[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl[7]
H04J 13/00
H04Q 7/22 H04Q 7/30
H04Q 7/32 H04B 7/26
H04B 17/00

[12] 发明专利说明书

[21] ZL 专利号 01141843.5

[45] 授权公告日 2004 年 8 月 18 日

[11] 授权公告号 CN 1163007C

[22] 申请日 2001.9.20 [21] 申请号 01141843.5

[30] 优先权

[32] 2000. 9.20 [33] GB [31] 0023116.7

[71] 专利权人 日本电气株式会社

地址 日本国东京都

[72] 发明人 博卢尔伊安·马吉德

审查员 耿晓芳

[74] 专利代理机构 中科专利商标代理有限责任公司

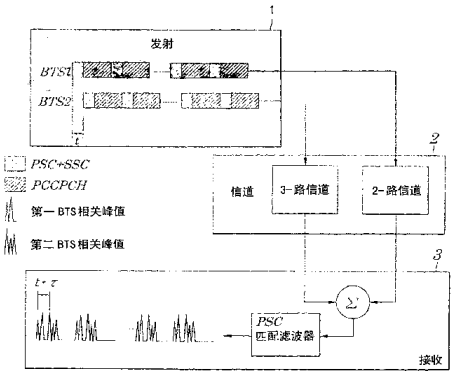
代理人 戎志敏

权利要求书 1 页 说明书 11 页 附图 10 页

[54] 发明名称 获得时隙定时和频率偏移校正的方法

[57] 摘要

一种在直接序列扩频接收机中获得时隙定时和本机振荡器的频率偏移校正的方法和装置。 在该系统中，接收的信号包括多个数据的顺序时隙。某些数据包括同步数据。 在接收机至少在接收的数据和本机存储的同步代码之间进行两次不同的相关。 比较所述相关的结果，确定哪个相关给出了最强相关峰值，并存储对应最强相关峰值的定时。从所述时间估算施加到接收机的本机振荡器的偏移，随后把所述估算的偏移加到本机振荡器。



ISSN1008-4274

权 利 要 求 书

1．一种校正直接序列扩频接收机中本机振荡器的频率偏移的方法，其中，接收的信号包括多个数据的顺序时隙，至少数据之一包括同步数据，所述方法包括步骤：

在所述接收的数据和本机存储的同步代码之间进行两次不同相关周期的相关；

比较所述相关的结果；

根据所述的比较结果确定哪个相关给出了最强相关峰值；

存储对应所述最强相关峰值的时间信号；

通过测量接收的主同步代码的相位中的变化，从所述时间信号估算施加到所述本机振荡器的频率偏移；以及

把所述估算的偏移施加到所述本机振荡器。

2，按权利要求 1 所述的方法，其特征在于包括如果相关峰值的比较结果显示第二次相关的峰值比第一次相关的峰值强，则至少再进行一次相关。

3．按权利要求 2 所述的方法，其特征在于所述相关之一从所有本机存储的同步代码与所述接收数据的相关中产生。

4．按权利要求 3 所述的方法，其特征在于所述相关峰值之一从多个本机存储的同步代码与所述接收数据的部分的相关的和中获得。

5．按权利要求 4 所述的方法，其特征在于所述相关峰值之一从与整个所述本机存储的同步代码的重复相关的平均值中获得。

6．按权利要求 4 所述的方法，其特征在于所述相关峰值之一从与所述本机存储的同步代码的全部和部分相关的和中获得。

说　　明　　书

获得时隙定时和频率偏移校正的方法

技术领域

本发明涉及在直接序列扩频通信（DDS）系统中获得时隙定时和频率偏移校正的方法和装置及存储其控制程序的存储介质，特别适用于诸如提出的通用移动通信系统（UMTS）之类的宽带码分多址（WCDMA）网络的获取和偏移校正。

背景技术

在蜂窝通信系统中，从网络基站发射的定时和频率精度依赖于非常稳定和高精度的参考振荡器。在如 UMTS 之类的系统或任何其他移动电话系统中存在固定的和相对少量的网络基站时，参考振荡器和网络基站相对较昂贵和准确。例如，精度通常是百万分之（PPM）0.05，并且可以获得更准确的振荡器。然而，在这种系统中，通常有许多移动站与网络基站通信。在如 UMTS 之类的系统中，必须以有竞争力的市场价格销售这些移动电话，因此，必须将成本降至最低。通常，选择如压控晶体振荡器（VCXO）之类的低成本参考振荡器作为移动站的参考振荡器。这些低成本参考振荡器的参考精度相对较低，例如，百万分之 5。

因为移动振荡器的精度远低于基站的参考振荡器的精度，基站发射和用于降频变换的本地产生载波频率之间的同步出现了问题。

发明内容

考虑到上述问题，本发明的目的是提供一种获得时隙定时和频率偏移校正的方法和设备及存储其控制程序的存储介质，具体地说，提供一种在直接序列扩频通信接收机中获得时隙定时和频率偏移校正的方法和设备，其中，在接收的数据和本机存储的同步代码之间至少在接收机中进行两次不同的相关，施加到接收机中的本机振荡器的偏移从最强的相

关峰值的定时进行估算，还提供存储其控制程序的存储介质。

按照本发明的第一方面，提供一种在直接序列扩频接收机中获得时隙定时和本机振荡器的频率偏移校正的方法，其中，接收的信号包括多个数据的顺序时隙，至少数据之一包括同步数据，该方法包括步骤：在所述接收的数据和本机存储的同步代码之间进行两次不同相关周期的相关；比较相关结果，根据所述的比较结果确定哪个相关给出了最强峰值，存储对应最强相关峰值的时间信号，通过测量接收的主同步代码的相位中的变化，从该时间信号估算施加到本机振荡器的偏移，和把估算的偏移施加到本机振荡器。

如上所述，较好的方式是至少进行两次相关和比较相关结果的步骤包括至少进行两次顺序的和不同的相关，如果相关峰值的比较结果显示第二次相关的峰值比第一次相关的峰值强，则至少再进行一次相关的步骤。

同样，较好的方式是相关之一从本机存储的同步代码与接收数据的整个相关中产生。

同样，较好的方式是相关峰值之一从本机存储的同步代码与接收数据的多个部分相关的和中获得。

同样，较好的方式是相关峰值之一从与整个本机存储的同步代码的重复相关的和及平均值中获得。

同样，较好的方式是相关峰值之一从与本机存储的同步代码的全部和部分相关的和中获得。

附图说明

下面，参考附图描述本发明，本发明的上述和其它目的及优点和特点将变得更加清楚，

图 1 示出基站发射到接收机的示意图；

图 2 示出基站发射的构成；

图 3 示出对全部和部分相关的标准相关功率与频率偏移的图表；

图 4 示出没有频率偏移的全部相关的结果；

图 5 示出由没有频率偏移两个部分相关的和产生的结果；

图 6 示出在百万分之 5 的频率偏移时由全部相关产生的结果；

图 7 示出在百万分之 5 的频率偏移时由两个部分相关的和产生的结果；

图 8 示出在百万分之 7.5 的频率偏移时由全部相关产生的结果；

图 9 示出在百万分之 7.5 的频率偏移时由两个部分相关的和产生的结果；

图 10 示出由没有频率误差的全部和部分相关的和产生的结果；

图 11 示出在百万分之 5 的频率偏移时由全部和部分相关的和产生的结果；

图 12 示出在百万分之 7.5 的频率偏移时由全部和部分相关的和产生的结果；

图 13 示出频率偏移校正处理的流程图；

图 14 示出图 13 流程图的另一种形式；

图 15 示出实施本发明的一种移动接收机。

具体实施方式

下面，参考附图，使用各种实施例详细描述实现本发明的最好方式。

上面描述的问题和本发明实施例提供的解决方案是参考 UMTS 描述的。但是，本发明不局限于这种传输标准，本发明可以适用于任何 WCDMA 系统。

在 UMTS 中，向移动站发射和接收信号的基站是同步的。基站的发射需要由接收它们的移动站本地同步。这个同步由移动单元接通电源时在小区搜索中执行。

UMTS 发射包括一序列帧。每一帧包括如 15 个时隙，每一帧内包含有关所用数据率的信息。每个时隙包含项符号，其中，每个符号通常包括 2 比特。利用四相移相键控，可以使用这 2 个比特发射 4 个可能的状态。因此，10 个符号的时隙包括 20 个比特。

