

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.

H04B 1/707 (2006.01)

H04J 13/02 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 03121629.3

[45] 授权公告日 2007 年 2 月 7 日

[11] 授权公告号 CN 1299437C

[22] 申请日 1999.12.14 [21] 申请号 03121629.3  
分案原申请号 99814400.2

[30] 优先权

[32] 1998.12.14 [33] US [31] 60/112,299

[32] 1999.1.19 [33] US [31] 60/116,284

[32] 1999.3.22 [33] US [31] 60/125,418

[32] 1999.4.14 [33] US [31] 60/129,177

[73] 专利权人 交互数字技术公司

地址 美国特拉华州

[72] 发明人 斯蒂芬 G·迪克 查尔斯·丹尼恩

埃尔戴德·蔡拉 潘俊林 辛承嫻

埃里拉·蔡拉

[56] 参考文献

WO9849859A 1998.11.5

WO9819390A 1998.5.7

US5771288A 1998.6.23

审查员 罗世娜

[74] 专利代理机构 中原信达知识产权代理有限责  
任公司

代理人 袁炳泽 谢丽娜

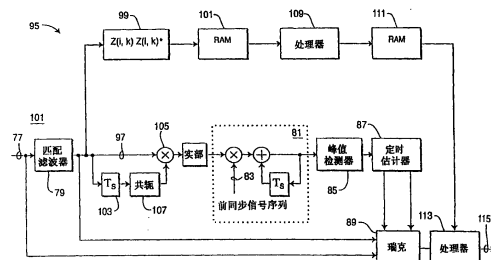
权利要求书 2 页 说明书 19 页 附图 13 页

[54] 发明名称

随机接入信道前同步信号检测

[57] 摘要

本发明涉及一种检测器，使用匹配滤波器输出的能量检测一个被发送的数字特征标记。根据用于可变传输距离的一个预计特征标记码型对能量进行列表。该表格解决了预期的回程传输延迟，并允许累加码元的处理以获得一个正确的特征标记，而不管使用了相干还是非相干特征标记编码和是否出现了多个多普勒信道。



1. 一种在存在传输距离不确定性的 CDMA 空中接口上检测一个编码特征标记的方法，包括步骤：
- 5           a) 在基站上接收与用于一个预定特征标记的码元相对应的一系列被发送的码片；
- b) 在基站上将所述码片输入给一匹配滤波器；
- c) 为所述匹配滤波器的每个输出计算能量；
- d) 连续地将每个所述能量列表；
- 10           e) 算入所述匹配滤波器输出的额外能量和从所述接收的码片获得的所述能量以解决距离的不确定性；
- f) 使所述被列表的额外能量和所述从码片中获得的能量中的预定数目的连续能量与一组预定义的特征标记能量相关；和
- g) 重复步骤(f)直到识别出被发送的特征标记。
- 15
2. 根据权利要求 1 的方法，其中编码的特征标记被相干编码。
3. 根据权利要求 1 的方法，其中编码特征标记被非相干编码。
- 20
4. 一种在存在传输距离不确定性的 CDMA 空中接口上检测一个编码特征标记的方法，所述编码特征标记包括预定的多个码元，该方法包括步骤：
- a) 接收与所述预定多个码元相对应的一系列被发送的码片；
- b) 将所述码片输入给一匹配滤波器；
- 25           c) 存储所述匹配滤波器的多个输出，所述多个输出在数量上多于所述多个码元；
- d) 相关所述多个输出和一组预定义的特征标记；和
- e) 重复步骤 d)直到识别出被编码的特征标记。
- 30
5. 根据权利要求 4 的方法，其中被编码的特征标记被相干编码。

6. 根据权利要求 4 的方法，其中被编码特征标记被非相干编码。

## 随机接入信道前同步信号的检测

5           本申请是 2001 年 6 月 13 日进入中国的 99814400.2  
(PCT/US99/29504) 号申请的分案申请。

## 技术领域

10           本发明一般地涉及二进制调制信号的传输系统和方法。更具体地  
说，本发明涉及一种 CDMA 传输系统，用于在传输距离可变的移动  
通信环境中发送一个调制信号。

## 背景技术

15           通信系统具有一个基本功能即将信息从信息源发送到目的地。由  
信息源生成的信息一般是随时间变化的电信号。

20           在一种通常称作信道的适当介质上，信息信号被从信息源发送到  
目的地。改变信息信号以匹配信道特性的一种方法称为调制。恢复承  
载信息的信号称作解调。解调处理使用与调制处理相反的逻辑来转变  
被发送的信号。假如传输信道是一种理想介质，目的地上的信号将与  
信息源上的信号相同。然而，事实是在传输处理的过程中，信号经历  
了会引入失真的许多变换。目的地上的接收机必需通过消除其它所有  
的影响来恢复原始信息。

25           当前，大多数的通信依靠将一个模拟信息源转换到用于传输的数  
字域，并最终根据承载信息的类型将其重新转换成模拟形式。最简单  
的数字表示方法是用 1 或 0 的二进制值表示任一比特时间上的信息。  
为了扩展信息值可以表示的范围，使用码元来表示两个以上的可能  
值。三进制和四进制码元分别采用三个和四个值。这种变化的值用正  
30           的和负的整数来表示，并且通常是对称的。码元的概念允许更深程度

的信息，因为每个码元的比特内容规定唯一的脉冲波形。根据一个码元的电平数，存在相同数目的唯一脉冲或波形。信息源上的信息被转换成调制码元，并通过信道传输以在目的地上解调。

5           通信系统的常规处理以一种可计算和可控制的方式来处理信息。然而，在从信息源向目的地的传输过程中，无法计算的分量是噪声。在数字传输中噪声的添加扰乱了信号，并增加了误码概率。其它的显著信号恶化是由于自然地形和人造建筑和影响信号定时的信号传输距离导致的多径失真。通信系统需要定义信息信号遇到的可预测的变换，并且在信息的接收过程中，接收机必须包括分析已出现的可预测变换的装置。

10

一种简单的二进制传输系统可以使用正脉冲表示逻辑 1 和负脉冲表示逻辑 0，它们具有信息源所发送的矩形脉冲波形。在目的地上接收的脉冲波形经历了上述包括噪声和其它失真的变换。

15

为了使误码概率最小，在接收机上所使用的滤波器的响应与发射机脉冲波形相匹配。一种称作匹配滤波器的最佳接收机可以很容易地确定所发射的脉冲波形是逻辑 1 还是逻辑 0，并被广泛地应用于数字通信。每个匹配滤波器与发射机所生成的对应于一个码元的一个特定脉冲波形相匹配。匹配滤波器以码元速率被抽样以生成一个使输入脉冲波形与滤波器响应相关的输出。如果输入与滤波器响应相同，输出将生成一个表示信号脉冲总能量的大值。输出通常是相对于输入的一个复数。匹配滤波器的最佳性能取决于要求精确相位同步的所接收信号脉冲的精确复制。通过使用锁相环(PLL)可以轻易地保持相位同步。

20

25

然而，相位同步对于匹配滤波器来说是一个问题。如果脉冲没有与一个码元时间对齐，将出现码元间干扰(ISI)。

现有技术的通信系统的一个例子在图 1 中图示。该系统使用称作码分多路复用或通称作码分多址或 CDMA 的技术。

30

CDMA 是这样的一种通信技术，通过用一个伪随机噪声信号调制将要发射的数据来在展宽的频带内发射数据(扩频)。将要发射的数据信号可能具有仅几千赫兹的频带，分布在可能是几百万赫兹频带范围上。通信信道可以同时由  $m$  个独立的子信道使用。对于每个子信道，所有其它的子信道作为噪声出现。

如图所示，给定带宽的单个子信道与一个唯一的扩频码相混合，所述扩频码重复由宽带伪随机噪声(PN)序列生成器所生成的预定码型。这些唯一的用户扩频码通常相互正交以使扩频码之间的互相关近似为零。使用 PN 序列调制数据信号以生成一个数字扩频信号。然后，用数字扩频信号调制载波信号以建立一条前向链路并发送。接收机解调该传输并提取数字扩频信号。在与所匹配的 PN 序列相关之后再再现被发射的数据。当扩频码相互正交时，所接收的信号可以与涉及特定扩频码的特定用户信号相关，以便仅涉及特定扩频码的所需用户信号被增强，而其它所有用户的其它信号不被增强。重复相同处理以建立一条反向链路。

如果将诸如相移键控(PSK)的相干调制技术用于多个用户单元，不管是固定的还是移动的，由基站连续地发射一个全球导频用于与用户单元同步。用户单元时刻与基站同步并使用导频信号信息来估计信道的相位和幅度参数。

对于反向链路，公共导频信号是不可行的。为了由基站初始捕获以建立一条反向链路，用户单元在一条预定的随机接入信道(RACH)上发送一个随机接入分组。随机接入分组具有两个功能。第一个功能是在用户单元在发送并且基站必须快速接收该发送并确定所接收的内容时进行初始捕获。RACH 启动到基站的反向链路。随机接入分组的第二种用处是用于传输较低数据速率的信息而不是耗费专用的连续话音通信信道。诸如信用卡信息的少量数据被包括在随机接入分组的数据

而不是呼叫发出数据部分中。当被发送到基站时，信息可以被转发给另一个通信用户。通过使用随机分组数据部分传输地址和数据，不会使可用的空间资源负担过重，并可以将其有效地用于较高数据速率的通信。

5

随机接入分组包括一个前同步信号部分和一个数据部分。数据可以与前同步信号同时发送。在现有技术中，随机接入信道通常对前同步信号和数据使用正交相移键控(QPSK)。

10

基站在所接收的前同步信号中检查唯一的扩频码。RACH 前同步信号的每个码元被用一个 PN 序列扩频。基站使用匹配滤波器连续地搜索那些相关的编码。数据部分中包含用于所需服务的指令。基站解调数据部分以确定所请求服务的类型，例如语音呼叫、传真等。然后，基站为用户单元分配一个用于反向链路的特定通信信道，并识别用于该信道的扩频码。一旦分配了通信信道，RACH 被释放以由其它的用户单元使用。通过消除同时启动呼叫的用户单元之间的可能冲突，其它的 RACH 提供更快的基站捕获。

