



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1901407 B

(45) 授权公告日 2010.08.11

(21) 申请号 200610099707.8

(22) 申请日 2000.05.24

(30) 优先权数据

60/136,664 1999.05.28 US

(62) 分案原申请数据

00808115.8 2000.05.24

(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 纳迪尔·塞兹金

法蒂希·奥兹路图尔克

(74) 专利代理机构 北京润平知识产权代理有限公司

公司 11283

代理人 刘国平 王敬波

(51) Int. Cl.

H04B 7/26(2006.01)

H04B 1/707(2006.01)

(56) 对比文件

WO 99/12273 A1, 1999.03.11, 全文.

US 6005854 A, 1999.12.21, 全文.

CN 1211888 A, 1999.03.24, 全文.

CN 1235501 A, 1999.11.17, 全文.

审查员 韩雪

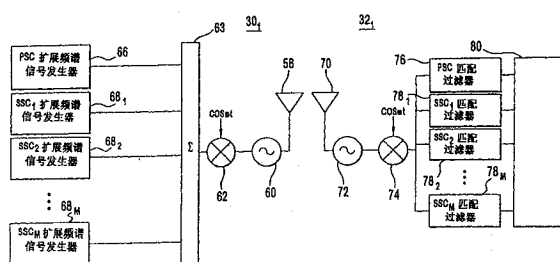
权利要求书 1 页 说明书 8 页 附图 12 页

(54) 发明名称

使用码分多址的时分双工通信系统的蜂窝小区查找过程

(57) 摘要

在时分双工码分多址通信系统中,一个基站在一个分配的时隙中向一个用户设备发送一个同步信号。基站具有从一个预定数量的代码组的分配的一个代码组。基站发送从一个次同步码信号组中选定的次同步码信号。多个次同步码信号的数量少于预定的代码组的数量的一半。用户设备识别发送的选定次同步码信号。部分地根据识别的次同步码信号,确定分配的代码组。



1. 一种能在使用码分多址格式的时分双工中接收与传输通信信号的用户设备,所述用户设备包含:

用于接收主同步码信号的装置,所述主同步码信号是在选自于主同步码信道中的多个时隙的选定时隙中接收的;

用于以所述主同步码信号的接收时间来同步时间的装置;

用于接收和识别次同步码信号的装置,所述次同步码信号与所述主同步码信号一起接收;以及

用于以经过识别的所述次同步码信号为基础来确定分配代码组与所述选定时隙的装置;

其中所述分配代码组来自预定数量为 N 的可能代码组, N 个可能代码组与选自于所述多个时隙的所述选定时隙的各组合都与来自次同步码信号集合的一个唯一的次同步码信号组合相关联,所述次同步码信号集合中的次同步码信号的数量不超过 $(\log_2 N) + 1$ 。

2. 如权利要求 1 所述的用户设备,其中所述用于接收和识别次同步码信号的装置包含多个匹配过滤器,至少一匹配过滤器与来自于所述次同步码信号集合的各次同步码信号匹配。

3. 如权利要求 2 所述的用户设备,其中所述次同步码信号是在同相或正交相载波上接收的,所述多个匹配过滤器具有来自于所述次同步码信号集合的各次同步码信号的同相以及正交相匹配过滤器。

4. 如权利要求 2 所述的用户设备,其中所述用户设备在确定所述分配代码组前先通过多个帧来累积所述匹配过滤器的结果。

5. 一种能在使用码分多址格式的时分双工中接收与传输通信信号的用户设备,所述用户设备包含:

天线,用于接收主同步码信号,所述主同步码信号是在选自于主同步码信道中的多个时隙的选定时隙中接收的;

多个匹配过滤器,用于接收和识别次同步码信号;所述次同步码信号与所述主同步码信号一起接收;以及

处理器,用于以经过识别的所述次同步码信号为基础来确定分配代码组与所述选定时隙;

其中所述分配代码组来自预定数量为 N 的可能代码组, N 个可能代码组与选自于所述多个时隙的所述选定时隙的各组合都与来自次同步码信号集合的一个唯一的次同步码信号组合相关联,所述次同步码信号集合中的次同步码信号的数量不超过 $(\log_2 N) + 1$ 。

6. 如权利要求 5 所述的用户设备,其中所述多个匹配过滤器中的至少一匹配过滤器与来自于所述次同步码信号集合的各次同步码信号匹配。

7. 如权利要求 5 所述的用户设备,其中所述次同步码信号是在同相或正交相载波上接收的,所述多个匹配过滤器具有来自于所述次同步码信号集合的各次同步码信号的同相以及正交相匹配过滤器。

8. 如权利要求 5 所述的用户设备,其中所述用户设备在确定所述分配代码组前先通过多个帧来累积所述匹配过滤器的结果。

使用码分多址的时分双工通信系统的蜂窝小区查找过程

[0001] 本申请是申请日为 2000 年 5 月 24 日发明名称为“使用码分多址的时分双工通信系统的蜂窝小区查找过程”的中国专利申请 200410077124.6 的分案申请。

技术领域

[0002] 本发明一般涉及使用码分多址 (CDMA) 的扩展频谱时分双工 (TDD) 通信系统。更具体地讲,本发明涉及 TDD/CDMA 通信系统内的用户设备 (UE) 的蜂窝小区查找过程。

背景技术

[0003] 图 1 示出了一个无线扩展频谱 TDD/CDMA 通信系统。该系统具有多个基站 30_1 至 30_7 。每个基站 30_1 具有一个关联的蜂窝小区 34_1 至 34_7 ,并且与在其蜂窝小区 34_1 中的用户设备 (UE) 32_1 至 32_3 通信。

[0004] 除了通过不同的频谱通信外,TDD/CDMA 系统通过同一频谱进行多个通信。多个信号以它们各自的代码序列 (多个代码) 区分。此外,为了更有效地利用频谱,图 2 中所示的 TDD/CDMA 系统使用分割成许多时隙 36_1 至 36_n 的循环帧 38,例如,分割成十六个时隙 0 至 15。在这种系统中,利用选定的代码在选定的时隙 36_1 至 36_n 中发送一个通信。因此,一帧 38 能够携带用时隙 36_1 至 36_n 以及代码区分的多个通信。

[0005] 对于与基站 31_1 通信的 UE 32_1 ,需要时间和代码的同步。图 3 是蜂窝小区查找和同步处理的流程图。最初,UE 32_1 必须确定要与哪个基站 30_1 至 30_7 和蜂窝小区 34_1 至 34_7 通信。在一个 TDD/CDMA 系统中,所有的基站 30_1 至 30_7 都是在一个基站组内时间同步的。为了与 UE 32_1 至 32_7 同步,每个基站在专用于同步化的时隙中发送一个主同步码 (PSC) 和几个次同步码 (SSC) 信号。PSC 信号具有一个关联的片段码,例如一个未调制 256 分级码,并且在专用时隙中发送,步骤 46。为了说明,一个基站 30_1 可以在一个或两个时隙中发送,例如,对于一个使用时隙 0 至 15 的系统,在时隙 K 或 K+8 中发送,其中 K 是 0, ..., 7。

[0006] 一种用于产生一个 PSC 信号的技术是使用了两个 16 分级序列,例如等式 1 和 2 中的 X1 和 X2。

[0007] $X1 = [1, 1, -1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, 1, -1]$ 等式 1

[0008] $X2 = [1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, -1, 1]$ 等式 2

[0009] 等式 3 示出了一种使用 X1 和 X2 产生一个 256 分级码 $y(i)$ 的方法。

[0010] $y(i) = X1(i \bmod 16) \times X2(i \div 16)$, 其中 $i = 0, \dots, 255$ 等式 3

[0011] 利用 $y(i)$,产生 PSC,例如,如等式 4 中所示,通过 $y(i)$ 与长度为 256 的哈达玛矩阵 h_0 的第一行组合产生 $C_p(i)$ 。

[0012] $C_p(i) = y(i) \times h_0(i)$, 其中 $i = 0, \dots, 255$ 等式 4

[0013] 由于哈达玛矩阵的第一行是一个全是 1 的序列,因而等式 4 简化为等式 5。

[0014] $C_p(i) = y(i)$, 其中 $i = 0, \dots, 255$ 等式 5

[0015] 将 $C_p(i)$ 用于产生一个适合于发送的扩展频谱 PSC 信号。

[0016] 为了防止基站的通信相互干扰,每个基站 30_1 至 30_7 用一个离开时隙边界 40 的独

特时间偏离, t_{offset} , 发送它的 PSC 信号。图 4 中示了时隙 42 的不同时间偏移。为了说明, 第一基站 30_1 具有 PSC 信号的第一时间偏移 44_1 , $t_{\text{offset},1}$, 第二基站 30_2 具有第二时间偏移 44_2 , $t_{\text{offset},2}$ 。

[0017] 为了区分不同的基站 30_1 至 30_7 和蜂窝小区 34_1 至 34_7 , 给该组中的每个基站 30_1 至 30_7 分配一个不同的代码组 (代码组)。一种将一个 t_{offset} , $t_{\text{offset},n}$, 分配给一个使用第 n 代码组 44_n 的基站的方法是等式 6。