基站发射包括与时隙边界对齐的同步信道（SCH）和主共同控制物理信道（PCCPCH）。同步信道包括图 2 所示的主同步代码（PCS）和次同步代码（SSC）。这些代码被用在初始小区搜索中。

移动站以三个步骤执行小区搜索。第一步骤是获得与在移动站的接收机上提供最强信号的基站发射的时隙同步。图 1 示出基站广播发射，1 表示广播发射，2 表示发射信道，3 表示移动站接收机。在这个例子中，显示了两个基站（BTS1 和 BTS2）的发射。

基站发射相互之间不同步，并发射包括上述的时隙和符号的帧。时隙和帧的时间间隔是固定的。

在图 1 中，示出从 BTS2 发射的时隙的起点与延迟从 BTS1 发射的时隙的起点延迟任意量 t 秒。

从基站 BTS1 和 BTS2 到接收机 3 的发射将在信道 2 实现。从 BTS2 的发射表示为通过 3 路径（多路径）信道接收，BTS1 的发射表示为通过 2-路径信道接收。信道 2 把来自 BTS1 和 BTS2 的信号传输到接收机 3，接收机 3 将这些信号相加。由移动接收机接收的信号与存储在接收机中的期望的主同步代码的相关提供了许多相关峰值。检测的最高峰值对应接收机将同步的网络的基站。

在一个时隙中进行相关，相关结果存储在缓冲器中。许多时隙的结果被相加在一起。如果检测到相关，噪声和干扰将被减少，相关将是峰值。

初始小区搜索的第二步是建立帧同步和识别第一步骤中发现的基站代码组。初始小区搜索的第三步是确定分配给所发现基站的密码。第二步和第三步的详细情况与本发明关系不大，因此，在此没有进一步讨论，但本领域技术人员都知道第二步和第三步的内容。

如上所述，在移动接收机的降频变换中，由于因如上所述移动接收机中使用的振荡器的成本比基站使用的振荡器的成本低而在本机振荡器中出现的不精确性，所以接收信号被降频变换的准确频率可能不与发射机的频率准确地相同。如果存在频率偏移，那么，相关峰值的高度将被降低。如果偏移较大，那么，相关峰值可能隐藏在噪声和干扰中，因此，不可能同步到时隙边界。

本机振荡器的不准确性是引起这个频率偏移的一种可能，本发明的优选实施例寻求校正该偏移。

本发明的优选实施例提供一种在直接序列扩频通信接收机中进行初

始小区搜索期间校正频率偏移的方法和装置。通过把接收的数据与存储在接收机中的同步代码相关，随后根据第一个相关结果估算和校正频率偏移，估算产生第二个相关结果来实现频率偏移校正。相关周期是变化的，如果第二个相关信号低于第一个相关信号，除去频率偏移校正并重复该处理。否则，保持原来的频率偏移校正。

在此描述的本发明的实施适用于在 UMTS 网络中以频分双工（FDD）工作的移动站进行的初始小区搜索。UMTS 小区搜索的性能可因载波和取样时钟频率中的偏移而降低。在实践中，载波和取样时钟频率二者是从参考振荡器（通常为 VCXO）的频率中得到的。方程（1）和（2）分别表示了载波（f_c）和取样频率（f_{smp}）。在这些方程中的项 k_1 和 k_2 表示常数，f_x 表示移动站的参考振荡器供给的参考频率。

$$f_c = k_1 \times f_x \quad \ldots\ldots\ldots(1)$$

$$f_{smp} = k_2 \times k_x \quad \ldots\ldots\ldots(2)$$

方程（1）和（2）表示了晶体振荡器产生的参考频率中的不准确度转换成为载波和取样时钟频率中的不准确度的方式。当以百万分之几表达时，相同的不准确度将作用于三个频率 f_x、f_c 、f_{smp} 中的每一个。例如，对于要求的 2GHz 载波频率和 15.36MHz 的取样时钟频率，百万分之一（f_x）的不准确度表示载波频率中 2KHz 的偏移和取样频率中 15.36Hz 的偏移。

对于 WCDMA 小区搜索，载波频率偏移导致接收的复杂信号的连续相位变化。取样时钟频率偏移可能引起重要系统定时场合的错误检测。在取样时钟频率中的任何偏移的影响只是在处理大量时隙中的信号后才被观察到。由载波频率的偏移引起的相位旋转导致信号功率与噪声加上干扰功率的接收比的降低，结果，增加了定时的故障检测的概率。因此，载波和取样时钟频率二者的偏移将导致 UMTS 小区搜索处理的所有三个步骤性能的降低。

在小区搜索处理的第一个步骤期间，由频率不准确度引起的小区搜索性能降低是明显的。取样时钟偏移可能在时隙边界检测中引起误差，即，时隙边界将被放置在错误的位置。如果定位时隙边界的误差大于一个码片周期，由其它小区搜索步骤获得的结果也将具有误差。但是，对

于实际的频率不准确度，由取样时钟不准确度引起的一个码片的滑程在长时间间隔上被观察到。

因此，当与载波频率中的偏移进行比较时，取样时钟的不准确度是第二位的。因为能立刻观察到载波频率中的偏移影响，可以测量和使用这些影响以校正参考频率。减小参考频率不准确度也将减小载波和取样时钟频率二者中的偏移。在用于降频变换的本机振荡器频率中，在此所述的方法以通过误差给予降频变换时接收的主同步代码的差分相位偏移为基础。使用得到的相位偏移的测量结果校正参考振荡器频率。

由基站发射的复数基带信号可以表示为：

$$S_t = A(t) \cdot e^{j\theta(t)}$$

其中，A（t）和 θ（t）分别表示信号的幅度和相位。通过衰落路径接收时的发射信号可以表示为：

$$S_r = \beta(t) \cdot S_t \cdot e^{j(\Delta\varpi t + \phi(t) + \sigma(t))} \qquad (3)$$

其中，Δω是按弧度/秒的载波频率偏移，φ（t）是由于多普勒偏移引起的随机相位（弧度），σ（t）是由于噪声和干扰引起的随机相位，信号包络的变化由β（t）表示。

在 UMTS 小区搜索的第一步中，接收信号的同相（I）和正交（Q）分量与主同步代码相关。当本机主同步代码与接收的 PCCPCH+SCH 时隙（即在时隙边界）的第一个符号对齐时，发射的信号可以表示为：

$$S_t = Me^{j\pi/4} \qquad (4)$$

其中，M 是常数。对应接收的信号与存储在接收机中的本机主同步代码的相关显示在方程（5）中，其中，T 是相关周期。

$$C = \int_0^T \left[\beta(t) \cdot M^2 \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\Delta\omega t + \phi(t) + \sigma(t))} \right] \cdot dt \qquad (5)$$

方程（5）表示本机主同步代码和在时隙边界上接收信号之间的相关。当主同步代码是一个已知信号时，可以通过测量接收的主同步代码的相位变化来估算载波频率偏移。下面讨论由于多普勒和噪声加上干扰引起的，并为清楚起见从方程 5 除去的信号分量的影响，那么，方程 5 可以简化为：

$$C = \int_0^T M^2 \cdot e^{j\frac{\pi}{4}} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt \qquad (6)$$

然后，通过求出上述积分的功率求出相关峰值。当接收的信号和本机产生的 PSC 对齐时，我们可赋予 $M^2=1$，下面的关系表达了相关功率：

$$|C|^2 \propto \left[T \times \frac{\sin\left(\frac{\Delta\omega \cdot T}{2}\right)}{\frac{\Delta\omega \cdot T}{2}} \right]^2 \qquad (7)$$

图 3 的曲线图源自方程（7），其显示了针对 1 PSC（UMTS 的 FDD 模式中的 256 个码片）和 1/2PSC 的相关周期的相关功率与载波频率偏移（PPM）的值。可以从曲线图中看出，整个同步代码的相关周期（1 PSC）对于零附近的小频率误差导致大相关峰值。一半同步代码的相关周期（1/2PSC）通过其 sin（x）/x 特性为小载波频率误差提供了较低的相关峰值值。但是，随着误差的增加， 1/2PSC 相关峰值中的减小大大小于 I 个 PSC 相关的情况。

