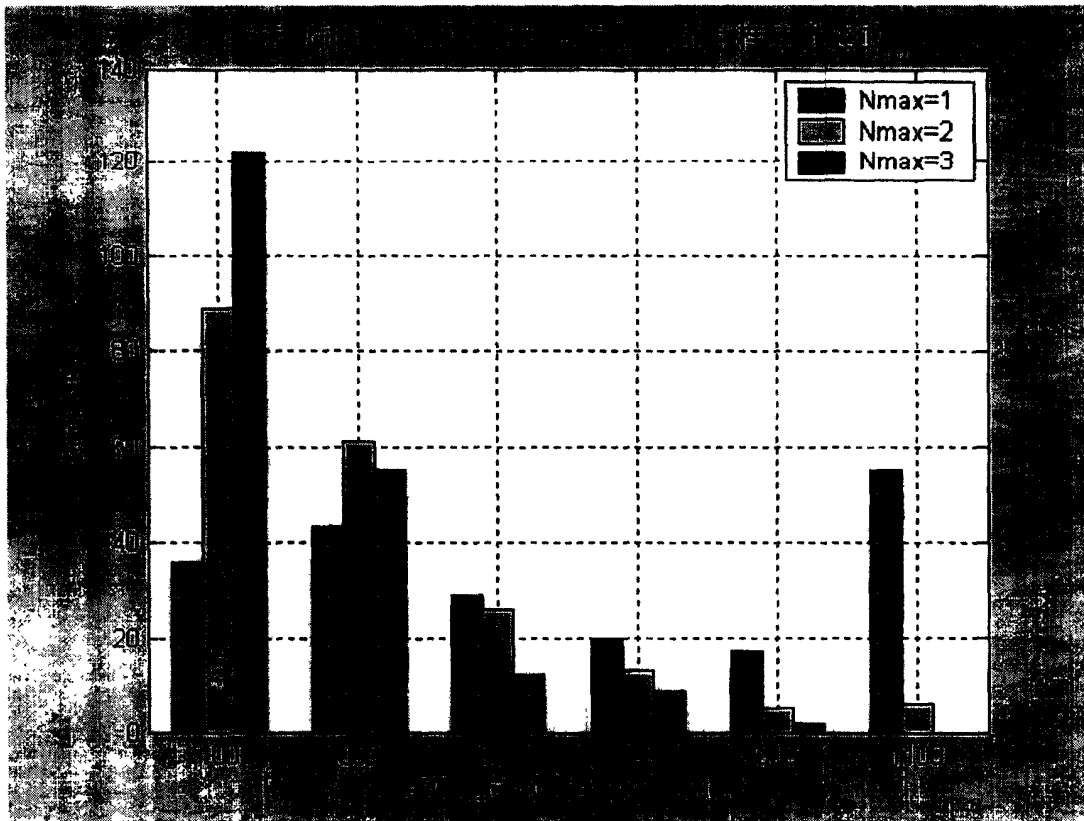


图 5