[0018] $t_{\text{offset},n} = n \cdot 71T_c$ 等式 6

[0019] T_c 是片段的持续时间, 每个时隙具有 2560 个片段的持续时间。结果, 每个连续代码组的偏移 42_n 间隔 71 个片段。

[0020] 由于最初 UE 32_1 和基站 30_1 至 30_7 没有时间同步化, 因而 UE 32_1 在帧 38 中的每个片段中查找 PSC 信号。为了完成这个查找, 将接收的信号输入到一个匹配于 PSC 信号的片段码的匹配过滤器。PSC 匹配过滤器用于查找一个帧的所有片段, 以识别具有最强信号的基站 30_1 的 PSC 信号。这个过程被称为蜂窝小区查找过程的步骤 -1。

[0021] 在 UE 32_1 识别出最强基站 30_1 的 PSC 信号之后, UE 32_1 需要确定 PSC 和 SSC 信号在其中发送的时隙 36_1 至 36_n (称为物理同步信道 (PSCH) 时隙), 和识别出的基站 30_1 使用的代码组。这个过程被称为蜂窝小区查找过程的步骤 -2。为了指出分配给基站 30_1 的代码组和 PSCH 时隙下标, 基站 30_1 发送具有选定次同步码 (SSC) 的信号, 步骤 48。UE 32_1 接收这些 SSC 信号, 步骤 50, 并且根据接收到哪些 SSC, 识别基站的代码组和 PSCH 时隙下标, 步骤 52。

[0022] 对于一个使用了 32 个代码组和每帧两个可能的 PSCH 时隙, 例如时隙 K 和 $K+8$, 的 TDD 系统, 一种识别代码组和 PSCH 时隙下标的方法是发送一个具有 64 个 SSC 中一个的信号。每个同步码对应于 32 个代码组中的一个和两个可能的 PSCH 时隙。由于需要至少 64 个匹配过滤器和延长的处理过程, 这种方法在 UE 32_1 增加了复杂性。为了识别代码组和 PSCH 时隙下标, 在每个 PSCH 时隙需要 17,344 次实数加法和 128 次实数乘法, 并且需要 64 次实数加法来判决。

[0023] 一种蜂窝小区查找过程的步骤 -2 的替代方法使用了 17 个 SSC。这 17 个 SSC 被用于标示 32 个代码组和每帧两个可能的 PSCH 时隙。为了实现这种方法, 需要至少 17 个匹配过滤器。为了识别代码组和时隙, 每 PSCH 时隙需要 1,361 次实数加法和 34 次实数乘法。此外, 需要 512 次实数加法来判决。

[0024] W0 99/12273 公开了一个与基站同步化的系统。将一个基站发送分割成多个时隙。每个时隙包括一个主同步码和一个次同步码, 次同步码包括成帧同步和倒频或长码信息。

[0025] TR 101 146 通用移动通信系统 30.06, 3.0.0 版 (TR 101146 Universal Mobile Telecommunications System 30.06 version 3.0.0) 公开了一种基站同步化系统。为一个帧和一个相位参考发送一个主同步码。将 16 个可能的基站代码组的每一个分配给一个独特的次同步码。基站发送的次同步码标识基站的代码组。

[0026] Higuchi 等的“利用长扩展码的 DS-CDMA 移动无线电中的快速蜂窝小区查找算法” (Fast Cell Search Algorithm in DS-CDMA Mobile Radio Using Long Spreading Codes) 一文中公开了一种将长扩展码分配给蜂窝小区的系统。通过蜂窝小区站 - 唯一长码与一个所有蜂窝小区站共有的短码组合扩展一个控制信道。每个蜂窝小区的发送的短码具

有一个长代码组标识符代码以标识该长码。

[0027] 因而,希望能够减小 UE 32₁ 执行蜂窝小区查找过程所需的复杂性。

发明内容

[0028] 在时分双工码分多址通信系统中,一个基站在一个分配的时隙中向一个用户设备发送一个同步信号。基站具有一个从预定数量的代码组中分配的代码组。基站发送从一组次同步码信号中选定的次同步码信号。多个次同步码信号的数量少于代码组的预定数量的一半。用户设备识别发送的选定次同步码信号。部分地根据识别的次同步码信号,确定分配的代码组。

[0029] 本发明提供一种能在使用码分多址格式的时分双工中接收与传输通信信号的用户设备,所述用户设备包含:用于接收主同步码信号的装置,所述主同步码信号是在选自于主同步码信道中的多个时隙的选定时隙中接收的;用于以所述主同步码信号的接收时间来同步时间的装置;用于接收和识别次同步码信号的装置,所述次同步码信号与所述主同步码信号一起接收;以及用于以经过识别的所述次同步码信号为基础来确定分配代码组与所述选定时隙的装置;并且其中所述分配代码组来自预定数量为 N 的可能代码组, N 个可能代码组与选自于所述多个时隙的所述选定时隙的各组合都与来自次同步码信号集合的一个唯一的次同步码信号组合相关联,所述次同步码信号集合中的次同步码信号的数量不超过 $(\log_2 N) + 1$ 。

附图说明

[0030] 图 1 示出了一个现有技术的 TDD/CDMA 系统;

[0031] 图 2 示出了一个 TDD/CDMA 系统中的循环帧中的时隙;

[0032] 图 3 是蜂窝小区查找的流程图;

[0033] 图 4 示出了区分发送主同步码信号的基站使用的时间偏移;

[0034] 图 5 是使用二相相移键控调制查找蜂窝小区的一个用户设备和一个基站的简化组件的示意图;

[0035] 图 6 是次同步码分配的流程图;

[0036] 图 7 示出了使用四相相移键控调制查找蜂窝小区的一个用户设备和一个基站的简化组件;

[0037] 图 8 示出了减少了最大发送次同步码数量的使用四相相移键控调制的一个用户设备和一个基站的简化组件图;

[0038] 图 9 至 17 是说明在变化的模拟信道条件下各种同步系统的性能的曲线图。

具体实施方式

[0039] 以下参考附图说明优选实施例,在附图中所有相同的单元使用了相同的标号。图 5 示出了蜂窝小区查找中使用的一个基站 30₁ 和一个 UE 32₁ 的简化电路。在蜂窝小区查找的步骤 -1 中,基站 30₁ 使用一个 PSC 扩展频谱信号发生器 66 在与基站 30₁ 关联的时隙 42 中产生一个具有时间偏移的 PSC 信号。组合器 63 将 PSC 信号与 M 个 SSC 信号组合。调制器 62 将组合信号调制到载频。调制信号通过隔离器 60,并且通过天线 58,或作为替代,通

过一个天线阵发射。

[0040] UE 32₁ 利用天线 70, 或作为替代, 也可以使用一个天线阵, 接收信号。接收信号通过隔离器 72, 在隔离器 72 中它们被解调器 74 解调到基带频率。在蜂窝小区查找的步骤 -1 期间, 处理器 80 使用 PSC 匹配过滤器 76 搜索帧 38 的所有片段, 以识别具有最强信号的基站 30₁ 的 PSC 信号。

[0041] 以下是一种用于检测 PSC 信号在帧中位置的方法。将接收信号帧中具有最高累加片段匹配数量 (即, 最大信号强度) 的选定数量的位置, 例如, 四十个位置, 在后续帧 38 中的相同位置循环相关。在选定位置中, 将一个具有最高累加匹配数量 (即, 最大信号强度) 的位置识别为 PSC 信号的位置。

[0042] 对于蜂窝小区查找过程的步骤 -2, 基站 30₁ 利用 SSC 扩展频谱信号发生器 68₁ 至 68_M 产生 SSC 信号, SSC₁ 至 SSC_M。为了减小在 UE 32₁ 的复杂性, 使用了减少数量的 SSC。通过减少 SSC, 减少了 UE 32₁ 所需的匹配过滤器的数量。此外, 减少的 SSC 降低了区分不同代码所需的处理资源。减少 SSC 也减小了代码组号和 PSCH 时隙下标的错误检测的可能性 (见图 9-15)。

[0043] 在图 6 的流程图中示出了一种减少 SSC 的方法。使用的 SSC 的数量 M 基于代码组的数量和每帧使用的 PSCH 时隙数量, 步骤 54。SSC 的数量 M 是最大组合数的以 2 为底的对数上舍入到下一个更高整数, 步骤 56, 如等式 7。

[0044] $M = \log_2(\text{代码组数量} \times \text{每帧的 PSCH 时隙数量})$ 等式 7

[0045] 基站 30₁ 利用 SSC 信号发生器 68₁ 至 68_M 产生与基站的代码组和每帧 PSCH 时隙数量关联的 SSC 信号。通过组合器 63 将 SSC 信号彼此以及 PSC 信号组合。接下来, 调制器 62 调制组合信号, 通过隔离器 60, 用天线 58 发射。UE 32₁ 接收发射的信号, 将它通过隔离器 72, 并用解调器 74 解调接收的信号。利用对应的 SSC₁ 至 SSC_M 匹配过滤器 78₁ 至 78_M, 处理器 80 确定调制 SSC 的二进制代码。根据确定的二进制代码, 确定基站的代码组和帧中的 PSCH 时隙下标。为了说明一个使用 32 个代码组和每帧两个可能的时隙, 例如, 时隙 K 和 K+8, 的系统, 调制 SSC 所需的二进制比特数, M, 是 $6(\log_2 64)$ 。在这样一个系统中, 使用二相相移键控 (BPSK) 调制, 用 6 比特调制六个 SSC。这六个 SSC 是在哈达玛矩阵, H_8 , 的 256 行中选择的。例如, 哈达玛矩阵是利用等式 8 和 9 顺序产生的。