例如，在额定载波频率为 2GHz、码片率为 3.84Mcps、相关周期为 256 个码片的的条件下，在 T = 1 个 PSC 的情况中，对于百万分之 7.5 的频率误差，相关峰值减小到零。与 T = 1/2 个 PSC 对应的相关峰值在这些条件下具有非常大的值。如图 3 所示，如果出现大的频率偏移，相关峰值的随之减小妨碍了从噪声及干扰中区分相关峰值。在这些条件下不能进行有效的小区搜索。

因此，可以看到，通过进行部分相关，信号功率在全相关没有给出功率的点上产生。如果本机振荡器的频率偏移很高的话，这是非常有用的。但是，如果对太小的一部分 PSC 进行部分相关，它的功率电平将落在整个噪声电平之下。此外，PSC 的自相关特性的降低对每个短相关周期变得非常重要的。

通过使用远小于发射信道的相干时间的部分相关周期确保获得差分相位值，使差分相位上的多普勒效应最小。对于 3GPP 标准中设想为最大速度的每小时 500 公里的移动行进，额定的载波频率为 2GHz，则多普勒频率是约 925Hz。相干时间的对应值是约 1 毫秒。如上面讨论的一样，使用长度约 67 微秒的一个符号评估差分相位值，该时间长度正好位于最坏情况相干时间内。统计表明，可以假定多普勒效应引起的相关相位的变化很小。作为这个特性的结果，多普勒效应对差分相位值影响不大。但是，由于频率偏移估算方法依赖于信道的统计特性，通过在许多时隙上找到用于频率偏移估算的一组值，获得载波频率偏移的较好的估算。然后，可以应用平均值减少多普勒效应引起的可能的差分相位的随机变化。

当接收机正在移动时，得到的多普勒偏移有时会导致相关峰值的放大，因此，当存在大频率偏移时，增加了检测放大的峰值的概率。然而，对于如百万分之 7.5 的大频率偏移值，甚至这样的放大也不能改善性能。此外，当接收机静止并且没有多普勒效应时，小区搜索处理不能从这个放大受益。在这种情况中，使用 1/2 PSC 相关的特性具有一定的优势。

如果存在大频率偏移，在 PSC 上不使用全相关，相关可以被分成许多如方程（8）表示的较短的部分相关。

$$C_1 = \int_0^{\frac{T}{N}} M^2 \cdot e^{j\frac{T}{4}} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

$$C_2 = \int_0^{\frac{2T}{N}} M^2 \cdot e^{j\frac{T}{4}} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

$$C_N = \int_{(N-1)\frac{T}{N}}^{T} M^2 \cdot e^{j\frac{T}{4}} \cdot e^{j(\Delta\omega t)} \cdot dt$$

（8）

然后，根据所确定的时隙边界的位置，使用这些部分相关的功率和（即$|C1|^2+|C2|^2+...+|CN|^2$）形成决定变量。

参考图 4 至 12，可以比较使用全部或部分相关获得的相关峰值。图 4 至 12 的曲线用于静止的接收机。具体地说，图 4 示出没有频率偏移的全相关的结果。图 5 示出没有频率偏移的两个部分相关的和的结果。图 6 示出在百万分之 5 的频率偏移时从全部相关产生的结果。图 7 示出在百万分之 5 的频率偏移时从两个部分相关的和产生的结果。图 8 示出在百万分之 7.5 的频率偏移时从全部相关产生的结果。图 9 示出在百万分之 7.5 的频率偏移时从两个部分相关的和产生的结果。图 10 示出从没有频率误差的全部和部分相关的和产生的结果。图 11 示出在百万分之 5 的频率偏移时从全部和部分相关的和产生的结果。图 12 示出在百万分之 7.5 的频率偏移时从全部和部分相关的和产生的结果。

对于大载波频率误差和低信号与噪声加干扰比，在接收机静止时减少了检测时隙边界的概率。可以看到，对于载波频率误差范围，使用部分相关提供的峰值大于从全相关获得的峰值。从一系列部分相关获得的峰值大小没有在零频率偏移利用全相关获得的峰值大。

当 PSC 峰值的位置是确定的时，不会从噪声和干扰出现任何峰值，通过把全相关和部分相关的结果相加，在时隙边界可以获得更大的 PSC 峰值。

实施本发明方法和装置的操作显示在图 13 的流程图中。一组降频变换的接收数据流与本机存储的 PSC 相关作为第一次相关（步骤 S1）。这

个第一次相关是全相关，即，在一个时隙中接收的 PSC+PCCPCH 数据与整个本机存储的 PSC 相关。在此提到的相关信号可以作为许多时隙上的连续相关的平均值得到。找到大相关峰值并作为参考值（Ref）保存（步骤 S2）。存储这个峰值的对应位置作为时隙边界的第一个估算值（步骤 S3）。

然后，使用部分相关将接收的数据组与本机 PSC 相关（步骤 S4）。找到该结果的最大峰值（步骤 S5），该功率与 Ref 进行比较（步骤 S6）。如果该功率大于 Ref，用该功率替换 Ref（步骤 S7），用新峰值的位置替换时隙边界（步骤 S8）。随后启动步骤 S9。如果新峰值不大于 Ref，直接进入步骤 S9。

在步骤 S9 中，将全相关和部分相关的结果相加。在步骤 S10 找到该结果的最高峰值，步骤 11 进行新峰值功率与 Ref 的比较。如果新峰值大于 Ref，用新峰值的功率改写 Ref（步骤 S12），用新峰值的位置替换时隙边界（步骤 S13）。然后，在步骤 S14 应用时隙边界信息。如果新峰值小于 Ref，直接启动步骤 S14。

根据待审的英国专利申请 GB0003859.6 讨论的频率偏移估算技术或使用本领域技术人员熟悉的其它已知技术，在步骤 S14 估算载波频率偏移。使用频率偏移估算旋转输入的数据组（步骤 S15）。通过把旋转结果与本机 PSC 相关来测试偏移估算的正确性（步骤 S16）。如果得到的峰值证明大于 Ref，进入小区搜索处理的第二步（步骤 S20）。否则，在进入步骤 S20 之前，除去由偏移估算产生的旋转（步骤 S19）。

图 14 显示另一个用于补偿估算的方框图。在该方框图中，使用捕获数据（20）在（步骤 22）确定使用全相关的时隙定时。如同图 13，这一步是通过存储最大的相关峰值并假定它的位置是时隙边界的第一估算值来完成的。该参考值在（步骤 24）存储。然后，在（步骤 26）从假定的时隙边界位置进行载波偏移估算，并将该估算应用到捕获的数据组（步骤 28）。在方块（30），检查最大相关峰值大小的任何改善。如果存在成功的改善，那么，在（步骤 32），补偿被加到参考振荡器。如果在（步骤 28）施加的补偿导致较低的相关峰值，那么，在（步骤 34），从捕获的数据除去补偿，在（步骤 36）使用部分相关确定时隙定时的估算。在

（步骤 38）、（步骤 40）、（步骤 42），执行补偿的载波偏移估算施加到捕获的数据组，并像以前一样进行改善检查。如果存在改善，那么，补偿施加到参考振荡器（步骤 32）。如果没有改善，那么，从捕获的数据除去该补偿，在（步骤 46）使用两个相关的和、使用来自（步骤 22）和（步骤 36）的全相关和部分相关确定时隙定时。在（步骤 48）再一次进行载波偏移估算，在（步骤 50），补偿施加到捕获的数据组，并在（步骤 52）进行改善检查。如果存在改善，那么，补偿再一次施加到参考振荡器（步骤 32）。如果没有改善，那么，不施加补偿。

图 15 示出所有这些如何被合并在移动接收机中。在图 15 中，接收的 RF/IF 信号由降频变换器（54）转换成为基带信号。由参考振荡器（56）提供降频变换器载波频率，参考振荡器的输出在乘法器（58）中乘以常数 k_1。

降频变换器（54）的输出是基带数据。取样时钟被加到接收基带数据的取样单元（60）。这个取样时钟 f_{smp} 是由参考振荡器（56）的输出在乘法器（62）中与常数 k_2 相乘产生的。