15

在反向链路中没有用于提供脉冲同步的用户单元导频信号，如果使用诸如 PSK 的相干编码技术并与传输距离的不确定性相混合，从移动用户单元捕获 RACH 将是困难的。由于移动用户单元与基站同步，RACH 前同步信号以一种预定的速率被发送。

20

现有技术的前同步信号特征标记的一个例子由 16 个码元定义。16 个相干 RACH 前同步信号特征标记的表格在图 2 中图示。因为每个码元是一个复数量，并具有包括扩频 PN 序列的 256 个码片的脉冲波形，每个特征标记包括 4096 个码片。完整的 RACH 前同步信号特征标记以 4096 码片/毫秒或者 0.244 码片/微秒的码片速率被发送。

25

每个用户单元从全局导频信号中接收帧边界信息。根据基站与用

30

户单元的距离，帧边界信息经受前向链路传输延迟。在反向方向中传输的 RACH 前同步信号经受相同的传输延迟。由于传播延迟，可预测的 RACH 前同步信号到达基站的时间是：

$$\Delta t = \frac{2(\text{distance})}{C}, \text{ 其中 } C=3.0 \times 10^8 \text{ m/s} \quad \text{等式 1}$$

由于固有延迟，用户单元的距离不确定性随距离而变化。在 100 米处，影响可以被忽略。在 30 公里处，延迟可以接近 4 个码元的传输时间。表 1 表示回程传播延迟的影响。

10

距离(千米)	回程时间(毫秒)	码片值	码元间隔
0	0	0	1
5	0.033	137	1
10	0.067	273	2
15	0.100	410	2
20	0.133	546	3
25	0.167	683	3
30	0.200	819	4

表一 距离不确定性的影响

第一栏是移动用户单元和给定基站之间的距离，单位为公里。第二栏是从基站到用户单元并返回的射频信号的回程传播延迟，单位为毫秒。第三栏表示在基站上匹配滤波器的码片定时位置，以所发射帧边界的开始时间为参考时间 0。该值表示参考帧边界的开始何时从用户单元接收到第一码片。第四栏表示在组装 256 个接收码片之后出现的匹配滤波器第一个输出的预期位置；(以帧边界的开始为参考)。根据用户单元的距离，一个码元可以在前四个码元间隔中的任意一个期间被输出。

20

因为基站不与用户单元同步，并且不具有载波基准，基站并不知



道在所接收的码片序列中 RACH 前同步信号码元在何处开始。匹配滤波器必须相关对应于一个有效码元脉冲波形的总共 256 个码片。如本领域的技术人员所知的，当码片被接收时，匹配滤波器组装 256 个码片以生成表示脉冲波形的第一输出。为随后接收的每个码片生成匹配滤波器的连续输出。

移动用户单元首先发送前同步信号部分以接入来自基站的 RACH。从 16 个特征标记中随机地选择一个并从 5 个时间偏移中随机地选择一个以解决在传输过程中的距离不确定性。移动用户单元不断地从基站接收帧边界广播。为了请求一个 RACH，移动用户单元以如图 3 所示相对于所接收的帧边界  $n \times 2$  毫秒的时间偏移(其中  $n=0, 1, \dots, 4$ )发送一个随机突发脉冲。在每次随机接入的尝试中随机地选择时间偏移( $n$  的值)。

在基站上接收的四个前同步信号特征标记 a、b、c 和 d 在图 4a-d 中表示。由于回程延迟，每个特征标记晚了一个码元间隔(0.0625 毫秒)到达，每个特征标记表示基站和移动用户单元之间的一个不同距离。仅 16 个连续码元具有信号分量，其它的匹配滤波器输出表示噪声。已经知道距离的不确定性将破坏特征标记之间的正交性和降低性能。存在基站接收机将匹配滤波器的 19 种可能输出的任何组合误认为错误特征标记的可能性。

因此，需要一种精确的不受通信距离和多普勒效应影响的 CDMA 传输和检测方案。

## 发明内容

本发明涉及一种检测器，使用匹配滤波器的能量输出结合常规的相关检测来检测所发送的数字特征标记。针对可变的传输距离根据预期的特征标记码型将能量制成表格。该表格解决了预期的回程传输延迟，并允许累加码元的处理以得到一个正确的特征标记，不管使用相

干或非相干特征标记编码和是否存在多个多普勒信道。本发明的其它实施例包括用于差分编码 RACH 前同步信号特征标记的新方案。

#### 附图说明

5            在阅读了优选实施例的详细说明之后，对于本领域的普通技术人员来说，这种系统和方法的目的和优点将变得明显。

图 1 是现有技术的 CDMA 通信系统的简化方框图。

图 2 是十六个相干 RACH 特征标记的表格。

10           图 3 是表示用于并行 RACH 尝试的传输定时的定时图。

图 4A 是表示在第一码元间隔周期中接收的 16 个码元 RACH 前同步信号特征标记的定时图。

图 4B 是表示在第二码元间隔周期中接收的 16 个码元 RACH 前同步信号特征标记的定时图。

15           图 4C 是表示在第三码元间隔周期中接收的 16 个码元 RACH 前同步信号特征标记的定时图。

图 4D 是表示在第四码元间隔周期中接收的 16 个码元 RACH 前同步信号特征标记的定时图。

图 5 是 CDMA 通信系统的详细方框图。

20           图 6A 是随机接入信道前同步信号检测器的现有技术的系统图。

图 6B 是根据本发明制造的随机接入信道前同步信号检测器。

图 7A 图示了码元存储器矩阵。

图 7B 是用于试用检测前同步信号特征标记的程序的流程图。

图 7C 是用于解决距离不确定性的程序的流程图。

25           图 8 是表示解决距离不确定性的所接收的前同步信号特征标记码元的四种可能组合的表格。

图 9 是表示正交性和距离不确定性之间关系的表格。

图 10 是十六种非相干 RACH 特征标记的表格。

图 11 是非相干 RACH 前同步信号检测器的系统图。

30           图 12A 是为多条多普勒信道改进的相干 RACH 前同步信号检测

器的系统图。

图 12B 是前同步信号相关器的详细图。

图 13 是本发明的另一种实施例。

图 14 是用于本发明另一种实施例的编码规则。

5 图 15 是一个未编码序列和它的到差分编码序列的转换。

图 16 是图 15 的序列的被传输特征标记。

### 具体实施方式

10 将参考附图描述优选实施例，在附图中相同的参考号表示相同的单元。

如图 5 所示的 CDMA 通信系统 25 包括发射机 27 和接收机 29，该系统可以被安装在基站或移动用户单元中。发射机 27 包括信号处理器 31，它以各种速率将话音和非话音信号 33 编码成数据，例如特定应用所需要的 8 kbps、16 kbps、32 kbps、64 kbps 或其它的速率。信号处理器 31 根据信号类型、服务或者响应于一个设定的数据速率来选择一种速率。

20 作为背景技术，在多址环境中生成发射信号时涉及两个步骤。首先，使用前向纠错(FEC)编码器 35 对可以被视为双相调制信号的输入数据 33 编码。例如，如果使用  $R=1/2$  的卷积码，单个双相调制数据信号变成二变量的或者两个双相调制信号。一个信号称为同相信道 I 41a。另一个信号称为正交信道 Q 41b。复数的形式为  $a+bj$ ，其中  $a$  和  $b$  是实数并且  $j^2=-1$ 。双相调制 I 和 Q 信号通常被称为 QPSK。

25 在第二步中，使用复数伪随机噪声(PN)序列 43a、43b 扩频两个双相调制数据或码元 41a、41b。QPSK 码元流 41a、41b 被乘以唯一的复数 PN 序列 43a、43b。I 和 Q PN 序列 43a、43b 都包括以较高的速率生成的一个比特流，该比特流速率通常是码元速率的 100 至 200 倍。复数 PN 序列 43a、43b 在混频器 42a、42b 中与复数码元比特流 41a、

41b 混频以生成数字扩频信号 45a、45b。扩频信号 45a、45b 的分量被称作码片，它具有非常小的时间间隔。所得 I 45a 和 Q 45b 扩频信号被混频器 46a、46b 上变频到射频，并在组合器 53 上与具有不同扩频码的其它扩频信号(信道)组合，与载波信号 51 混频以将信号上变频到射频，并由天线 54 作为发送广播信号 55 予以发射。传输 55 可以包含具有不同数据速率的多个单独信道。

接收机 29 包括解调器 57a、57b，它们将在天线 56 上接收到的被发射的宽带信号 55 的修正下变频成中频载波频率 59a、59b。在混频器 58a、58b 上的第二次下变频将信号变换到基带。然后由滤波器 61 滤波 QPSK 信号，并在混频器 62a、62b 上与本地生成的复数 PN 序列 43a、43b 混频，所述复数 PN 序列与所发射的复数码的共轭相匹配。将仅有效地解扩在发射机 27 上用相同编码扩频的原始波形。所有其它的接收信号对于接收机 29 将作为噪声出现。然后，数据 65a、65b 被发送给信号处理器 67，对卷积编码数据执行 FEC 解码。

在接收和解调信号之后，基带信号处于码片级。使用在扩频过程中所用 PN 序列的共轭同时解扩信号的 I 分量和 Q 分量，将信号恢复到码元级。

为了建立从移动用户单元到基站的反向链路，移动用户单元发送由 RACH 传送的随机接入分组。RACH 的传输类似于上面已经描述的，但是 RACH 并不进行 FEC。也可以在通信系统 25 中使用多个 RACH。

表示 16 种可能的相干 PSK 编码 RACH 71 前同步信号特征标记 73 的表格在图 2 中被图示。每个特征标记包括 16 个码元。每个码元 A 是复数  $A=1+j$ 。编码方法和复数的讨论不在本发明的范围之内，并且对于本领域的技术人员来说是公知的。