[0046] $H_0 = (1)$ 等式 8

[0047] $H_t = \begin{bmatrix} H_{t-1} & H_{t-1} \\ H_{t-1} & H_{t-1} \end{bmatrix}, t = 1, \dots, 8$ 等式 9

[0048] 利用等式 10 产生一个特定代码, $C_{k,n}(i)$, 其中 n 是与一个 SSC 关联的代码组号。哈达玛矩阵, H_8 , 的六行是 $r(k) = [24, 40, 56, 104, 120, 136]$ 。

[0049] $C_{k,n}(i) = b_{k,n} \times h_{r(k)}(i) \times y(i)$, 其中 $i = 0, 1, \dots, 255$ 和 $k = 1, \dots, 6$ 等式 10

[0050] 表 1 中列出了 b_2 至 b_6 的值。

[0051] 表 1

[0052]

代码组 (n)	$b_{6,n}$	$b_{5,n}$	$b_{4,n}$	$b_{3,n}$	$b_{2,n}$
1	+1	+1	+1	+1	+1
2	+1	+1	+1	+1	-1
3	+1	+1	+1	-1	+1
...	...	...	...	...	...
32	-1	-1	-1	-1	-1

[0053] 表 2 中列出了 $b_{1,n}$ 的值。

[0054] 表 2

[0055]

帧中的 PSCH 时隙顺序	$b_{1,n}$
K, 其中 $K = 0, \dots, 7$	+1
K+8	-1

[0056] 每个代码对应于 SSC_1 至 SSC_6 中的一个 SSC。为了使不同基站的 SSC 信号相互区分,每个基站的 SSC 信号具有与其 PSC 信号相同的偏移。在 UE32₁,按如下所述执行蜂窝小区查找过程的步骤-2(即,代码组号和 PSCH 时隙顺序检测)。首先把接收的基带信号与等式 4 的 C_p 相关,以获得相位参考。这个相关是由图 5 中的 PSC 匹配过滤器 76 执行的。相位参考是通过规格化在 PSC 匹配过滤器 76 的输出端获得的相关值得到的。也把接收的基带信号与等式 10 的 $C_1, \dots, C_6$ 相关,以获得代表基站 30₁ 的代码组和帧中的 PSCH 时隙顺序的二进制数据。这个相关是由图 5 中的 SSC 匹配过滤器 78₁-78_M 执行的。在 BPSK 解调之前,对这些匹配过滤器输出进行消旋。消旋是通过相位参考的复共轭的复数乘法进行的。将消旋的 SSC 匹配过滤器输出 BPSK 解调。BPSK 解调是由一个对消旋 SSC 匹配过滤器输出的实数部分的硬限幅器执行的。结果,如果消旋 SSC 匹配过滤器输出的实数部分大于零,那么它解调为 +1。否则,它解调为 -1。解调二进制数据分别代表如表 1 和表 2 中所示的基站 30₁ 的代码组和帧中的 PSCH 时隙顺序。为了容易检测六个 SSC,UE 32₁ 累加多个,例如,四个或八个,PSCH 时隙上的 SSC 匹配过滤器 78₁-78_M 的消旋输出。

[0057] 使用六个 SSC,对于 32 个代码组和两个可能的 PSCH 时隙,在 UE 32₁ 需要 653 次实数加法和 28 次实数乘法来识别代码组/PSCH 时隙下标。对于判决,不需要加法或乘法。因此,减少 PSCH 时隙中发送的 SSC 数量减轻了 UE 32₁ 的处理。

[0058] 作为替代,为了进一步减少 SSC 的数量,使用了四相相移键控 (QPSK) 调制。为了减少 SSC 数量,将每个 SSC 信号在 PSCH 的同相 (I) 或正交 (Q) 分量上发送。使用了一个与使用 I 或 Q 载波相关的额外比特来区分代码组/PSCH 时隙。结果,等式 6 需要的 SSC 数量

M 减小了 1。

[0059] 例如,为了区分 32 个代码组和两个可能的 PSCH 时隙,需要五个 SSC ($M = 5$)。将代码组分割成两半 (代码组 1-16 和代码组 17-32)。当在 I 载波上发送 SSC 时,将代码组限制于下半部分 (代码组 1-16),当在 Q 载波上发送 SSC 时,将代码组限制于上半部分 (代码组 17-32)。五个 SSC 区分剩余的十六个可能的代码组和两个可能的 PSCH 时隙。

[0060] 图 7 中示出了使用 QPSK 调制的简化基站 30₁ 和 UE 32₁。基站 30₁ 利用 SSC 扩展频谱信号发生器 68₁ 至 68_M 产生适合于其代码组和 PSCH 时隙的 SSC 信号。也是根据基站的代码组 /PSCH 时隙下标,开关 90₁ 至 90_M 将发生器 68₁ 至 68_M 的输出切换到一个 I 组合器 86 或一个 Q 组合器 88。在发送前, I 调制器 82 调制包括 PSC 信号的组合 I 信号。在发送前, Q 调制器 84 调制组合 Q 信号。产生用于调制信号的 Q 载波的一种方法是用一个延迟设备 98 将 I 载波延迟 90 度。UE 32₁ 用 I 解调器 92 和 Q 解调器 94 解调接收的信号。与基站 30₁ 一样, UE 32₁ 可以利用一个延迟设备 96 产生用于解调的 Q 载波。获得代表 16 个代码组的下半部分或上半部分和 PSCH 时隙下标的二进制数据分别与在接收信号的 I 和 Q 分量上应用 BPSK 解调一样。处理器 80 使用 I 匹配过滤器 100₁ 至 100_M 确定是否要在 PSCH 的 I 分量上发送任何 SSC 信号。可以使用等式 11 获得判决变量, I_{dvar} 。

[0061] $I_{dvar} = |rx_1| + |rx_2| + \dots + |rx_m|$ 等式 11

[0062] $|rx_i|$ 是第 i 个 SSC 匹配过滤器输出的实部 (I 分量) 的幅度。同样地,处理器 80 使用 Q 匹配过滤器 102₁ 至 102_M 确定是否要在 PSCH 的 Q 分量上发送任何 SSC 信号。可以利用等式 12 获得判决变量, Q_{dvar} 。

[0063] $Q_{dvar} = |ix_1| + |ix_2| + \dots + |ix_m|$ 等式 12

[0064] $|ix_i|$ 是第 i 个 SSC 匹配过滤器输出的虚部 (Q 分量) 的幅度。

[0065] 如果 I_{dvar} 大于 Q_{dvar} ,那么在 I 分量上发送 SSC 信号。否则,在 Q 分量上发送 SSC 信号。

[0066] 图 8 描述了另一种使用 QPSK 调制减少发送的 SSC 信号数量的方法。不是发送图 7 的数量的 SSC,而是代表代码组数量和 PSCH 时隙下标的 SSC 数量 M 减少了 1。为了恢复减少 SSC 而丢失的一个信息比特,使用了两组 M 个 SSC。例如,使用 32 个代码组和两个可能的 PSCH 时隙时,将一组 SSC₁₁ 至 SSC₁₄ 分配给下代码组,例如代码组 1 至 16,将第二组,SSC₂₁ 至 SSC₂₄ 分配给上代码组,例如,代码组 17 至 32。对于下代码组,在 I 载波上发送 SSC₁₁ 至 SSC₁₄ 将代码组限制于 1 至 8。Q 载波将代码组限制于 9 至 16。同样,对于上代码组,同相 SSC₂₁ 至 SSC₂₄ 将代码组限制在 17 至 24,Q SSC₂₁ 至 SSC₂₄ 将代码组限制在 25 至 32。结果,将一次发送的 SSC 的最大数量减少了 1。通过减少 SSC 的数量,减小了 SSC 信号之间的干扰。减小了 SSC 之间的干扰允许每个 SSC 有更高的发射功率电平,使得在 UE 32₁ 的检测更容易。

[0067] 图 8 中示了一种实现了减少 SSC 方法的简化基站 30₁ 和 UE 32₁。在基站 30₁ 中,两组 M 个 SSC 扩展频谱信号发生器 104₁₁ 至 104_{2M} 产生对应于基站的代码组和 PSC 时隙的 SSC 信号。利用开关 106₁₁ 至 106_{2M} 将对应的 SSC 信号切换到适合于该基站的代码组和 PSCH 时隙的 I 调制器 82 或 Q 调制器 84。在 UE 32₁,使用了一个 I 匹配过滤器组 108₁₁ 至 108_{2Q} 来确定是否要在 I 载波上发送任何 SSC。使用了一个 Q 匹配过滤器组 110₁₁ 至 110_{2M} 来确定是否要在 Q 载波上发送任何 SSC。通过检测发送的 I 和 Q SSC,处理器 80 确定基站的代码组和 PSCH 时隙。