来自取样单元（60）的取样数据被提供给按照图 13 或图 14 工作的频率偏移补偿估算单元（64）。如果适当，这就产生了施加到参考振荡器（56）的偏移补偿。取样数据也被供给到执行小区搜索的剩余步骤的小区搜索单元（66），而不供给到时隙，即，帧时隙、该数据的密码组，和使用的密码。这些后面的步骤不形成本发明的部分。在这种情况下，可独立于小区搜索使用频率偏移补偿，模块（66）将执行小区搜索处理的所有三个步骤。

应当注意，上面实施例描述的移动接收机具有一个处理器（未示出），其按照指定的控制程序控制移动接收机的每个部件，ROM（未示出）用于存储由处理器执行的指定控制程序，RAM（未示出）提供处理器等的工作区域。

很明显，本发明不局限于上述实施例，在没有脱离本发明的范围和精神的情况下可以改变和修改本发明。

说 明 书 附 图

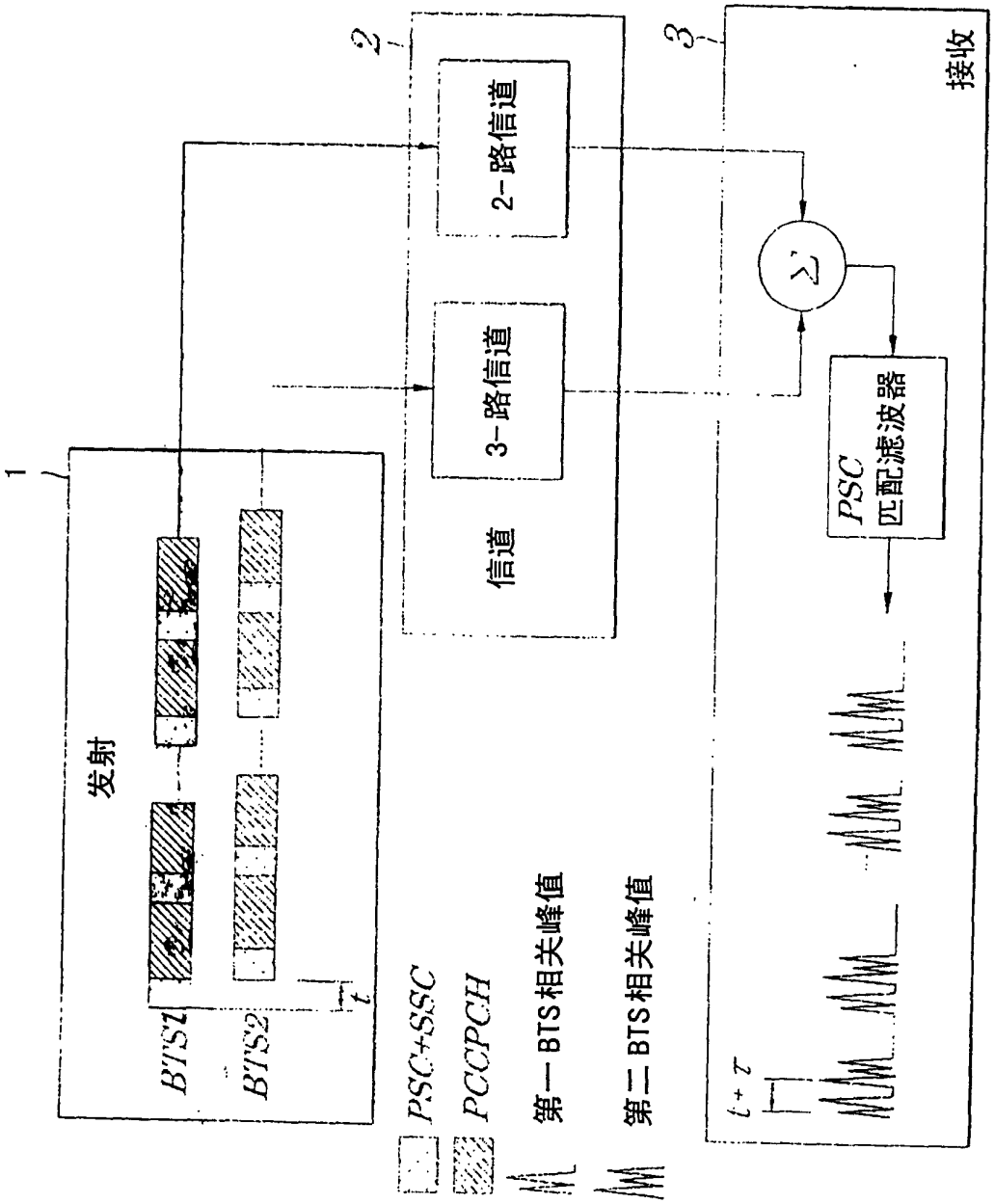

1
发射
BTS1
BTS2
t
2
信道
3- 路信道
2- 路信道
3
接收
Σ
PSC
匹配滤波器
t+τ
PSC+SSC
PCCPCH
第一 BTS 相关峰值
第二 BTS 相关峰值