现有技术的相干 RACH 71 检测器 75 在图 6A 中被图示。在接收

机 29 解调 RACH 71 载波之后，解调信号 77 被输入给匹配滤波器 79，用于解扩 RACH 前同步信号 73。匹配滤波器 79 的输出被连接到前同步信号相干器 81，用于相关 RACH 前同步信号 73 与表示前同步信号编码 83 的一个已知前同步信号 PN 序列。前同步信号相关器 81 的输出将具有峰值 85，该峰值对应于使用特定前同步信号编码 83 的任一所接收的随机接入突发脉冲串的定时 87。然后，可以在常规的瑞克组合器 89 中将所估计的定时 87 用于 RACH 71 突发脉冲串的数据部分的接收。尽管这个检测器 75 在理想情况下可以使用图 2 所示的相干 PSK 编码前同步信号特征标记 73 正常地工作，它的工作可能受到距离不确定性和所存在的多普勒效应的不利影响。

在本发明的第一实施例中，可以使用非相干检测。在这个实施例中，图 2 所示的相干 RACH 前同步信号特征标记 73 被差分编码(即差分相移键控(DPSK)处理)。因此，相干前同步信号特征标记 73 在传输之前首先被转换成非相干的 DPSK 编码信号，然后在接收之后被差分解码。

依照下述步骤执行将相干码元转换成非相干码元的方法，(其中  $i$  = 行和  $j$  = 列)。首先：

如果  $S_{old}(i, j) = -A$ ；将对应于  $i$  的所有的  $j$  乘以 -1。 等式 2

例如，对于图 2 所示的特征标记 4( $i=4$ ):

4	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	A	A

乘以 -1

4	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
	A	-A	A	-A	A	A	A	A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A

在第一步之后，旧的前同步信号特征标记将包括原始的未变化的特征标记(1, 3, 5, 8, 9, 11, 12 和 13)和乘以 -1 的特征标记(2, 4,

6, 7, 10, 14, 15 和 16)。

传输处理的第二步转换前同步信号特征标记 73 的每个连续码元：

$$5 \quad S_{\text{new}}(i,j) = A \quad \text{如果: } S_{\text{old}}(i,j) = S_{\text{new}}(i,j-1) \quad \text{等式 3}$$

$$S_{\text{new}}(i,j) = -A \quad \text{如果: } S_{\text{old}}(i,j) \neq S_{\text{new}}(i,j-1) \quad \text{等式 4}$$

继续该例子，对于特征标记 4(i=4)：

$$S_{\text{old}}(4,2) \neq S_{\text{new}}(4,2-1)$$

$$10 \quad -A \neq A$$

$$\text{因此: } S_{\text{new}}(4,2) = -A$$

为一个给定前同步信号特征标记 73 的每个连续码元执行其余的 DPSK 编码。该处理将所有的 16 个前同步信号特征标记 73 转换成图 15 10 所示的差分前同步信号特征标记 97。根据基站接收机的复杂度，DPSK 转换可以被计算并作为移动用户单元的一部分装载到固件中，或者可以在始发一个呼叫时进行计算。对于 DPSK 前同步信号特征标记，可以执行与上述相干处理相同的处理，但是必须在与前同步信号特征标记相关之前通过差分解码恢复所接收的信号。

20

根据本发明 95 制造的 RACH 检测器 101 在图 6B 中被图示。如前面针对现有技术的接收机 75 所述的，所接收的 RACH 77 被解调并被连接到匹配滤波器 79 的输入。匹配滤波器 79 的输出被连接到瑞克 89、时间延迟 103 和第一混频器 105。每个接收信号 97 被延迟一个码元的长度（256 个码片）。时间延迟 103 的输出被连接到共轭处理器 107，它将所接收的码元转换成的它的复共轭。复共轭处理器 107 的输出被连接到第一混频器 105，在此复数的实部被选择 106 并乘以特征标记码元并输出给前同步信号相关器 81。前同步信号相关器 81 相关一个可能的特征标记与一个输出序列。将这个总和与峰值检测器 85 30 的阈值比较，并且如果在十六个码元结束时它超过该阈值，则确定已

5 经检测到一个特征标记。因为有十六次计算，每个特征标记一次计算，  
 对于一个给定的抽样时间可能存在多个超过其阈值的累加值。在这种  
 情况下，将具有最大值的累加值视为正确的。然后，可以在用于接收  
 RACH 71 突发脉冲串的数据部分的常规瑞克组合器 89 中使用估计的  
 定时 87。

10 根据本发明的第二实施例，计算 RACH 检测器匹配滤波器 79 的  
 每个输出的能量。尽管通常以码片速率抽样匹配滤波器 79，它可以在  
 两倍或四倍的码片速率(甚至更高)上被过抽样。在这个实施例中，码  
 片速率是 4.096 百万码片/秒，或者一个码片/0.244 微秒。

15 图 7A 中表示在 RAM 100 中所存储的一个存储器矩阵 101，在此  
 存储为匹配滤波器 79 输出的每个码元计算的的能量值。矩阵 101 被安  
 排存储与在 100 米到 30 公里范围内变化的基站到用户单元的传输距  
 离相对应的所有可能的延迟码元值。矩阵 101 包括 256 行(0-255)102  
 和 19 列(0-18)104，表示在 RACH 前同步信号特征标记期间被传输的  
 码片总数。如果用户单元位于基站附近，传播延迟将可以忽略，在接  
 收 256 个码片之后或者在 P(255,0)上将输出第一个码元。如果用户单  
 元在 30 公里处，在接收 819 个码片之后或者大约在 P(54, 4)上将输  
 出第一个码元。不考虑传输距离，每 256 个码片之后将生成另一个码  
 元，以此类推，从而完成一整行。因为 16 个码元定义一个前同步信  
 号特征标记，矩阵 101 允许三个附加的码元输出以预先考虑距离的不  
 确定性，(如图 4 所示，在下文将更加详细地解释)。一旦矩阵 101 被  
 填满，它包括移动用户单元在 30 公里范围之内感兴趣的所有抽样。

25

匹配滤波器 79 的每个输出 97 是一个复数：

$$z(ik) = x(ik) + jy(i, k); \text{ 其中 } i=0 \text{ 至 } 255 \text{ 和 } k=0 \text{ 至 } 18 \quad \text{等式 5}$$

作为每个输出的实部和虚部的平方和的瞬时能量值被计算为：

30 
$$P(i, k) = z(i, k) z(i, k)^* = x^2 + y^2 \quad \text{等式 6}$$

并被存储在矩阵 101 中。

5 因为前同步信号特征标记由一组 16 个码元构成，每个码元具有预先指定的码片码型，预计匹配滤波器输出将产生 16 次大于平均值的输出，每个较大值将距离前一个较大值 256 个码片。组合输出是 256 个码片的匹配滤波器输出速率之和。必需克服的一个问题是第一匹配滤波器的输出并不自动地在前 256 个码片中出现。根据移动用户单元和基站之间的距离，它可能出现的较晚，如表 1 所示。

10 当前同步信号特征标记出现时，其相应的匹配滤波器的输出将填充 256 行中的一行 102 的 19 个单元中的 16 个单元。对于每行，在对该行求和的总能量值超过一个预定阈值时可以检测一个完整的前同步信号特征标记。

15 参考图 7B，图示用于试用检测前同步信号特征标记的程序 200。一旦矩阵 101 被填充(步骤 201)，求和 109 并存储每行的能量值(步骤 202)。对于总和超过一预定阈值的行，将其视为“试用检测”。比较第一行的总和和一个预定阈值(步骤 204)以确定该总和是否超过阈值(步骤 206)。如果是，将该行标记为一个试用检测(步骤 208)。如果还没有对每一行求和(步骤 210)，提取下一行(步骤 212)并重复该处理(步骤 206-210)。一旦已经对所有的行求和，就解决每个试用检测的距离不确定性(步骤 214)，(在下文将对其进行更加详细的描述)，并将候选者输出。

20

25 如上面所指出的，由于移动用户单元的位置引入了距离的不确定性，导致前同步信号特征标记可能不会出现直到多达四个码元。必需解决这种距离的不确定性。因此，对于被标记为一个试用检测的每一行，必需确定生成最大和的那一行中 16 个相邻位置的能量值。由于距离不确定性，根据前同步信号特征标记的接收版本获得四种可能的情况 1、2、3 和 4。这四种情况在图 8 中被图示。在这个例子中，特

30



征标记 1 被传输并用形成存储器矩阵 101 一行的十九个所接收码元组  
 装。对于每种情况，十九个码元中的十六个连续码元与十六种可能的前同步信号特征标记的每一个相关将产生 64 种假设。64 种假设中的一种假设将产生具有最大接收能量的一个特征标记。64 种假设中的最大的假设将出现在情况 1 中，因为情况 1 具有所有的连续码元而不包括噪声。情况 2、3 和 4 包括从噪声分量中获得的码元，并且将不与十六个前同步信号特征标记中的一个相关。

参见图 7C，图示根据本发明用于解决距离不确定性的程序 300。  
 如参考图 8 描述的，每一行总共包括 19 个位置。重新参见图 7C，分析被视为试用检测的一行中前 16 个连续位置的能量值(步骤 301)。计算 16 个位置的能量和(步骤 302)，然后存储(步骤 304)。如果还没有计算该行中所有位置之和(步骤 306)，则查看随后的 16 个连续位置，对应于单元 2-17(步骤 308)。然后递增计数器(步骤 310)，并重复该程序(步骤 302-306)。一旦已经计算所有位置之和，比较所有的和以确定该行中 16 个连续位置是否具有最大和(步骤 312)。然后，系统输出与具有最大和的 16 个连续位置的开始位置相对应的列(k)的值(步骤 314)。这是一个被选择的候选值。为每个试用检测重复这个程序。

参考图 7C 描述的处理可以用伪代码总结如下：

```

row i(i=0 to 255)
  sum(k)=0;k=0,1,2,3
  for k=0 to 3,do
    sum(k)=sum(k)+P(i,n+k-1)
  next k
then;
Select k for max sum(k)
maxk=0
max=sum(0)
for k=1 to 3

```

```

if sum(k)>max then
max=sum(k)
maxk=k
next k.