[0068] 以下是一种确定基站 32₁ 使用哪 32 个代码组和两个可能的 PSCH 时隙的方法。在处理器 80 累加了来自匹配过滤器 110₁₁ 至 110₂₄ 的数据之后,利用等式 13 和 14 确定代码组,SSC₁₁ 至 SSC₁₄ 或 SSC₂₁ 至 SSC₂₄。

[0069] $\text{var_set1} = |\text{rx}_{11}| + |\text{ix}_{12}| + \dots + |\text{rx}_{14}| + |\text{ix}_{14}|$ 等式 13

[0070] $\text{var_set2} = |\text{rx}_{21}| + |\text{ix}_{22}| + \dots + |\text{rx}_{24}| + |\text{ix}_{24}|$ 等式 14

[0071] 值 rx_{11} 至 rx_{24} 是在 I 信道中接收的 SSC₁₁ 至 SSC₂₄ 的各个 SSC 的累加匹配数。同样, ix_{11} 至 ix_{24} 是 SSC₁₁ 至 SSC₂₄ 的 Q 信道的累加匹配数。等式 13 和 14 需要总共 16 次实数加法。 var_set1 代表第一 SSC 组,SSC₁₁ 至 SSC₁₄,的总累加数。 var_set2 代表第二 SSC 组,SSC₂₁ 至 SSC₂₄,的总累加数。处理器 80 将 var_set1 与 var_set2 比较,并且将两个变量中较大的一个假定为基站 32₁ 发送的 SSC 组。

[0072] 为了确定是在 I 还是在 Q 信道上发送 SSC,使用了等式 15 和 16。

[0073] $\text{var_I} = |\text{rx}_{p1}| + \dots + |\text{rx}_{p4}|$ 等式 15

[0074] $\text{var_Q} = |\text{ix}_{p1}| + \dots + |\text{ix}_{p4}|$ 等式 16

[0075] 如果选择 var_set1 大于 var_set2 ,那么 p 的值是 1。相反,如果 var_set2 大,那么 p 的值是 2。 var_I 是选定组在 I 载波上的累加值, var_Q 是在 Q 载波上的累加值。两个变量, var_I 和 var_Q 中较大的一个,假定为选定组要通过其发送的信道。通过给等式 13 和 14 中的加法排序,可以同时用 var_set1 和 var_set2 确定 var_I 和 var_Q 的值。因此,确定是使用 I 载波还是使用 Q 载波不需要额外的加法。结果,使用 QPSK 调制和两个 SSC 组在每个时隙需要 803 次实数加法和 36 次实数乘法,和 16 次实数加法用于判决。

[0076] 图 9 至 15 是显示区分使用了 32 个 SSC 的系统 128,17 个 SSC 的系统 134 和 6 个 SSC 的系统的 32 个代码组 / 两个 PSCH 时隙的性能的曲线图。曲线图显示了各种模拟信道条件的性能。模拟在 UE 32₁ 累加四个或八个 PSCH 时隙上的 SSC 匹配,并且将错误同步化的概率与以分贝表示的信道的信噪比 (SNR) 比较。

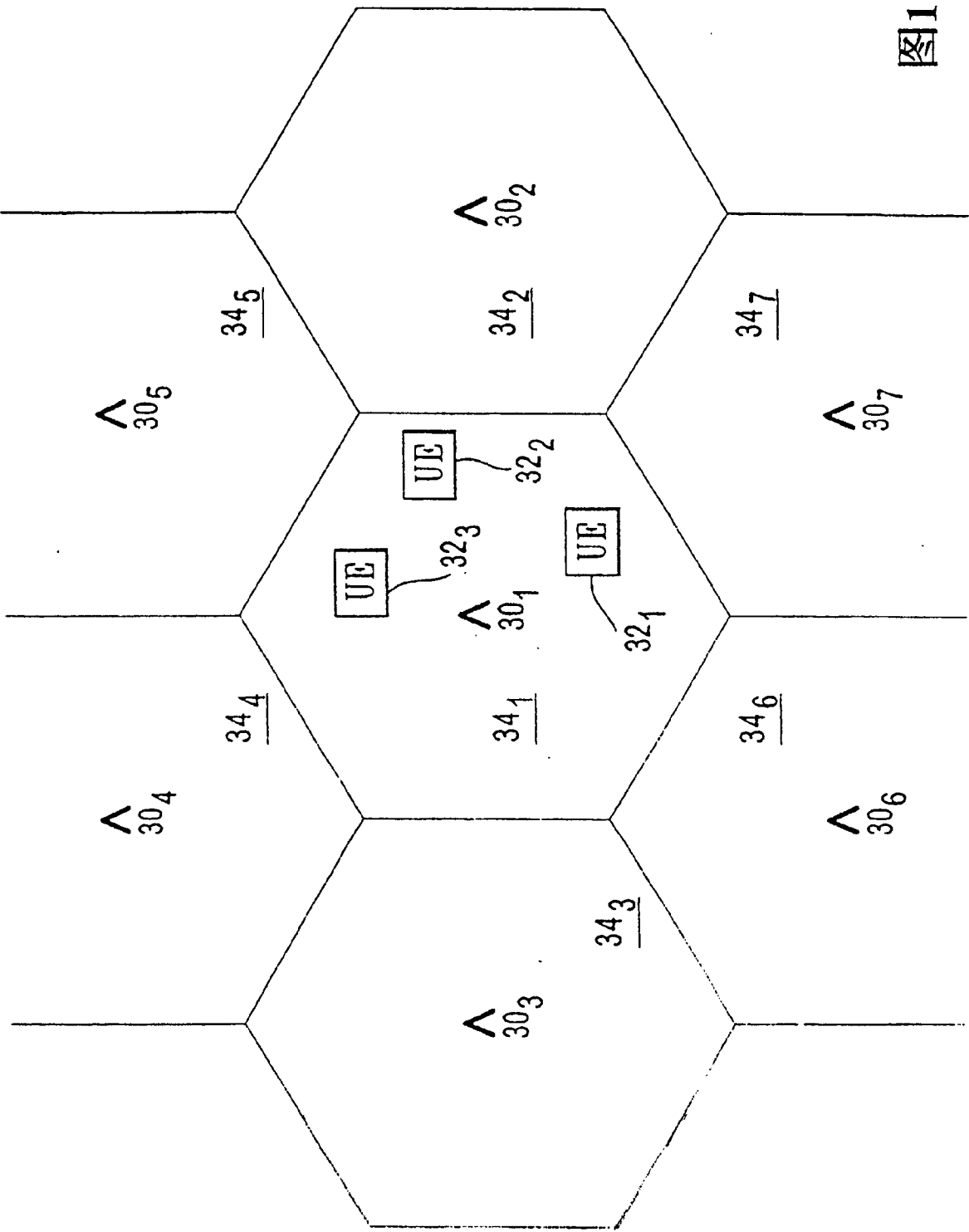
[0077] 图 9 模拟使用了一个加性白高斯噪声信道 (AWGN) 并且在八个 PSCH 时隙上累加。图 10 模拟使用了一个具有 6 千赫 (kHz) 频率偏移的单路瑞利衰落信道,并且在四个 PSCH 时隙上累加。图 11 模拟除了在八个 PSCH 时隙上累加之外与图 10 模拟相同。图 12 模拟使用了一个具有三路 ITU 信道,UE 32₁ 以每小时 100 千米 (km/h) 运动,并且在八个 PSCH 时隙上累加。图 13 模拟使用了一个具有 6 千赫 (kHz) 频率偏移的三路 ITU 信道,UE 32₁ 以 500km/h 运动,并且在八个 PSCH 时隙上累加。图 14 模拟使用了一个具有 10kHz 频率偏移的单路瑞利信道,并且在八个 PSCH 时隙上累加。图 15 模拟使用了一个具有 10kHz 频率偏移的三路 ITU 信道,UE 32₁ 以 500km/h 运动,并且在八个 PSCH 时隙上累加。