图 1

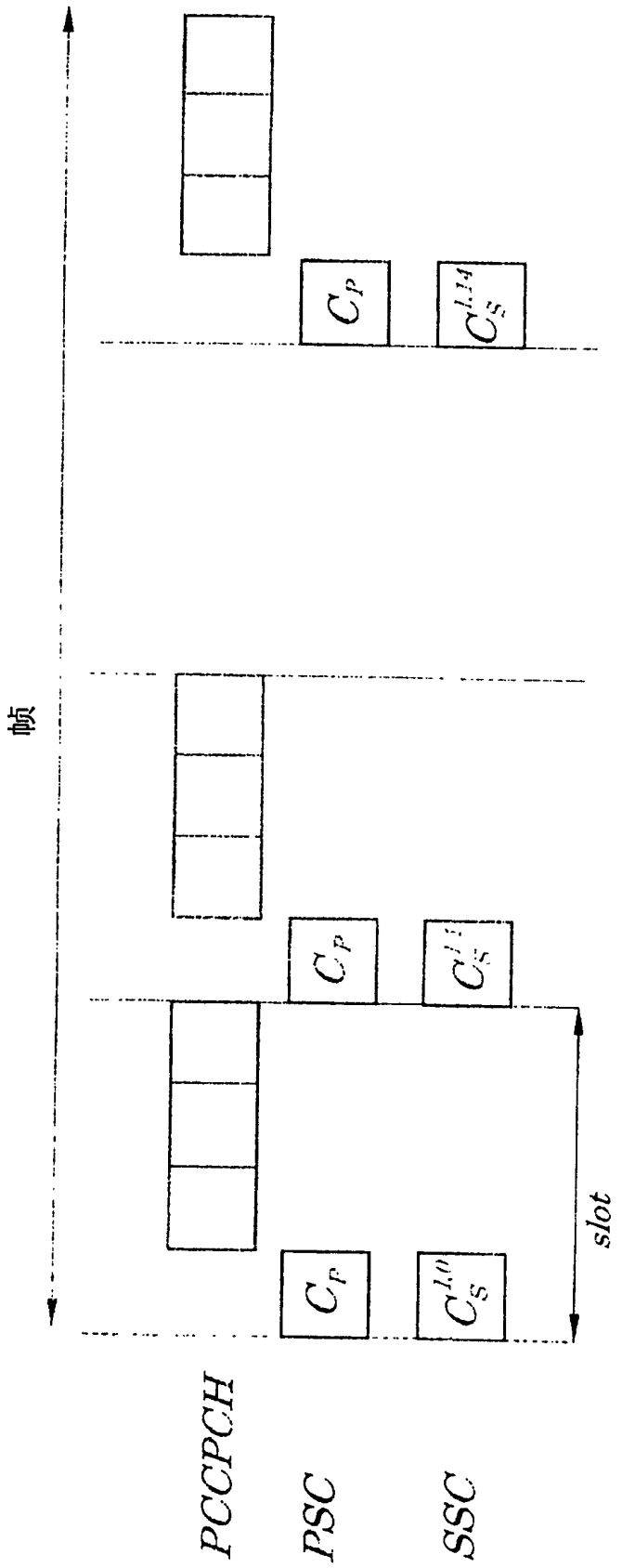


图 2

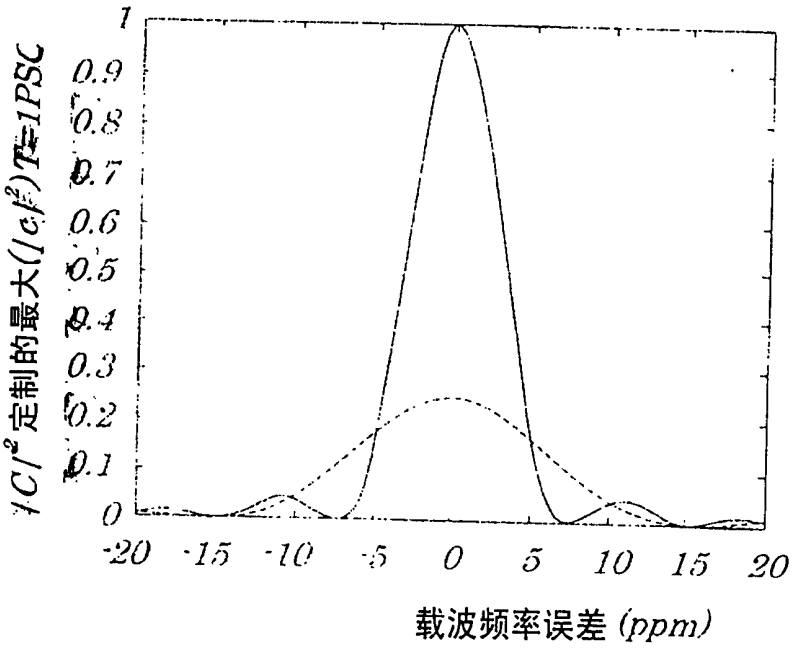

1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
-20
-15
-10
-5
0
5
10
15
20
载波频率误差 (ppm)

图 3

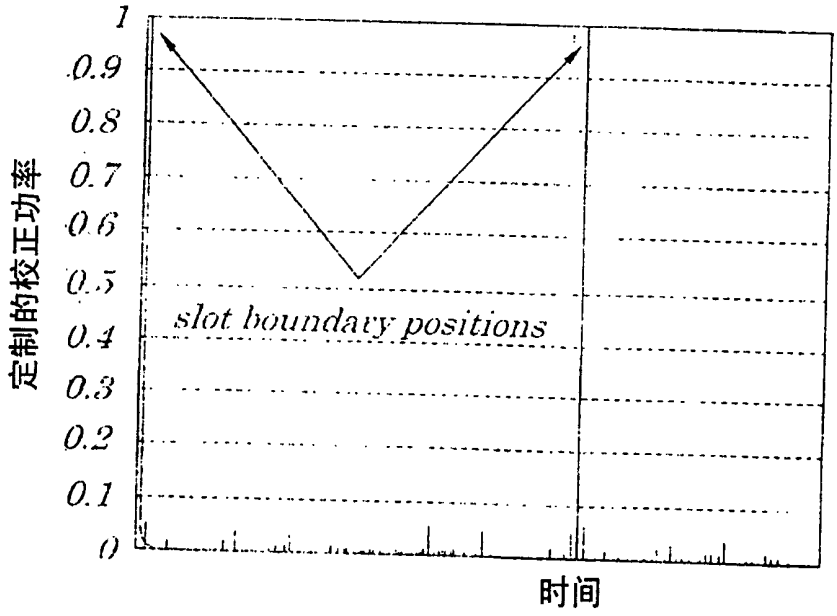

1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
slot boundary positions
时间