```

5

比较所选择的候选者与用于相干或非相干 PSK 编码的常规相关检测处理的输出。常规相关检测处理的讨论不在本申请的范围之内，并且对于本领域的技术人员来说也是公知的。

10

参见图 9，图示正交性和距离不确定性之间关系的表格。第一栏是接收信号与其相关的特征标记。第二栏至第五栏是情况 1-4 的相关值。相关值越大，与接收信号的接收匹配越好。零相关值表示所接收的码元与相应的特征标记码元正交。如可以明显地看出的，在情况 2、3 和 4 的各种特征标记之间并不存在正交性。

15

图 9 所示的相关值可以被计算为：

$$\frac{100}{1024} \left| \bar{s}^{(1)} \cdot \bar{s}^{(k)H} \right|^2 = \frac{100}{1024} \left| \sum_{i=0}^{15} P_i^{(1)} \cdot P_{i+1}^{*(k)} \right|^2, k = 1, 2, \dots, 16 ; \quad \text{等式 7}$$

20

其中对于特征标记 1  $k=1$ ，对于特征标记 2  $k=2$ ，……，对于特征标记 16  $k=16$ ，并且对于情况 1， $l=0$ ；情况 2， $l=1$ ；情况 3， $l=2$ ；情况 4， $l=3$ 。值 1024 由下式得出：

$$1024 = \left| \bar{s}^{(1)} \cdot \bar{s}^{(l)H} \right|^2, \text{ 其中 } \bar{s}^{(1)} = \text{特征标记 1}, \quad \text{等式 8}$$

25

并且，其中

$$\vec{s}^{(1)} \cdot \vec{s}^{(1)*} = \left[ \begin{array}{cccccccccccccccc} A & A & A & -A & -A & -A & A & -A & -A & A & A & -A & A & -A & A & A \end{array} \right] \begin{array}{c} A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ -A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \\ -A^* \\ A^* \\ -A^* \\ A^* \\ A^* \end{array}$$

16 symbols

等式 9

$$\begin{aligned} &= 16 \times A \cdot A^* \\ &= 16 \times (Hj)(1-j) \\ &= 16 \times 2 \\ &= 32 \end{aligned}$$

5

和  $A = 1 + j$   
 $A^* = A(1-j)$  的共轭  
 因此  $32^2 = 1024$

10

根据本发明这个实施例制成的 RACH 检测器 95 在图 11 中被图  
 示。如在描述图 6 所示的现有技术接收机时所述的，接收的 RACH 77  
 被解调并被连接到匹配滤波器 79 的输入。匹配滤波器 79 的输出被连  
 接到瑞克(RAKE)89、时间延迟单元 103、第一混频器 105 和第一处理  
 器 99。每个所接收的前同步信号特征标记 97 在延迟单元 103 中被延  
 迟一个码元长度  $T_s$ ，即 256 个码片。时间延迟单元 103 的输出被连接  
 到共轭处理器 107，它将所接收的码元转换成其复数共轭。复数共轭  
 处理器 107 的输出被连接到第一混频器 105，在此复数的实部被乘以  
 前同步信号特征标记码元并输出给前同步信号相关器 81。前同步信号  
 相关器 81 将一个可能的特征标记与基于码元序列的一个输出序列相  
 关。比较此和与一个阈值，并且如果它在第十六个码元结束之前超过  
 该阈值，则检测到一个特征标记。因为有 16 次计算，每个特征标记  
 一次计算，在一个给定抽样时间内可能有多个累加值超过阈值。在此  
 情况下，选择数值最大的累加值作为正确的。

15

20

在上述特征标记相关的同时，匹配滤波器 79 的输出 97 被输入给第一处理器 99，它为每个码元输出计算能量值。将所计算的每个能量值存储在存储器矩阵 101 中。如上所述，在已经为一行 19 个码元计算能量值之后，第二处理器 109 计算该给定行的总和能量值，并将其存储在第二存储器 111 中。应当注意到存储器矩阵 101 和第二存储器 111 实际上可以包括单个 RAM 存储器，而不是如图所示的两个分离的部件。超过预定阈值的能量是一个试用检测。在 256 个包括 19 个码元的可能特征标记的累加值已经被累积在第二存储器 111 中之后，第三处理器 113 一对一比较 256 个能量值和常规特征标记检测，从而交叉验证每个处理的结果以得出正确的接收特征标记序列。

为了解决多个多普勒信道，解决该信道的一种可选实施例类似于上述四种情况的方法。为了解决多普勒信道，引入相位旋转。相位旋转校正和补偿由于多普勒扩展导致的相位变化。为了相干检测  $m$  个多普勒信道，创建  $m \times 4 \times 16$  个假设。选择  $m \times 4 \times 16$  个假设中最大的一个并识别相应的特征标记。

如果所接收的序列是  $r(t)$ ，每次收集 19 个抽样  $r(n \Delta t)$ ， $1, 2, 3, \dots, 19$ ，考虑四种情况： $n=1, 2, 3, \dots, 16$ (情况 1)， $n=2, 3, 4, \dots, 17$ (情况 2)， $n=3, 4, 5, \dots, 18$ (情况 3)，和  $n=4, 5, 6, \dots, 19$ (情况 4)。为了解决多普勒效应，将每种情况与具有对应于  $m$  个多普勒信道的  $m$  个不同相位旋转的 16 个特征标记相关。带有相位旋转的相关输出是：

25

$$y_{ik} = \sum_{n=1}^{16} |r(n\Delta t) \times \bar{s}_i \times \exp(-j \cdot 2\pi f_{0k} n\Delta t)|^2 \quad \text{等式 10}$$

其中  $i=1, 2, 3, \dots, 16$ ； $k=1, 2, 3, \dots, m$ ； $2\pi f_{0k}$  是第  $k$  个多普勒信道的相位旋转；和  $s_i$  是可能的特征标记，其中  $i=1, 2, 3, \dots, 16$ 。

30

五个多普勒信道的频率旋转的例子是： $(f_{01}, f_{02}, f_{03}, f_{04}, f_{05}) = (-200\text{Hz}, -100\text{Hz}, 0, 100\text{Hz}, 200\text{Hz})$ ；间隔为 100Hz。每种情况生成  $m \times 16$  种假设。四种情况产生  $m \times 16 \times 4$  种假设。选择与  $m \times 16 \times 4$  种假设中值最大的相对应的前同步信号特征标记。

根据本发明这个实施例制成的针对多个多普勒信道使用相干检测的接收机在图 12A-B 中被图示。在图 12A 中，所接收的 RACH 77 被连接到匹配滤波器 79 以与一个扩频码(256 个码片)相关。如上所述，每 256 个码片从匹配滤波器输出一个码元，直到收集到十九个码元输出并存储在存储器矩阵 101 中。在十九个码元输出之中的连续十六个码元输出被组装，并且形成了四种情况。

在前同步信号相关器 119 中将四种十六个连续抽样情况中的每种情况与  $m$  个多普勒信道上的十六个前同步信号序列中的每个序列相关。然后将所生成的  $m \times 16 \times 4$  种假设存储在第二存储器 121 中。选择  $m \times 16 \times 4$  种假设中具有最大能量的情况，并识别相应的前同步信号特征标记。图 12B 表示用于一个给定前同步序列和一个给定多普勒信道的前同步信号相关器的详细方框图，(即具有频率偏移  $f_{0k}$ ,  $k=1, 2, \dots, m$ )。

本发明的一种可选实施例以图 13 所示的  $16 \times 16$  特征标记矩阵为基础。在使用本发明的这个实施例时，通过差分编码图 13 中列出的特征标记矩阵来创建一个新的特征标记组。编码规则如下。首先，将  $S(i,k)$ ,  $M(i,k)$  和  $R(i,k)$  定义如下：

$S(i,k)$  = 特征标记  $i$  的第  $k$  个单元；

$M(i,k)$  = 所建议的新的发送特征标记组的第  $k$  个单元； 和

$R(i,k)$  = 将被存储在接收机中的所建议的新复制组的第  $k$  个单元。

然后将单元映射如下：

映射  $A \rightarrow 1$  和  $B \rightarrow j = \sqrt{-1}$ ，和设置  $M(i,0) = A = 1$  和设置  $R(i,0) = A = 1$ 。对于  $k=1$  至 15，我们具有下述等式：

$$M(i,k) = M(i,k-1) \times S(i,k) \quad \text{等式 11}$$

$$R(i,k) = S^*(i,k) \quad \text{等式 12}$$

5 \*表示复共轭：

如果  $S(i,k) = 1$ ，则  $R(i,k) = 1$

如果  $S(i,k) = j$ ，则  $R(i,k) = -j$

10 在图 14 中总结了 this 规则，其中左边一栏表示  $M(i,k-1)$  的四种可能值，最顶上的一行表示  $S(i,k)$  的四种可能值。图 15 表示一个原始的未编码序列及其到差分编码序列的转换。

在这个接收机中，这些码元被差分解码。任意地开始于  $D(0) = 1$ ，以接收编码码元  $C(k)$  的形式给出解码码元  $D(k)$ ， $k = 0, \dots, 15$  如下：

$$15 \quad D(i,k) = C(i,k) \times C(i,k-1)^* \quad \text{等式 13}$$

然后执行与前同步信号特征标记的相关，由此  $\text{Sum}(i) = 0$ 。对于  $i = 0$  至 15

$$\text{Sum}(i) = \text{Sum}(i) + D(i,k) \times R(i,k) \quad \text{等式 14}$$

20

在图 16 中图示完整的新发送的特征标记。这个相同的技术通过用  $B$  代替  $A$  和用  $A$  代替  $B$  可以被应用于图 13 所示的前同步信号特征标记。