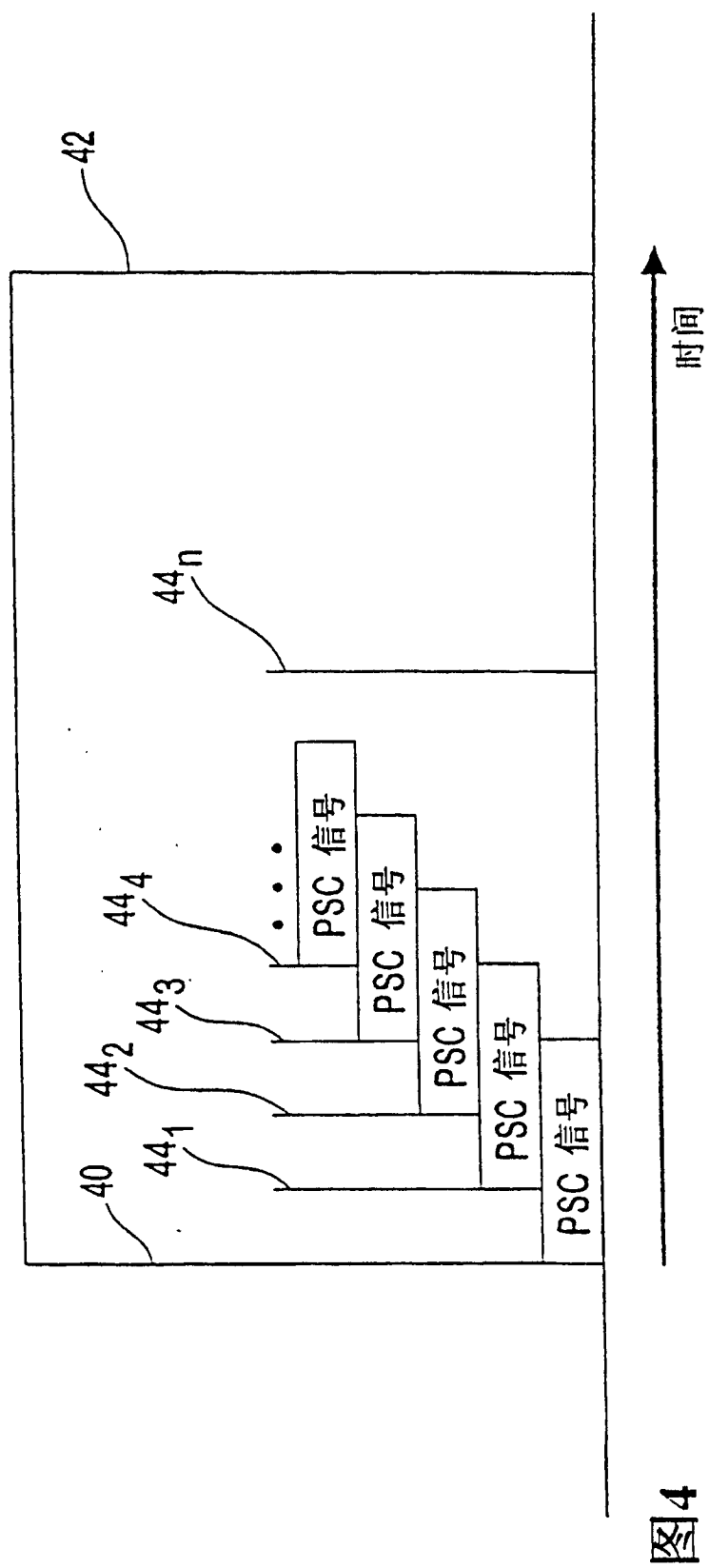
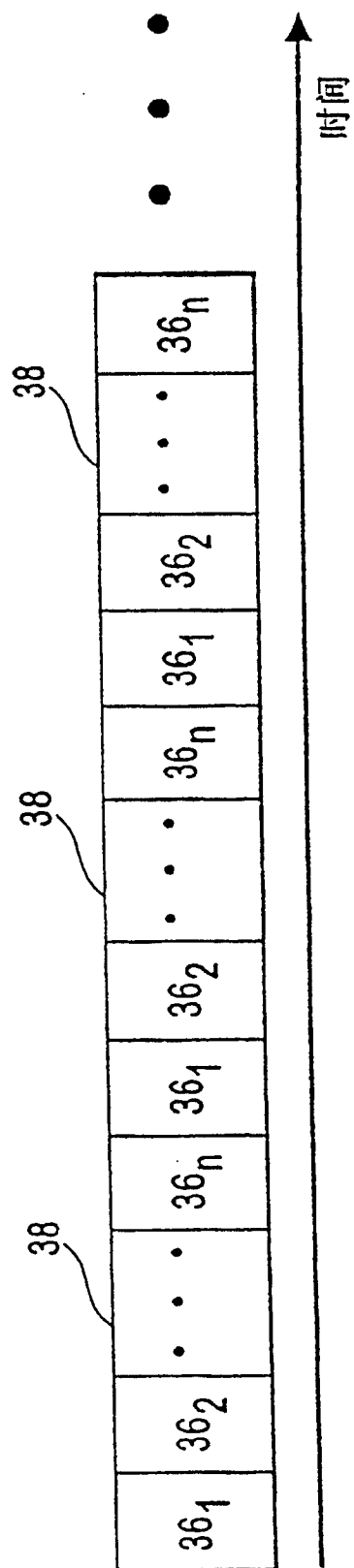
[0078] 在图 14 和 15 的模拟条件下,6SSC 128 好于其它技术 124,126。如图 9 至 13 中所示,6SSC 128 与其它技术 124,126 相比更好。

[0079] 图 16 是使用 BPSK 的 6SSC 114 和使用 QPSK 调制的两组 4SSC 的模拟性能的曲线图。模拟使用了每 SSC 八 PSCH 时隙匹配累加,和通过一个 AWGN 信道发送。如图所示,两组 QPSK 调制 112 好于 6SSC BPSK 调制 114。

[0080] 图 17 示出了在四个和八个 PSCH 时隙上累加匹配的 BPSK 和两组 QPSK 调制的性能。将 SSC 模拟为通过一个单路瑞利信道发送。用附加的时隙相关提高了两种模拟方案的性能。四 PSCH 时隙 116 和八 PSCH 时隙 120 的两组 QPSK 调制分别好于四 PSCH 时隙 118 和