图 4

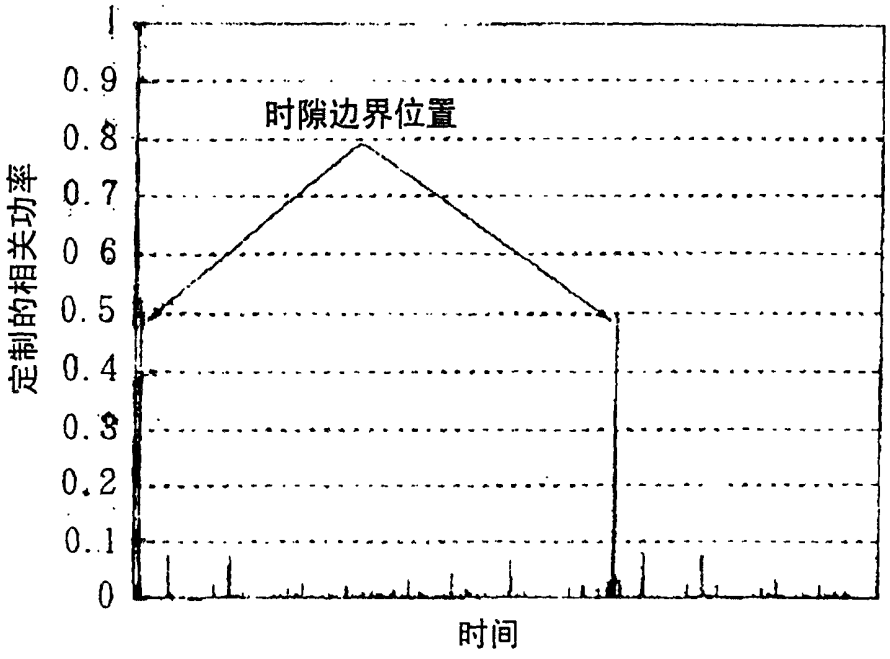

1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
定制的相关功率
时隙边界位置
时间

图 5

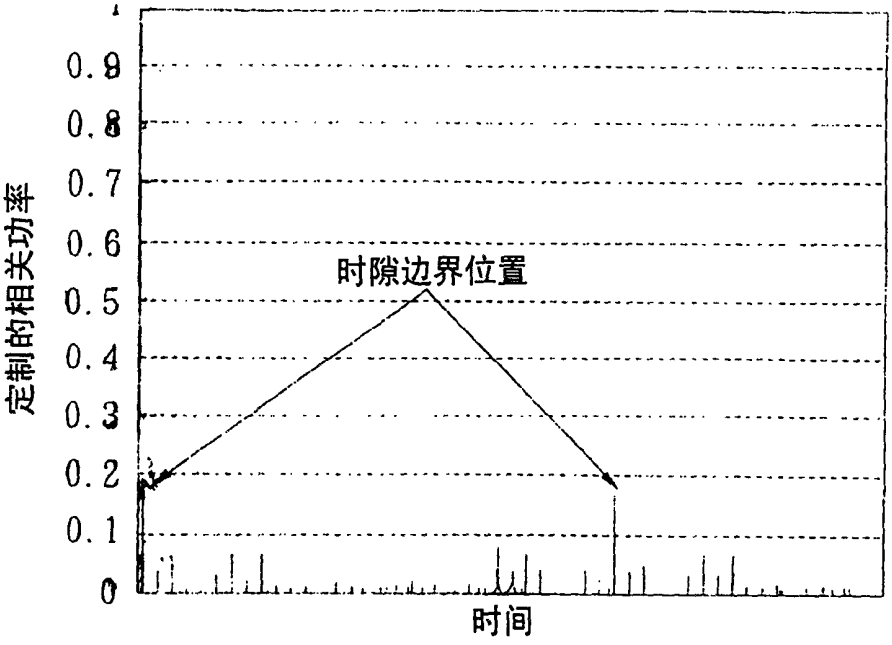

0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
定制的相关功率
时隙边界位置
时间

图 6

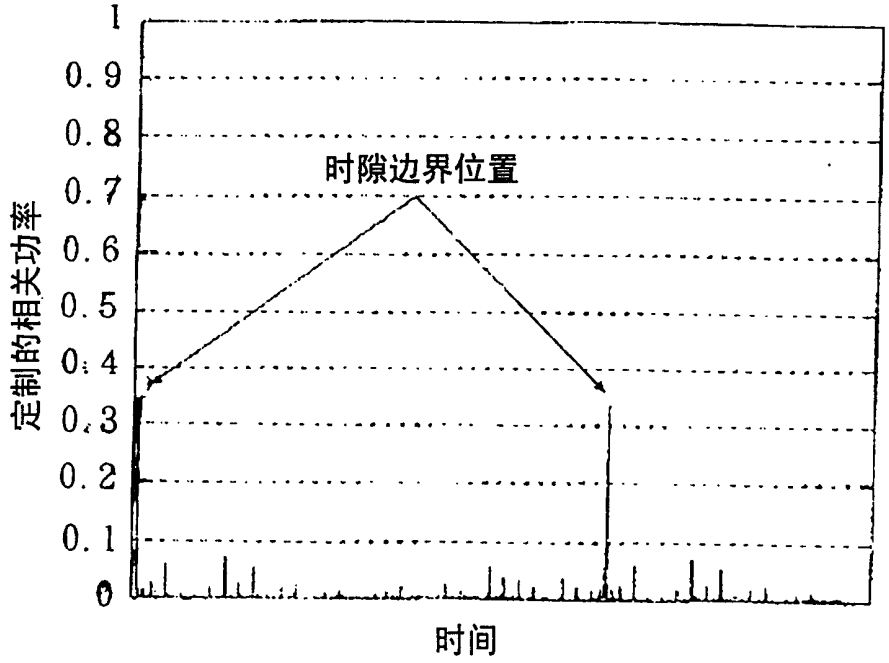

1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
定制的相关功率
时隙边界位置
时间

图 7

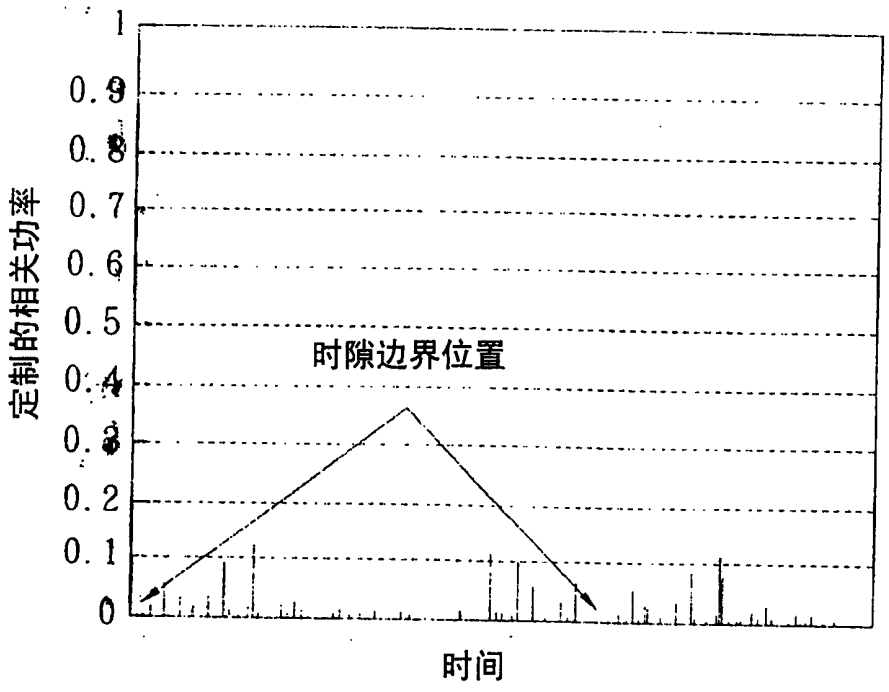

1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
定制的相关功率
时隙边界位置
时间

图 8

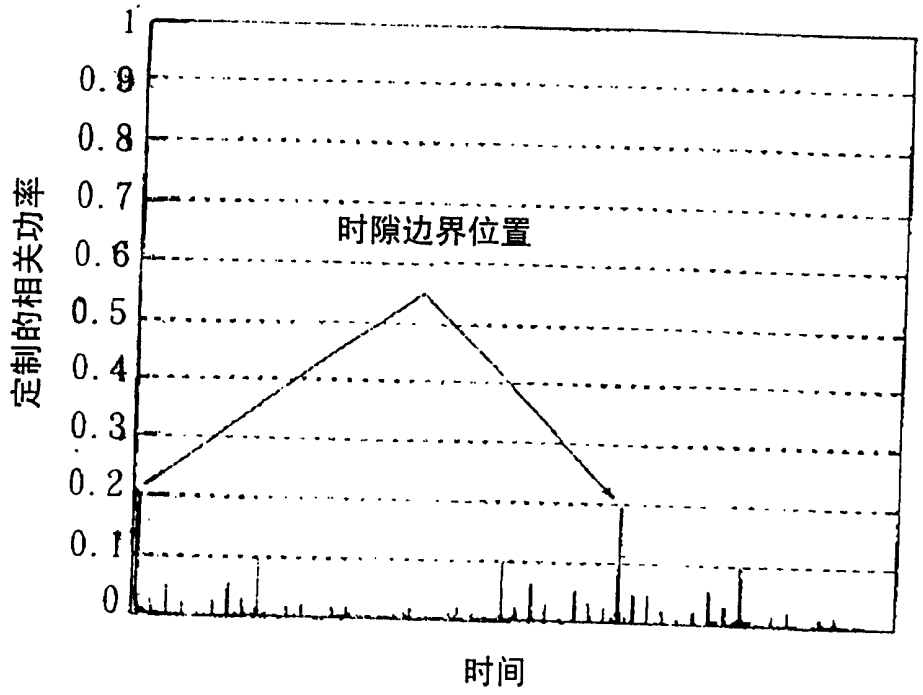

1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
定制的相关功率
时隙边界位置