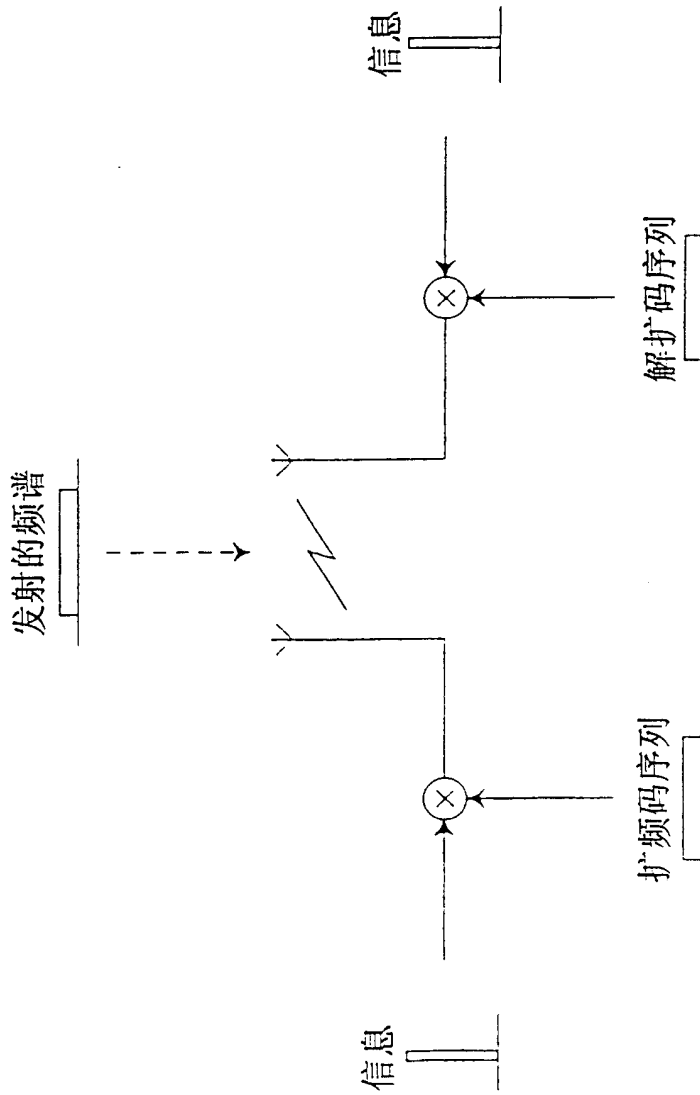


图1  
现有技术

特征标记	前同步信号码元															
	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12	P13	P14	P15
1	A	A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A	A
2	-A	A	-A	-A	A	A	A	-A	A	A	A	-A	-A	A	-A	A
3	A	-A	A	A	A	-A	A	A	-A	A	A	A	-A	A	-A	A
4	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	A	A
5	A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	-A	-A	-A	A
6	-A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	A	A	A	A	A
7	-A	A	A	A	-A	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A
8	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	A	A	-A	A
9	A	-A	A	-A	-A	A	-A	A	A	A	-A	-A	-A	A	A	A
10	-A	A	A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A
11	A	A	-A	A	A	A	-A	-A	A	A	-A	A	A	-A	-A	A
12	A	A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	A
13	A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	A	A
14	-A	-A	-A	A	-A	A	A	A	A	A	A	A	A	-A	A	A
15	-A	-A	-A	-A	A	-A	-A	A	-A	A	-A	-A	A	-A	-A	A
16	-A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	A	-A	A

73

图2  
现有技术



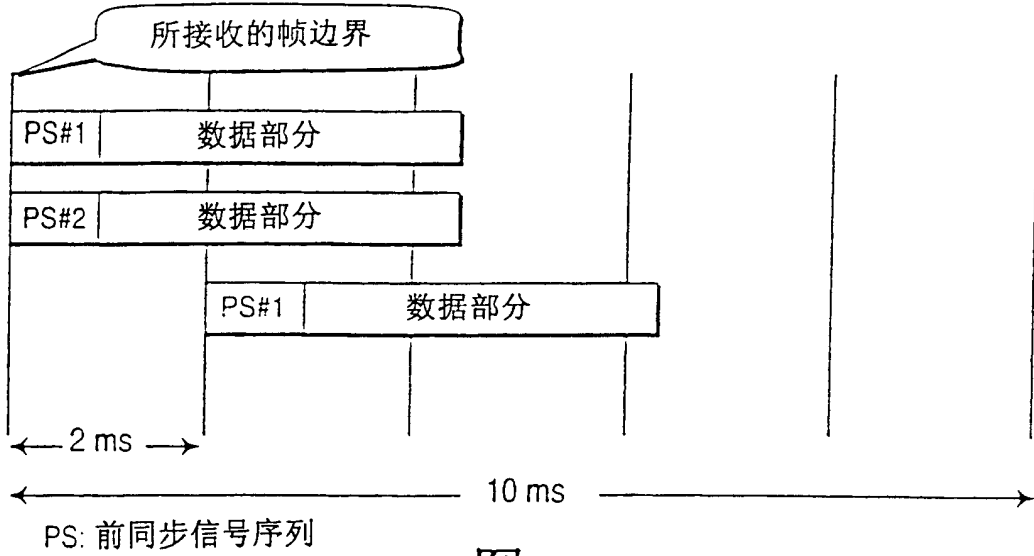
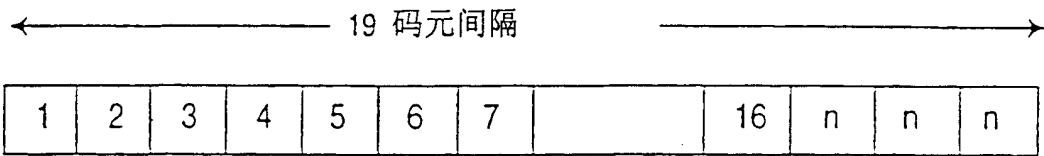
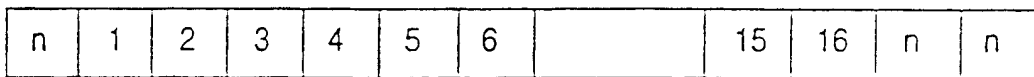