八 PSCH 时隙 122 的 BPSK 调制。





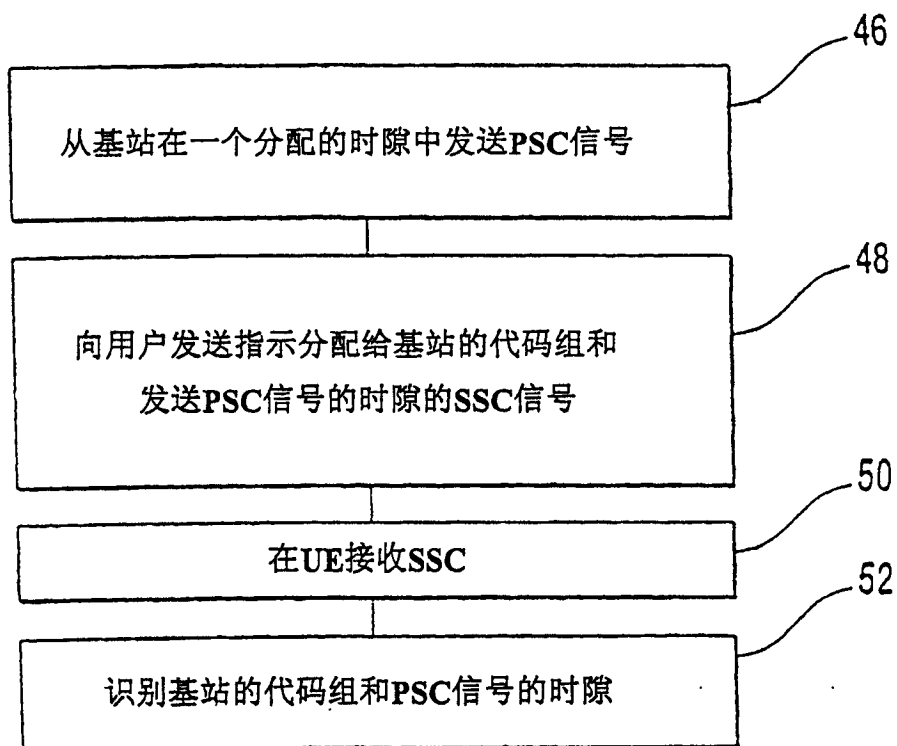


图 3

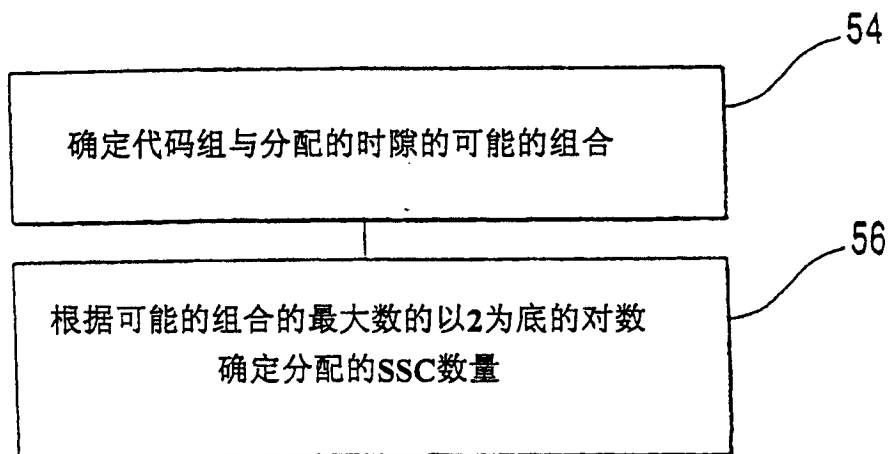


图 6

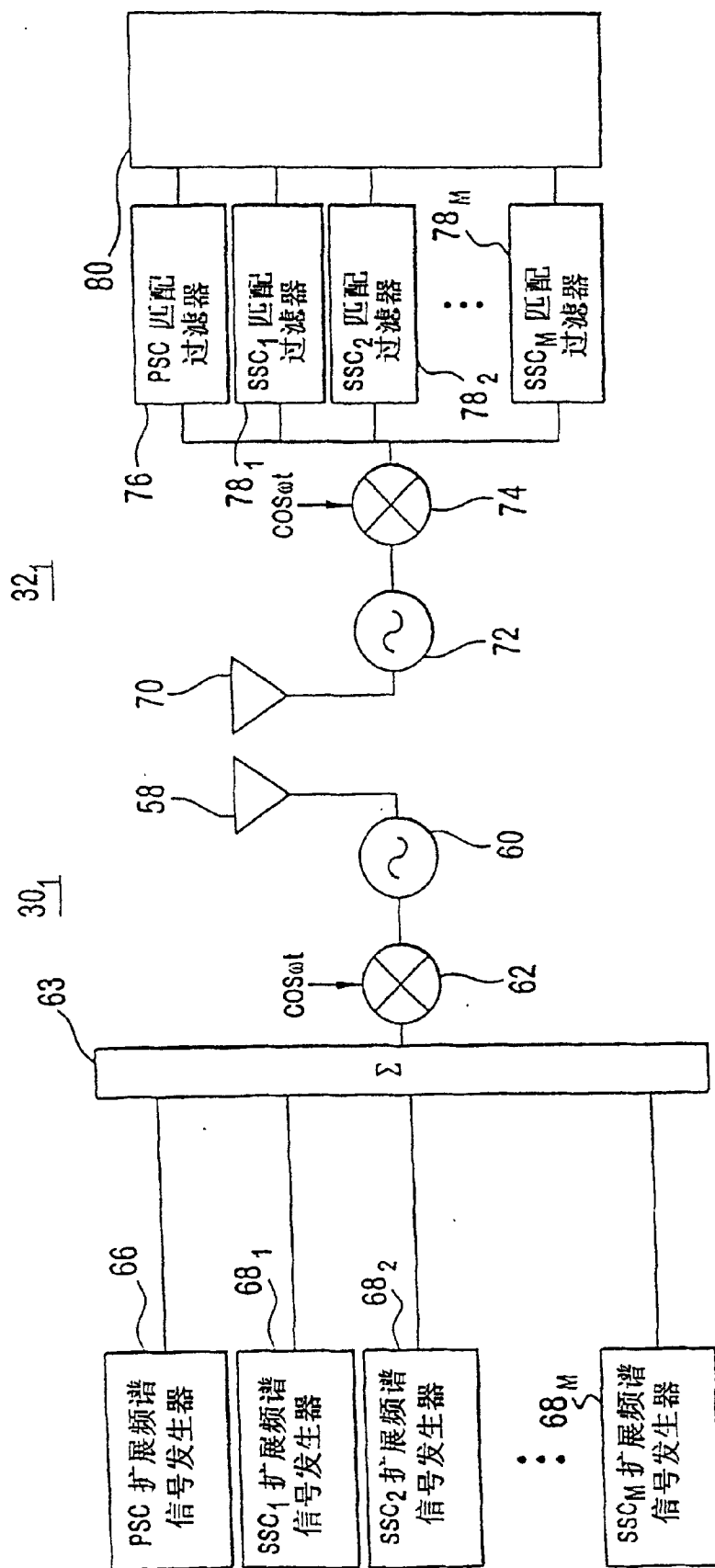


图5

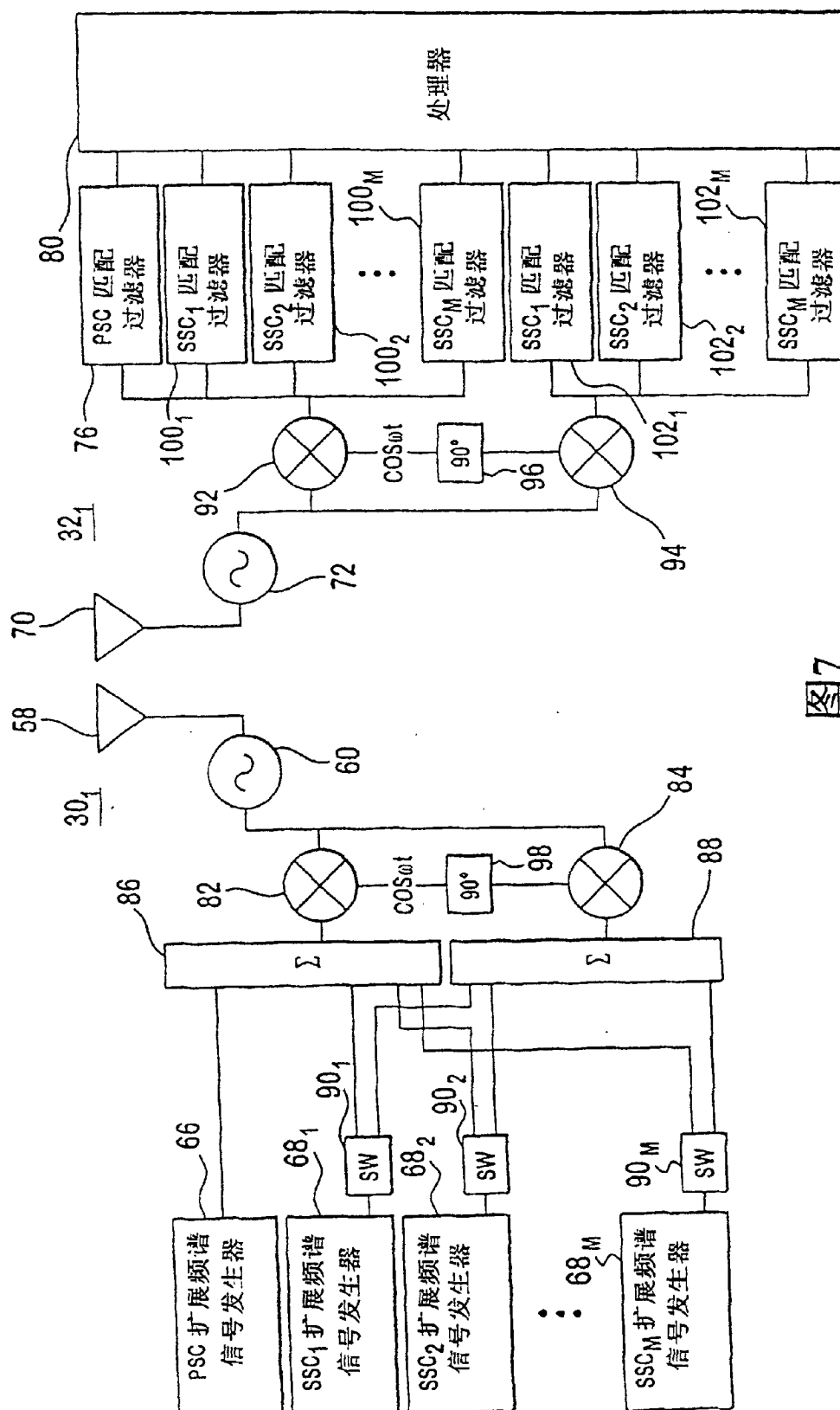


图7