时间

图 9

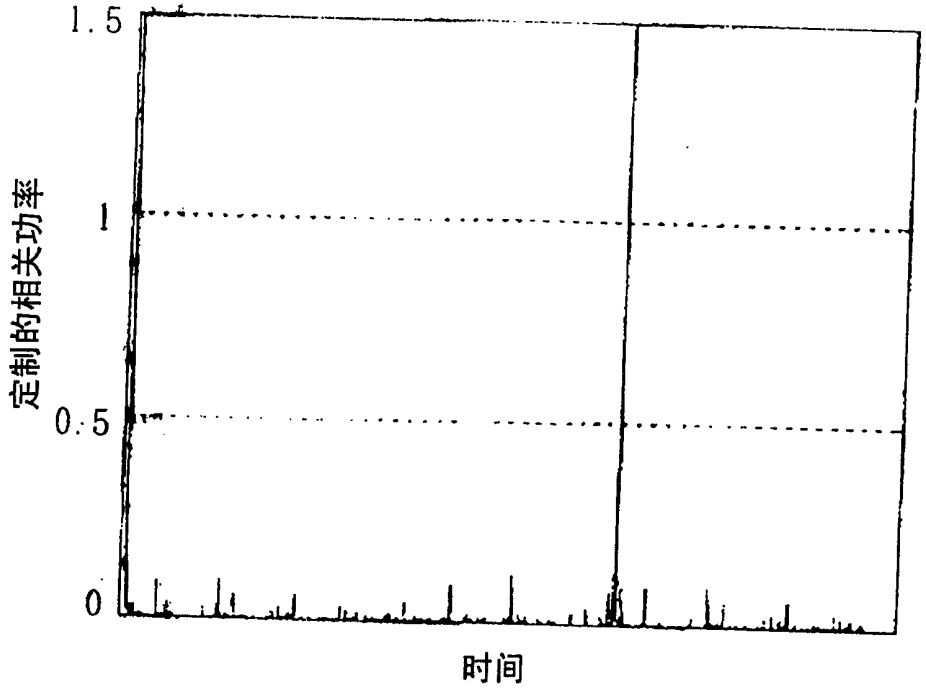

1.5
1
0.5
0
定制的相关功率
时间

图 10

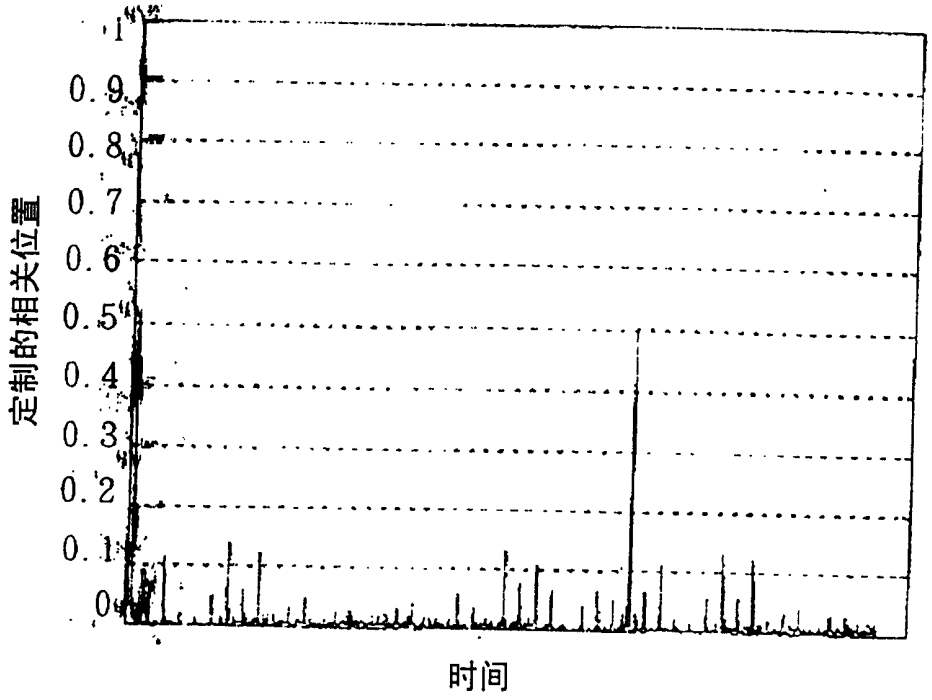

定制的相关位置
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
时间

图 11

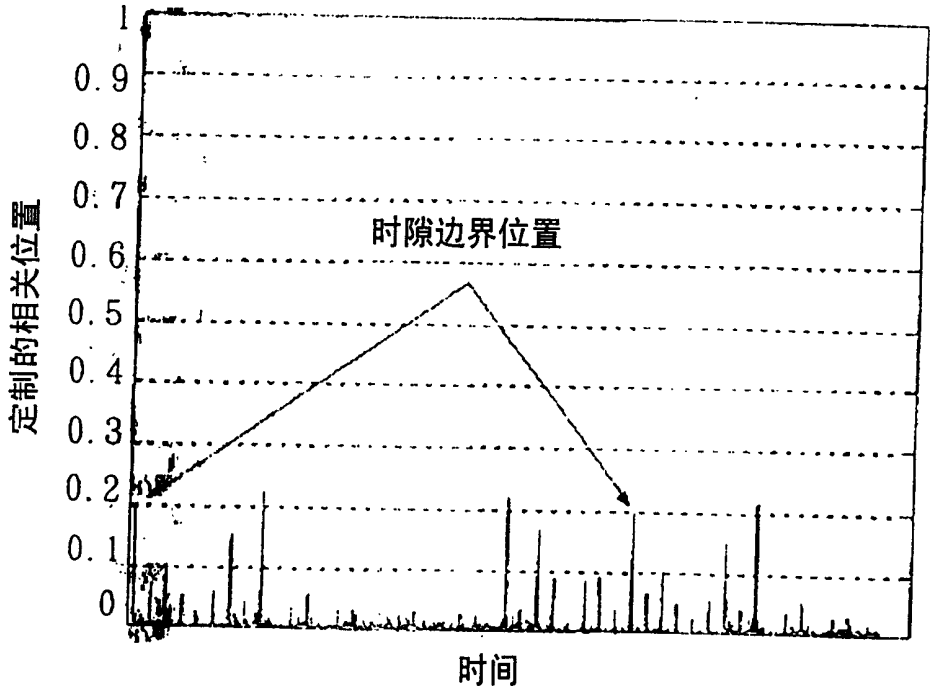

定制的相关位置
1
0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0
时隙边界位置
时间

图 12

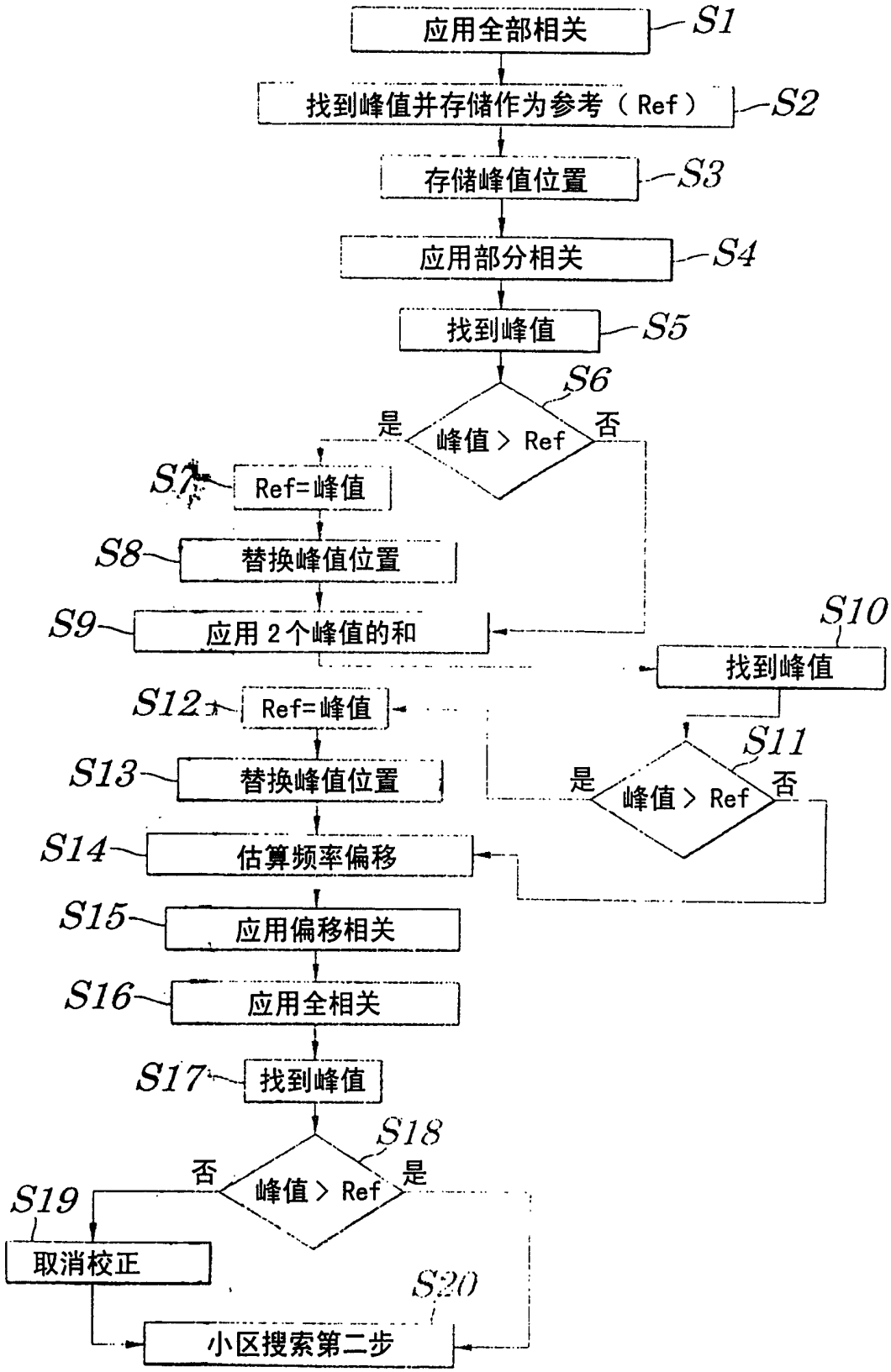

应用全部相关
S1
找到峰值并存储作为参考（Ref）
S2
存储峰值位置
S3
应用部分相关
S4
找到峰值
S5
S6
峰值 > Ref
是
否
Ref=峰值
S8
替换峰值位置
S9
应用 2 个峰值的和
S10
找到峰值
S11
峰值 > Ref
是
否
S12
Ref=峰值
S13
替换峰值位置
S14
估算频率偏移
S15
应用偏移相关
S16
应用全相关
S17
找到峰值
S18
峰值 > Ref
否
是
S19
取消校正
S20
小区搜索第二步