图3



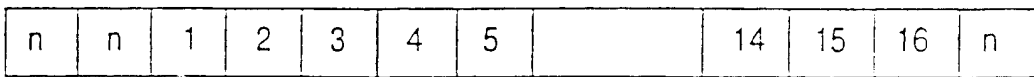
位置1: 第一个码元在第一码元间隔内到达

图4a



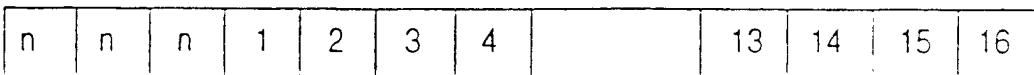
位置2: 第一个码元在第二码元间隔内到达

图4b



位置3: 第一个码元在第一码元间隔内到达

图4c



位置4: 第一个码元在第二码元间隔内到达

图4d

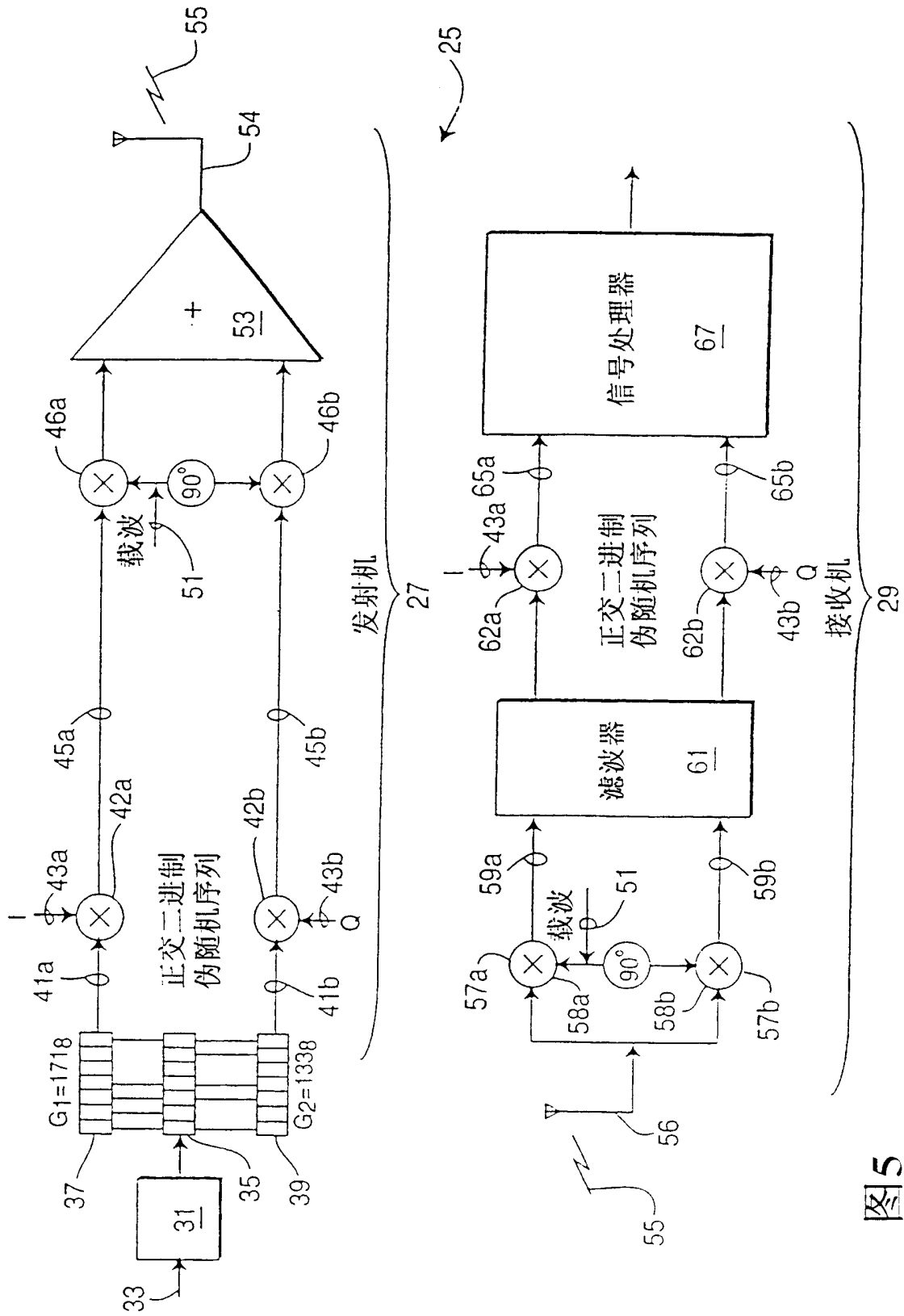


图5

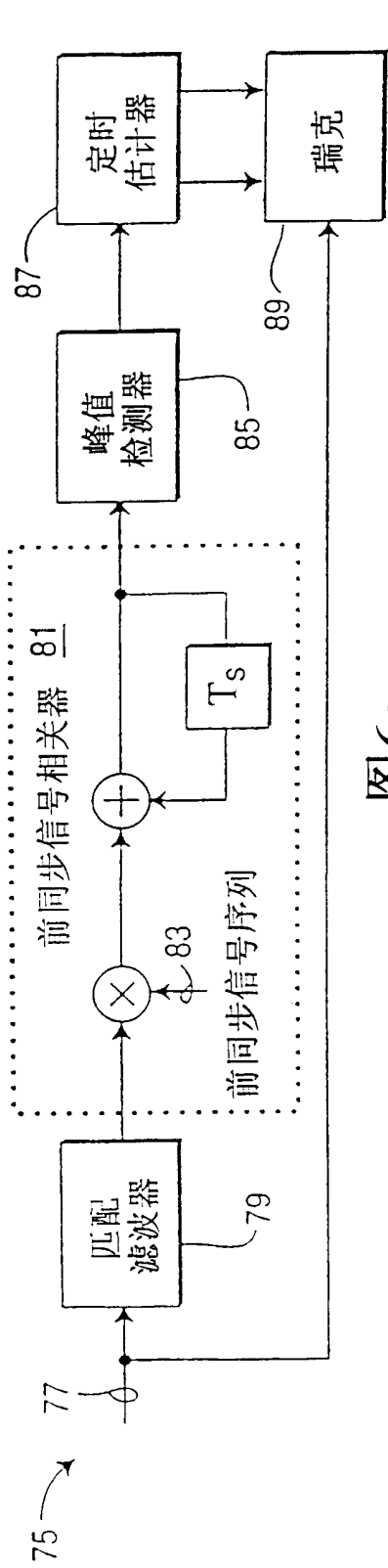


图6a  
现有技术

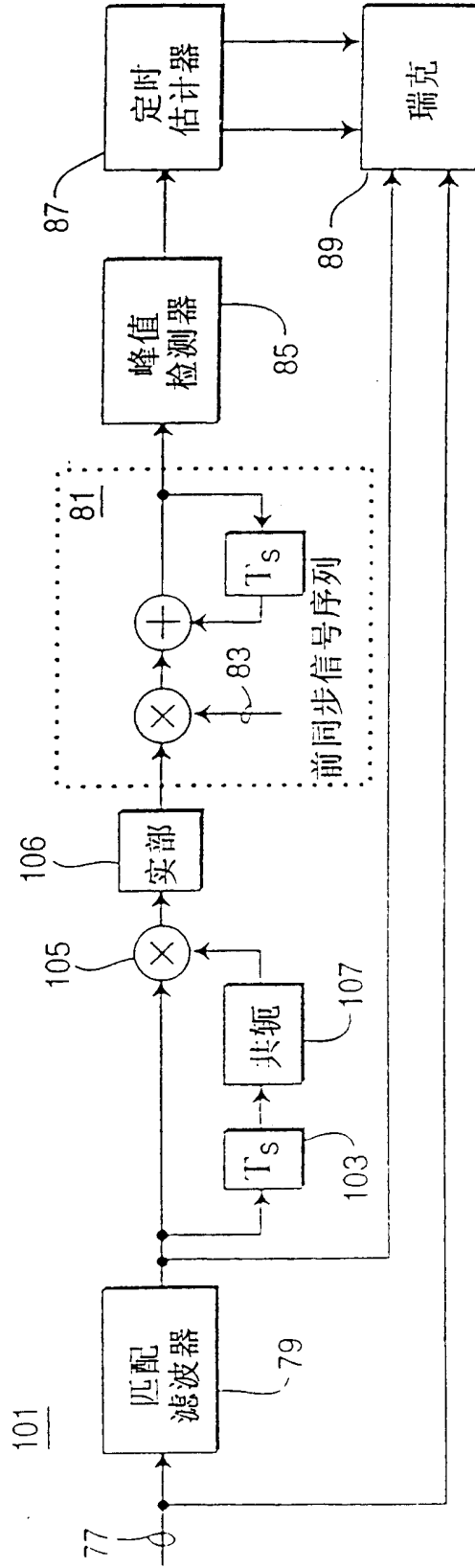


图6b

101

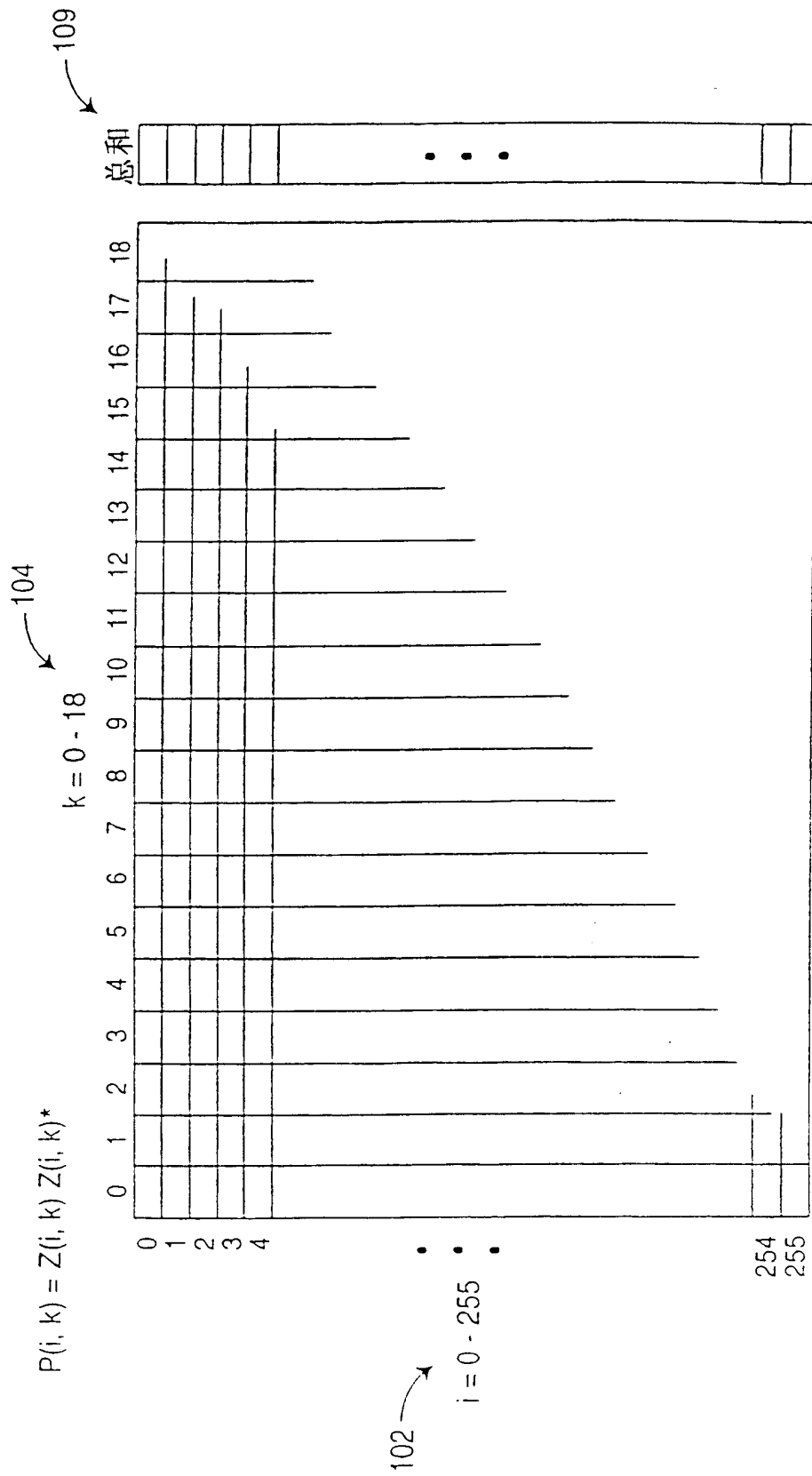


图7a

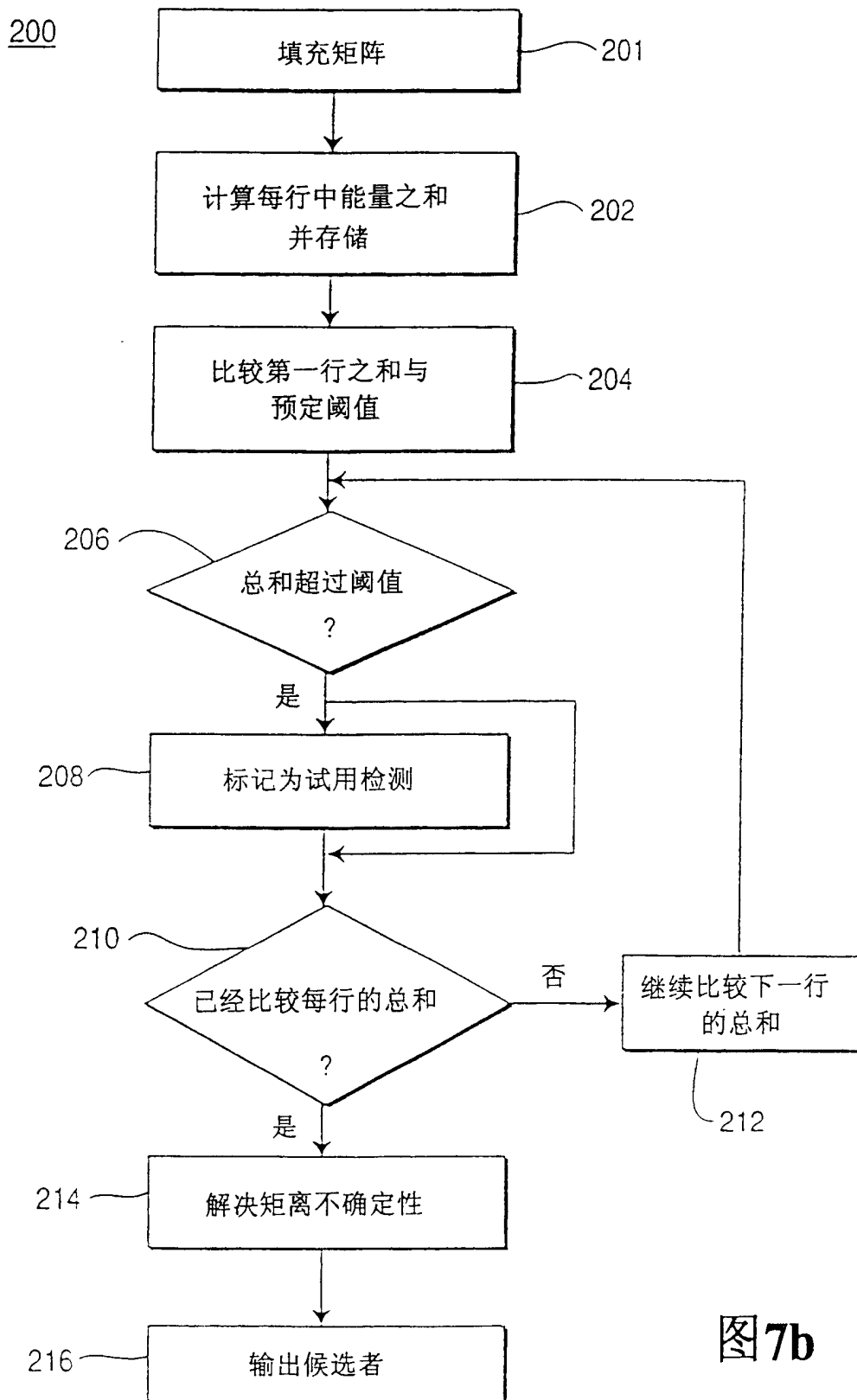


图7b

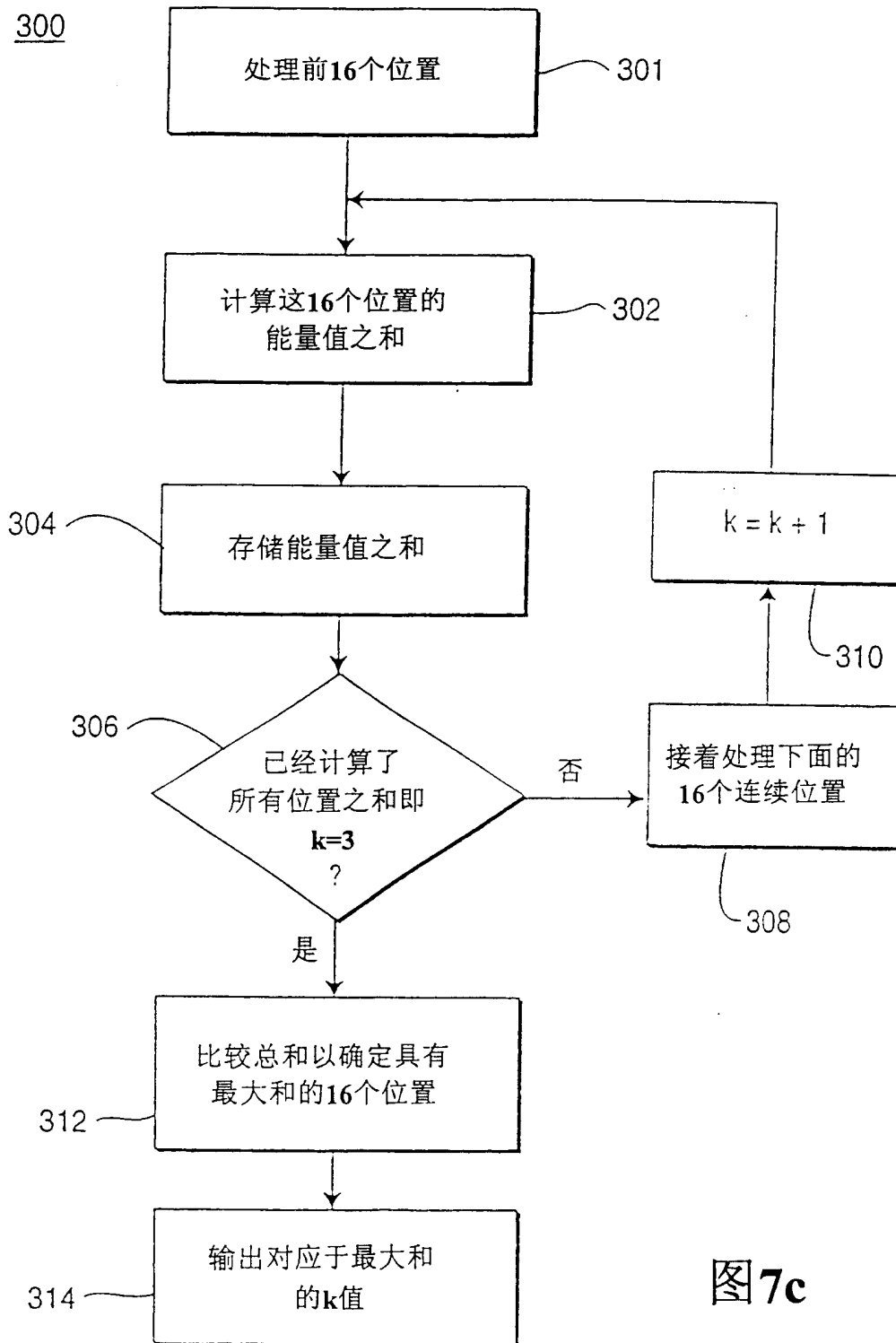


图7c

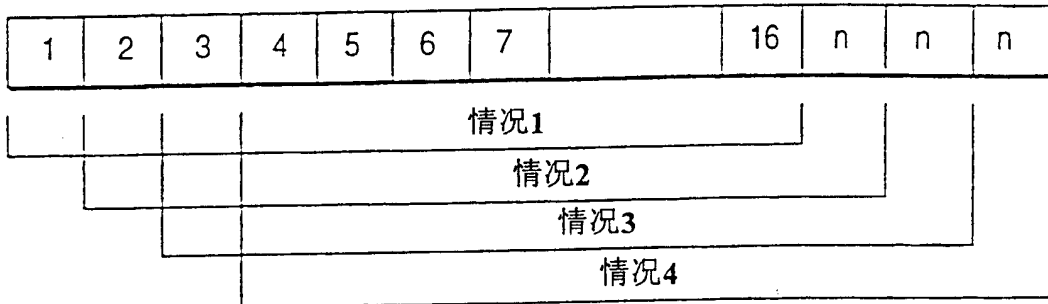


图8

	情况1	情况2	情况3	情况4
s1	100.00	0.39	1.56	0.39
s2	0.00	3.52	0.00	9.77
s3	0.00	9.77	0.00	3.52
s4	0.00	19.14	14.06	9.77
s5	0.00	3.52	6.25	0.39
s6	0.00	0.39	1.56	0.39
s7	0.00	9.77	6.25	0.39
s8	0.00	3.52	25.00	0.39
s9	0.00	19.14	1.56	3.52
s10	0.00	0.39	1.56	9.77
s11	0.00	3.52	6.25	3.52
s12	0.00	0.39	1.56	0.39
s13	0.00	0.39	14.06	9.77
s14	0.00	0.39	1.56	19.14
s15	0.00	9.77	6.25	9.77
s16	0.00	9.77	0.00	0.39

图9

特征标记	前同步信号码元															