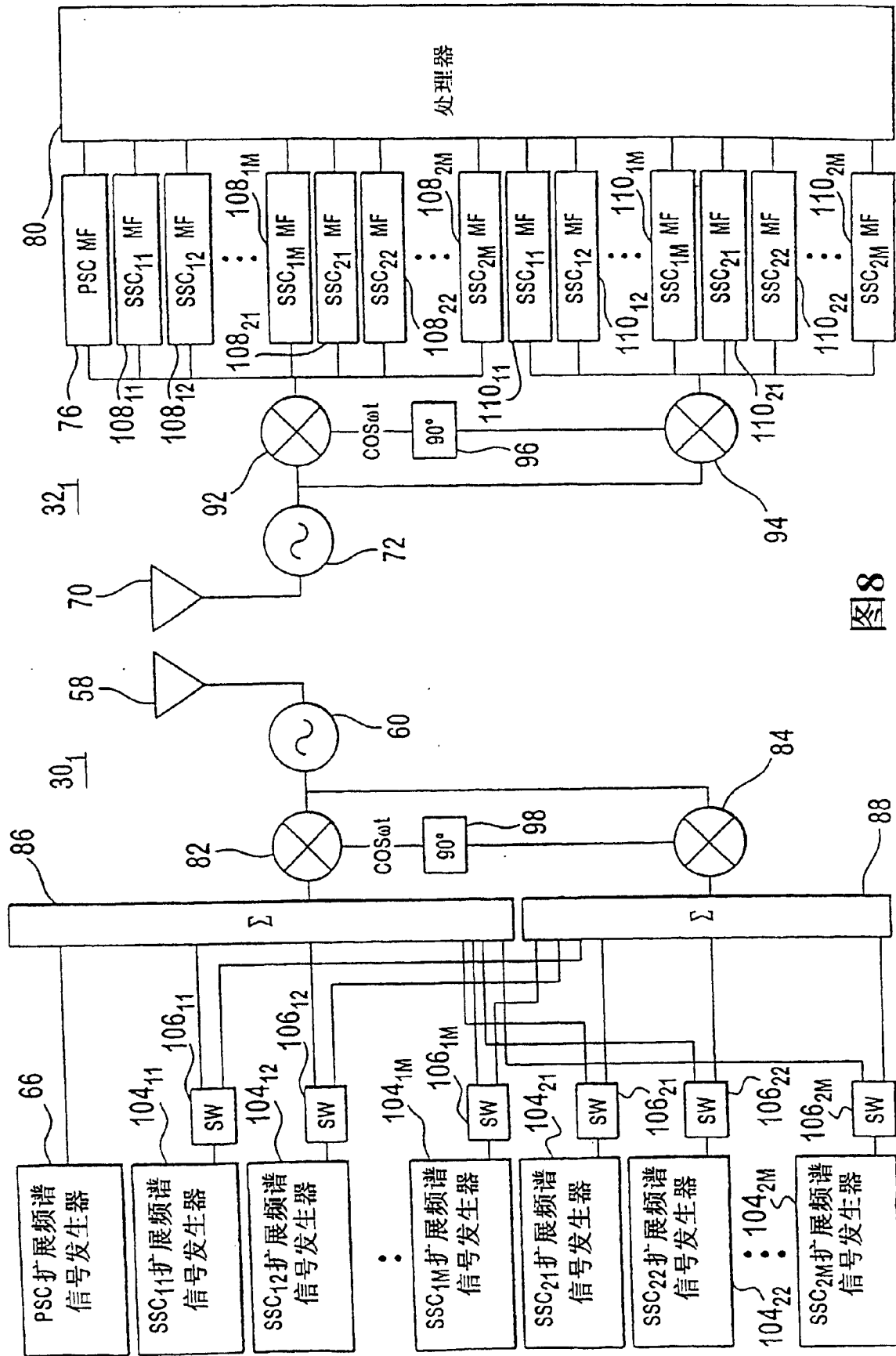


图8

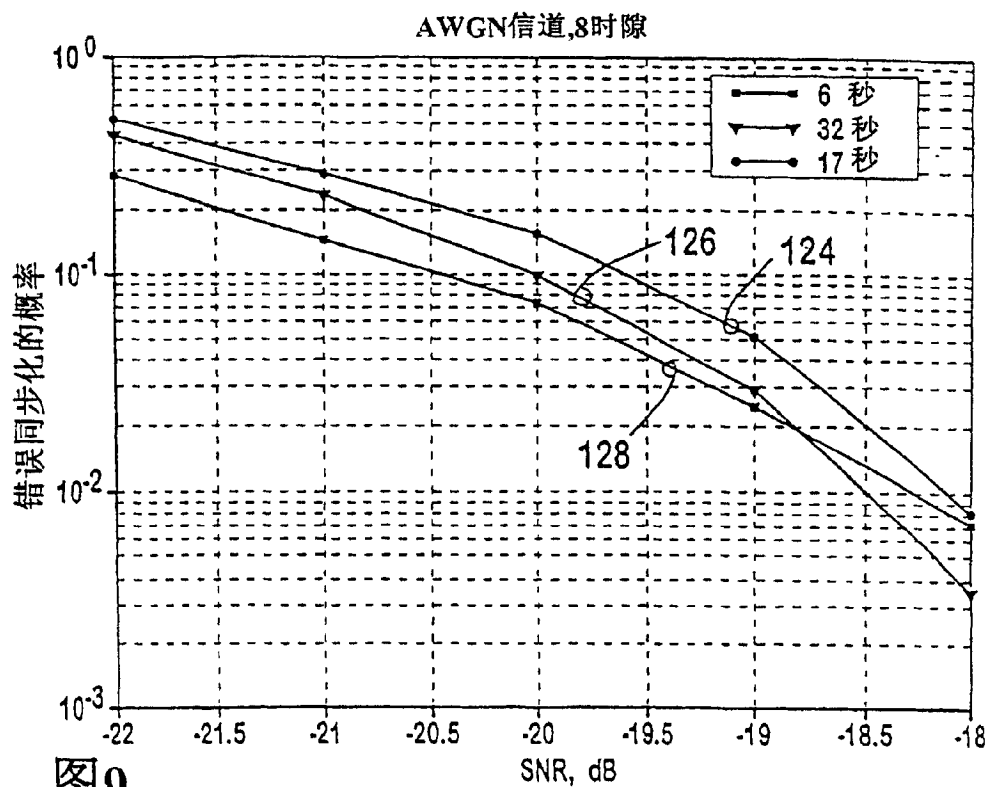


图9

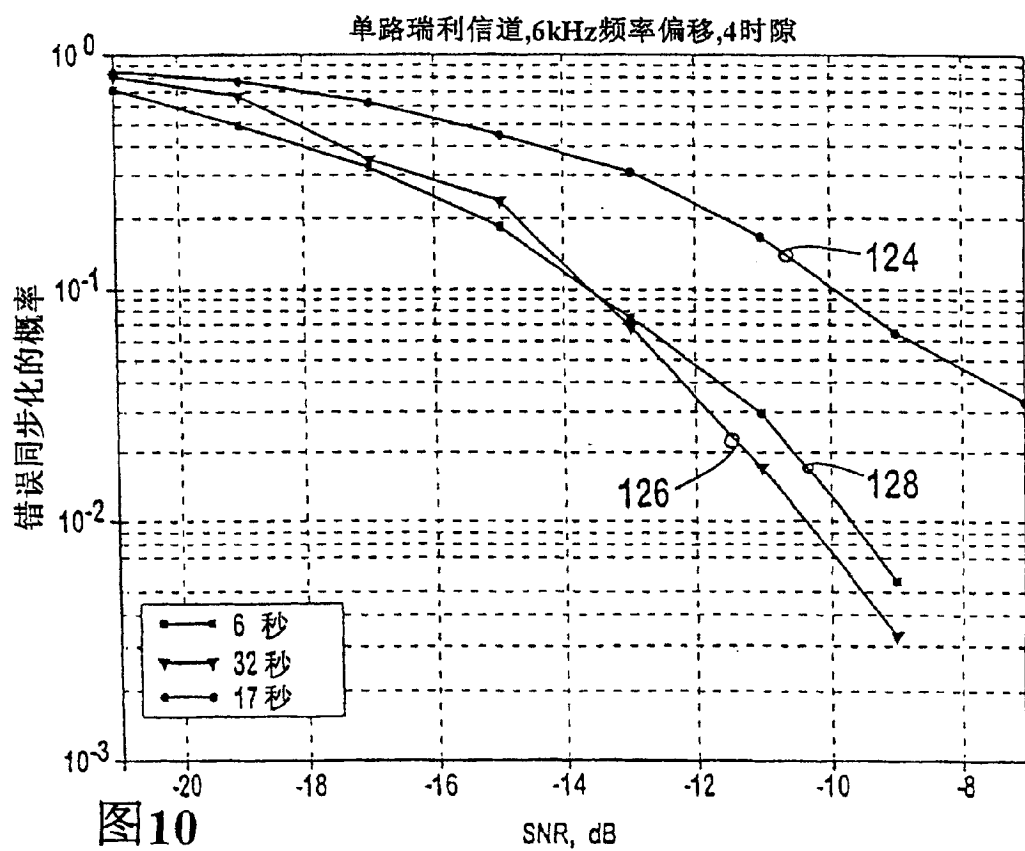
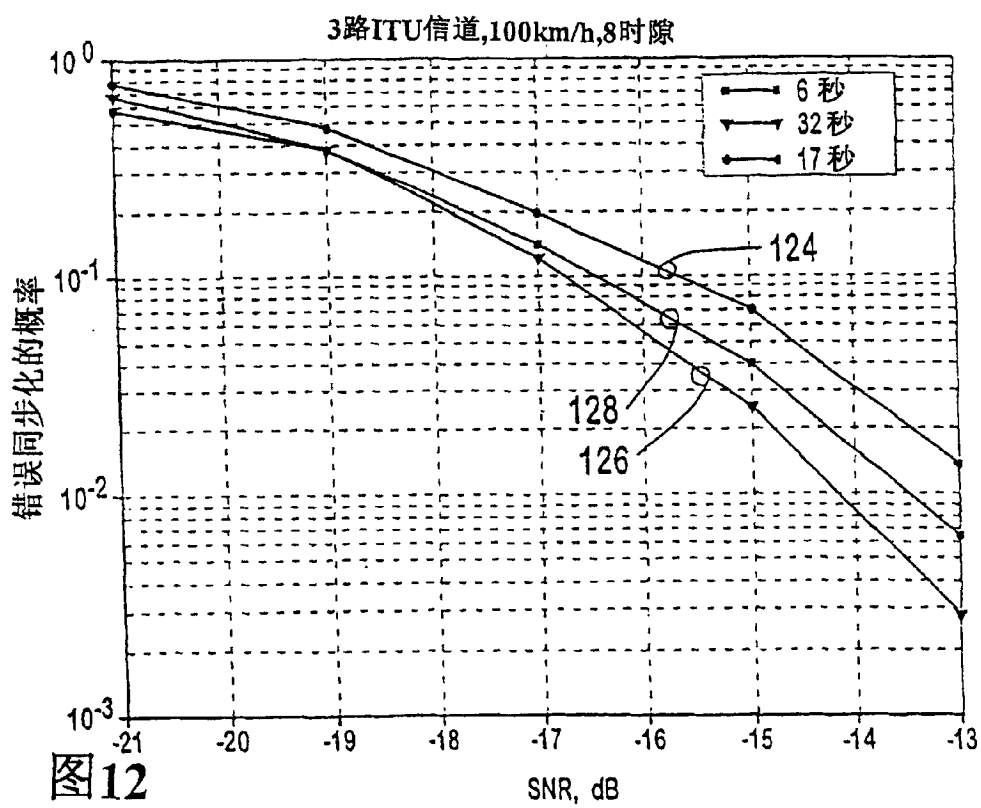
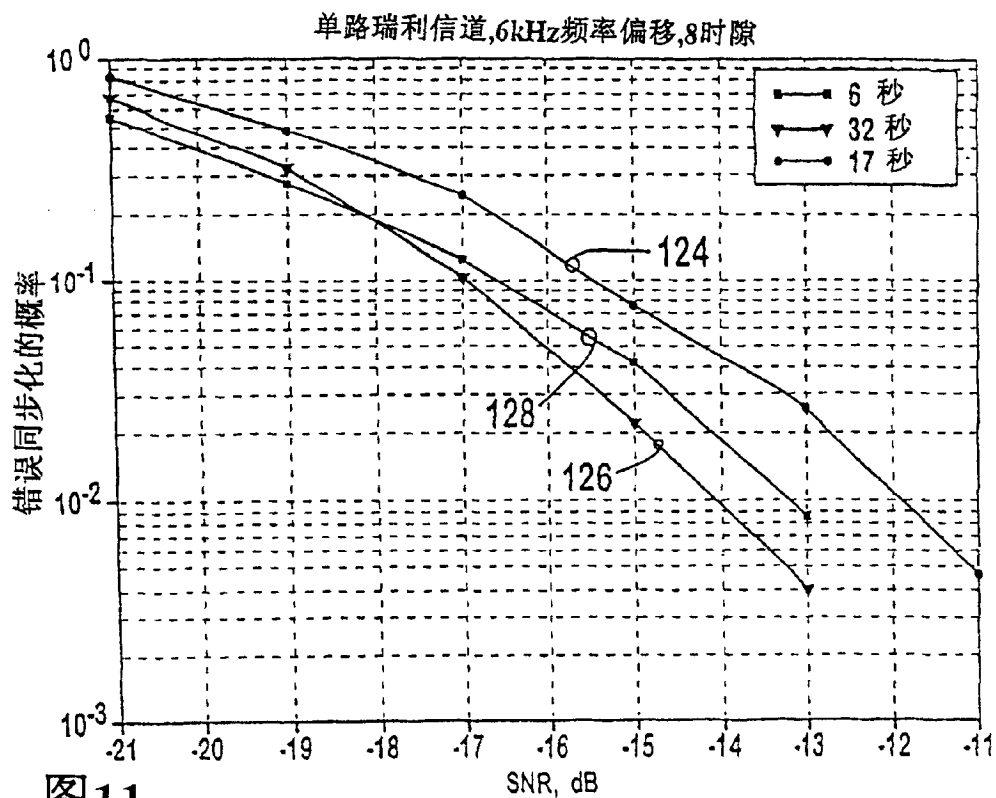