图 13

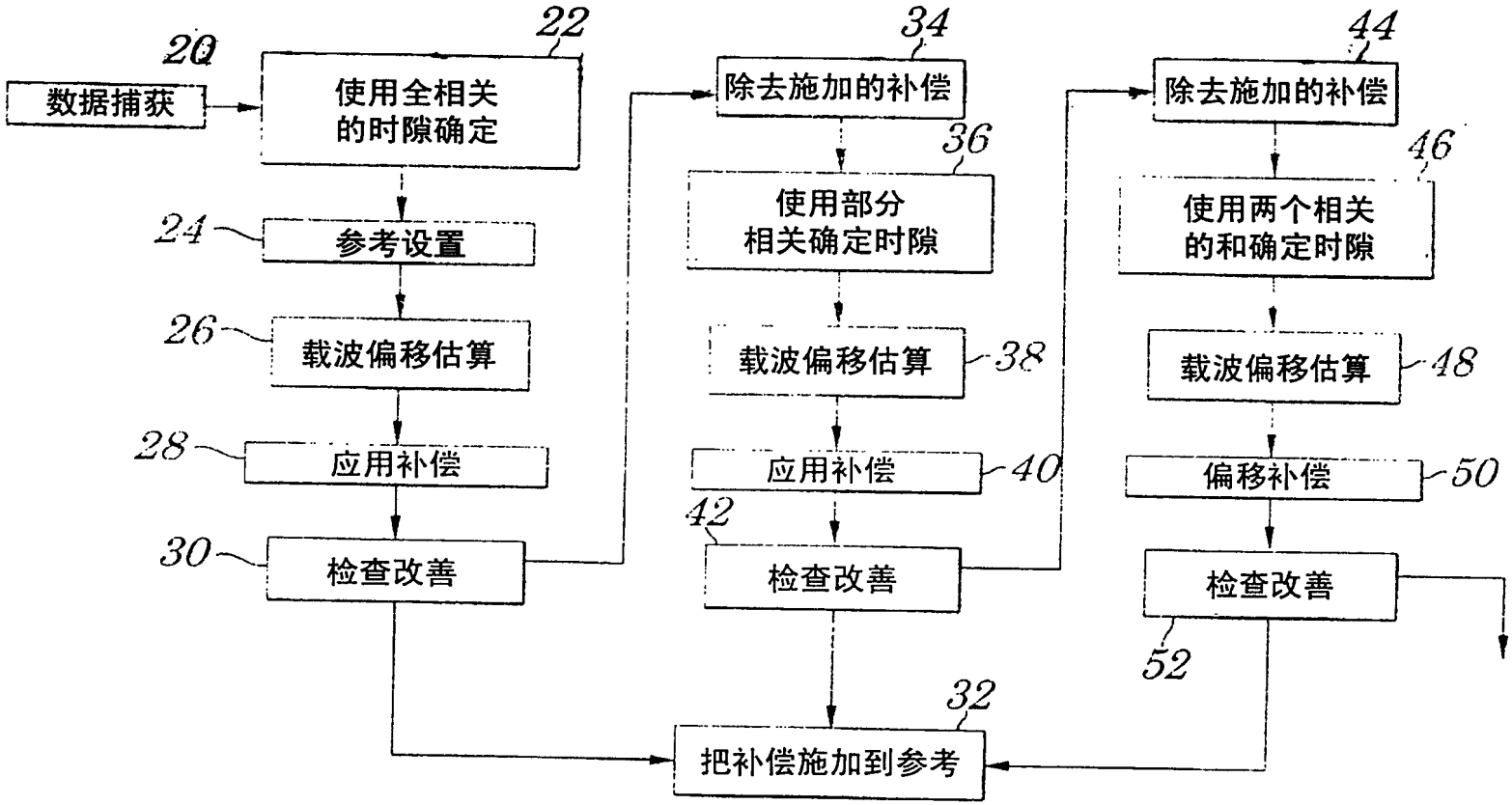

20
数据捕获
22
使用全相关的时隙确定
24
参考设置
26
载波偏移估算
28
应用补偿
30
检查改善
34
除去施加的补偿
36
使用部分相关确定时隙
38
载波偏移估算
40
应用补偿
42
检查改善
44
除去施加的补偿
46
使用两个相关的和确定时隙
48
载波偏移估算
50
偏移补偿
52
检查改善
32
把补偿施加到参考

图 14

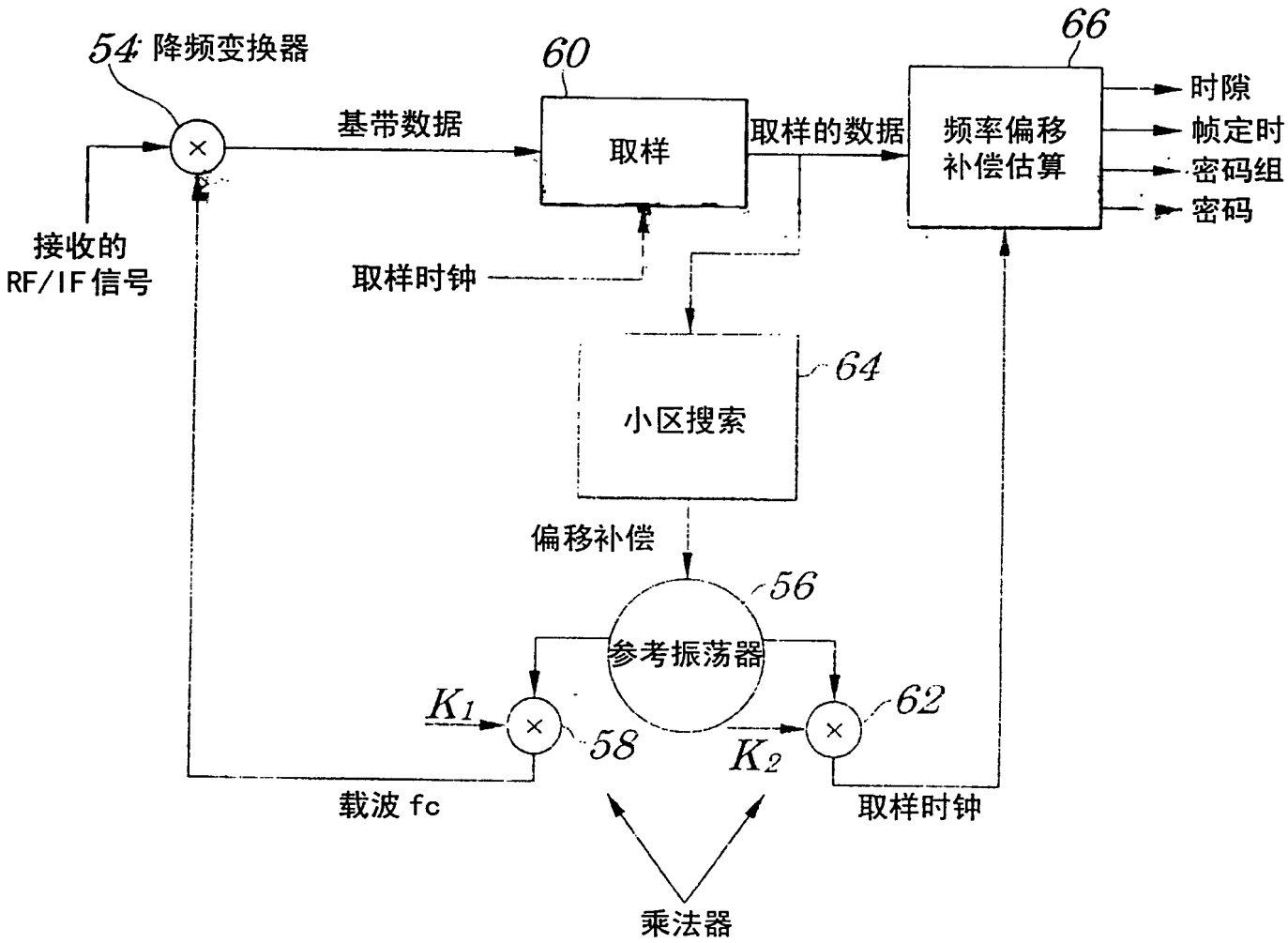

54 降频变换器
60
66
基带数据
取样
取样的数据
频率偏移
补偿估算
时隙
帧定时
密码组
密码
接收的
RF/IF信号
取样时钟
64
小区搜索
偏移补偿
56
参考振荡器
K1
58
K2
62
载波 fc
取样时钟
乘法器

图 15