	P0	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8	P9	P10	P11	P12	P13	P14	P15
1	A	A	A	-A	A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A
2	A	-A	-A	-A	A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	-A	A	A	-A
3	A	-A	-A	-A	-A	A	A	A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A
4	A	-A	-A	A	A	A	A	A	A	-A	-A	A	A	-A	A	-A
5	A	-A	A	-A	A	A	A	-A	A	-A	A	A	-A	A	-A	-A
6	A	A	-A	-A	A	A	-A	-A	A	A	A	-A	A	-A	A	-A
7	A	-A	A	-A	-A	-A	A	-A	A	A	A	A	A	A	A	-A
8	A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	A	A	A	A	A	-A	-A
9	A	-A	-A	A	-A	-A	A	A	A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A
10	A	-A	A	A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	-A	-A	-A	A	-A
11	A	A	A	A	A	A	-A	A	A	A	-A	-A	-A	A	-A	-A
12	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	-A	A	-A	A	-A	-A	-A	-A	-A
13	A	-A	A	A	A	-A	A	-A	-A	A	A	-A	A	-A	-A	-A
14	A	A	A	-A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	A	-A	-A	A	-A
15	A	A	A	A	-A	-A	-A	A	A	-A	-A	-A	A	A	A	-A
16	A	A	-A	A	A	-A	-A	-A	-A	-A	A	A	-A	A	A	-A

图10

97



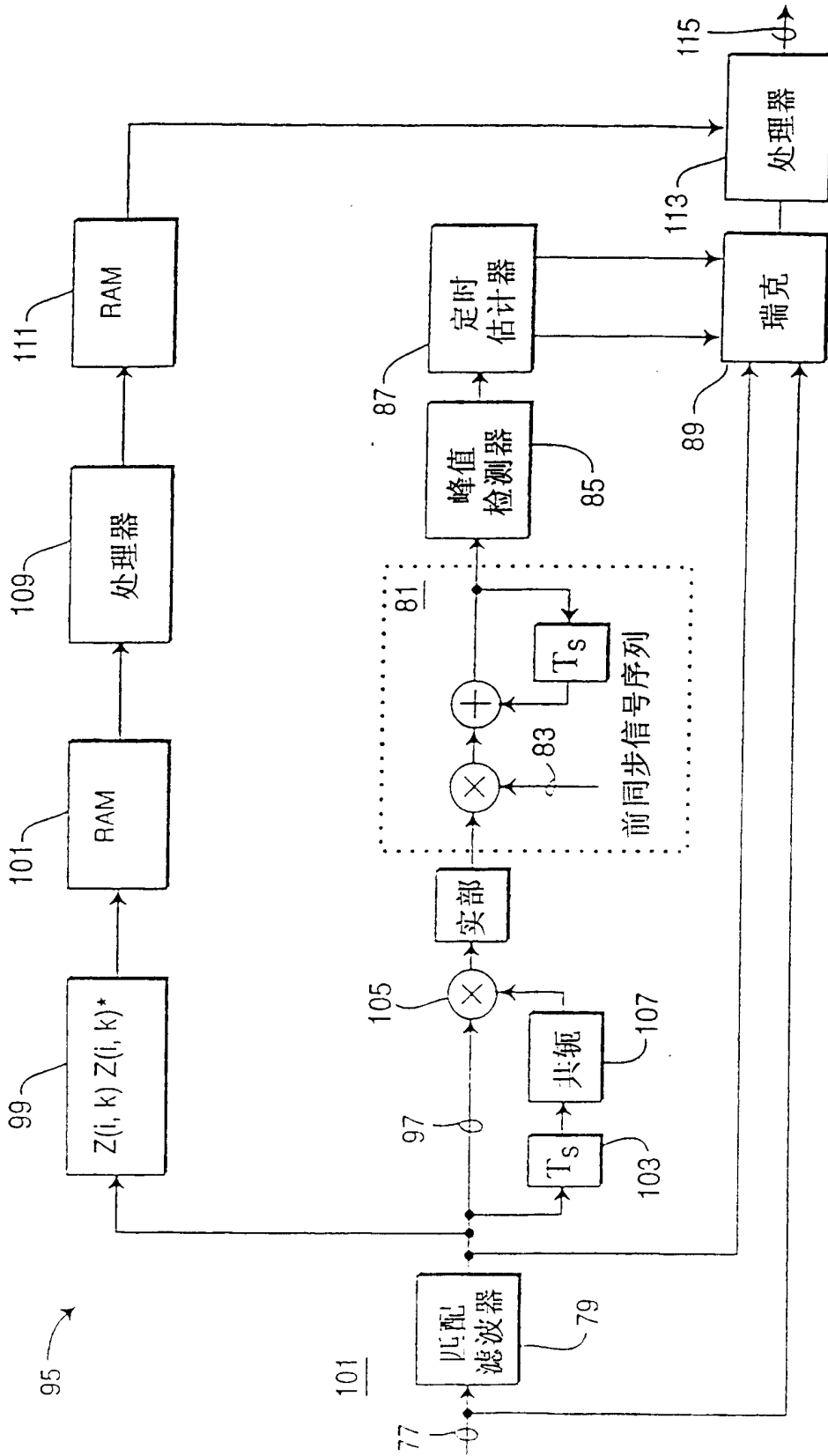


图11

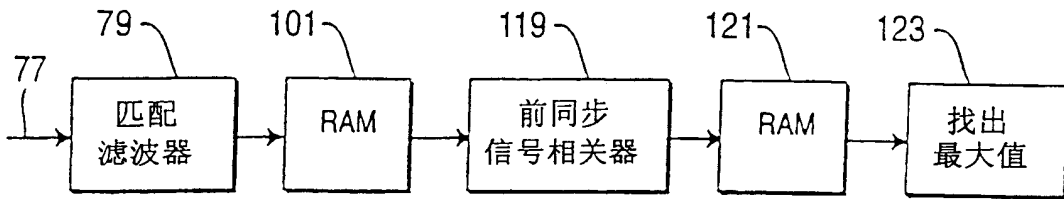


图12a

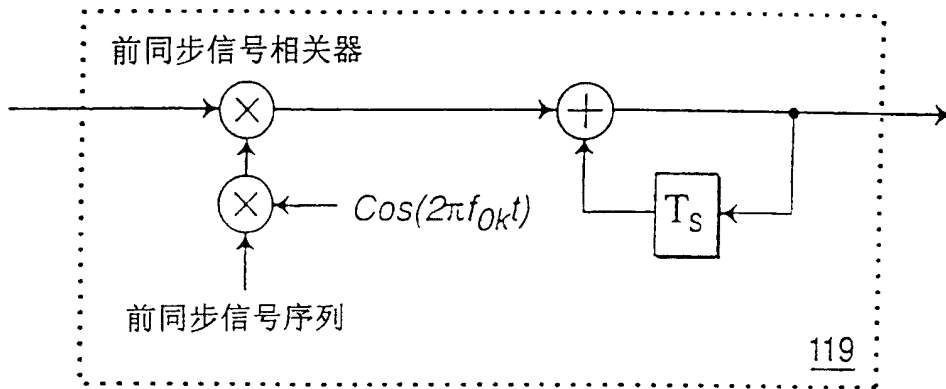


图12b

k	0...255...	...4095
S(0,k)	A A B B A -A -B B A -A B -B A A -B -B	
S(1,k)	A A B B A -A -B B -A A -B B -A -A B B	
S(2,k)	A -A B -B A A -B -B A A B B A -A -B B	
S(3,k)	A -A B -B A A -B -B -A -A -B -B -A A B -B	
S(4,k)	A A B B -A A B -B A -A B -B -A -A B B	
S(5,k)	A A B B -A A B -B -A A -B B A A -B -B	
S(6,k)	A -A B -B -A -A B B A A B B -A A B -B	
S(7,k)	A -A B -B -A -A B B -A -A -B -B A -A -B B	
S(8,k)	A A -B -B A -A B -B A -A -B B A A B B	
S(9,k)	A A -B -B A -A B -B -A A B -B -A -A -B -B	
S(10,k)	A -A -B B A A B B A A -B -B A -A B -B	
S(11,k)	A -A -B B A A B B -A -A B B -A A -B B	
S(12,k)	A A -B -B -A A -B B A -A -B B -A -A -B -B	
S(13,k)	A A -B -B -A A -B B -A A B -B A -A B B	
S(14,k)	A -A -B B -A -A -B -B A A -B -B -A A -B B	
S(15,k)	A -A -B B -A -A -B -B -A -A B B A -A B -B	

图13

		$S(i,k)$				
		A	-A	B	-B	
$M(i,k-1)$	A	A	-A	$B = jA$	$-B = -jA$	
	-A	-A	A	$-B = -jA$	$B = jA$	
	B	$B = jA$	$-B = -jA$	-A	A	
	-B	$-B = -jA$	$B = jA$	A	-A	

图14

原始	A	-A	B	-B	A	A	-B	-B	A	A	B	B	A	-A	-B	B
编码	A	-A	-jA	-A	-A	-A	jA	A	A	A	jA	-A	-A	A	-jA	A

图15

$k$	0...255...															
$S(0,k)$	A	A	B	-A	-A	A	-B	A	A	-A	-B	-A	-A	-A	B	A
$S(1,k)$	A	A	B	-A	-A	A	-B	A	-A	-A	B	-A	A	-A	-B	A
$S(2,k)$	A	-A	-B	-A	-A	-A	B	A	A	A	B	-A	-A	A	-B	A
$S(3,k)$	A	-A	-B	-A	-A	-A	B	A	-A	A	-B	-A	A	A	B	A
$S(4,k)$	A	A	B	-A	A	A	B	A	A	-A	-B	-A	A	-A	-B	A
$S(5,k)$	A	A	B	-A	A	A	B	A	-A	-A	B	-A	-A	-A	B	A
$S(6,k)$	A	-A	-B	-A	A	-A	-B	A	A	A	B	-A	A	A	B	A
$S(7,k)$	A	-A	-B	-A	A	-A	-B	A	-A	A	-B	-A	-A	A	-B	A
$S(8,k)$	A	A	-B	-A	-A	A	B	A	A	-A	B	-A	-A	-A	-B	A
$S(9,k)$	A	A	-B	-A	-A	A	B	A	-A	-A	-B	-A	A	-A	B	A
$S(10,k)$	A	-A	B	-A	-A	-A	-B	A	A	A	-B	-A	-A	A	B	A
$S(11,k)$	A	-A	B	-A	-A	-A	-B	A	-A	A	B	-A	A	A	-B	A
$S(12,k)$	A	A	-B	-A	A	A	-B	A	A	-A	B	-A	A	-A	B	A
$S(13,k)$	A	A	-B	-A	A	A	-B	A	-A	-A	-B	-A	-A	-A	-B	A
$S(14,k)$	A	-A	B	-A	-A	-A	B	A	A	A	-B	-A	A	A	-B	A
$S(15,k)$	A	-A	B	-A	-A	-A	B	A	-A	A	B	-A	A	A	B	A

图16