图10



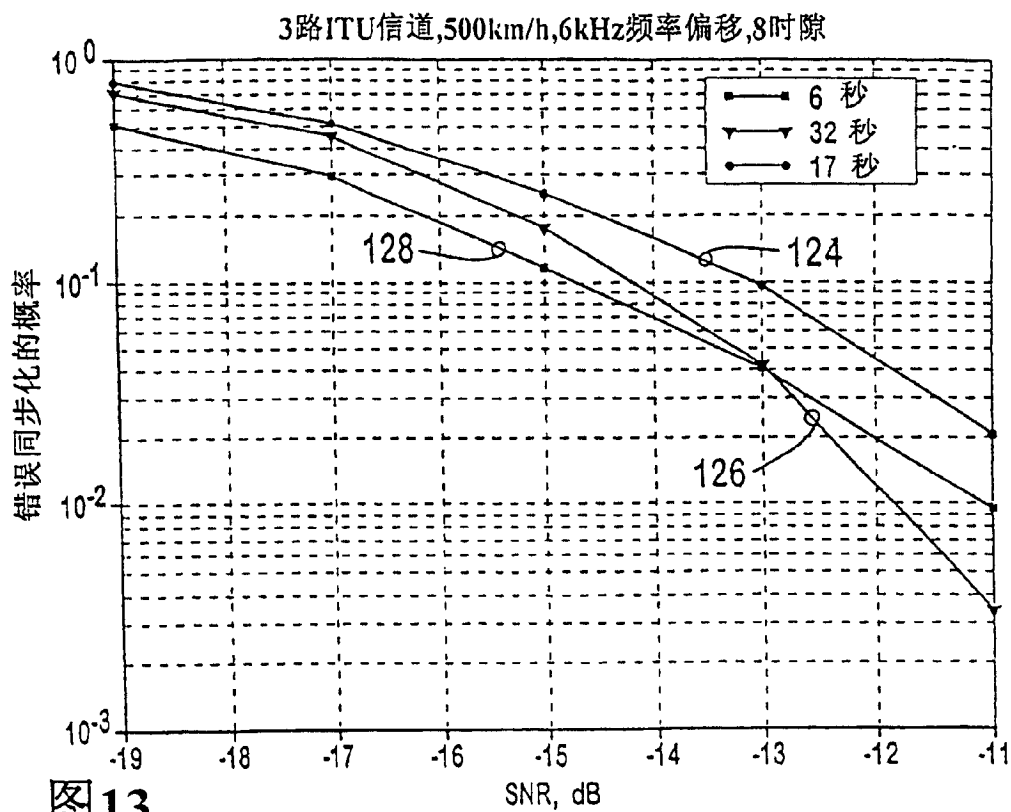


图13

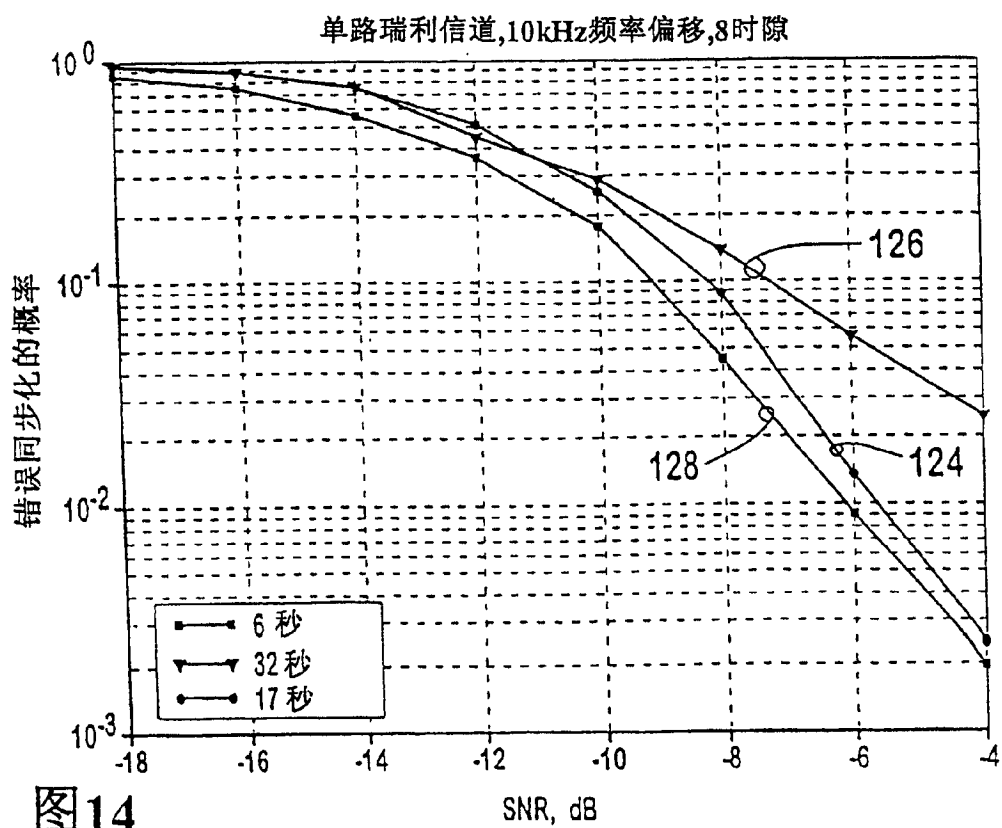


图14

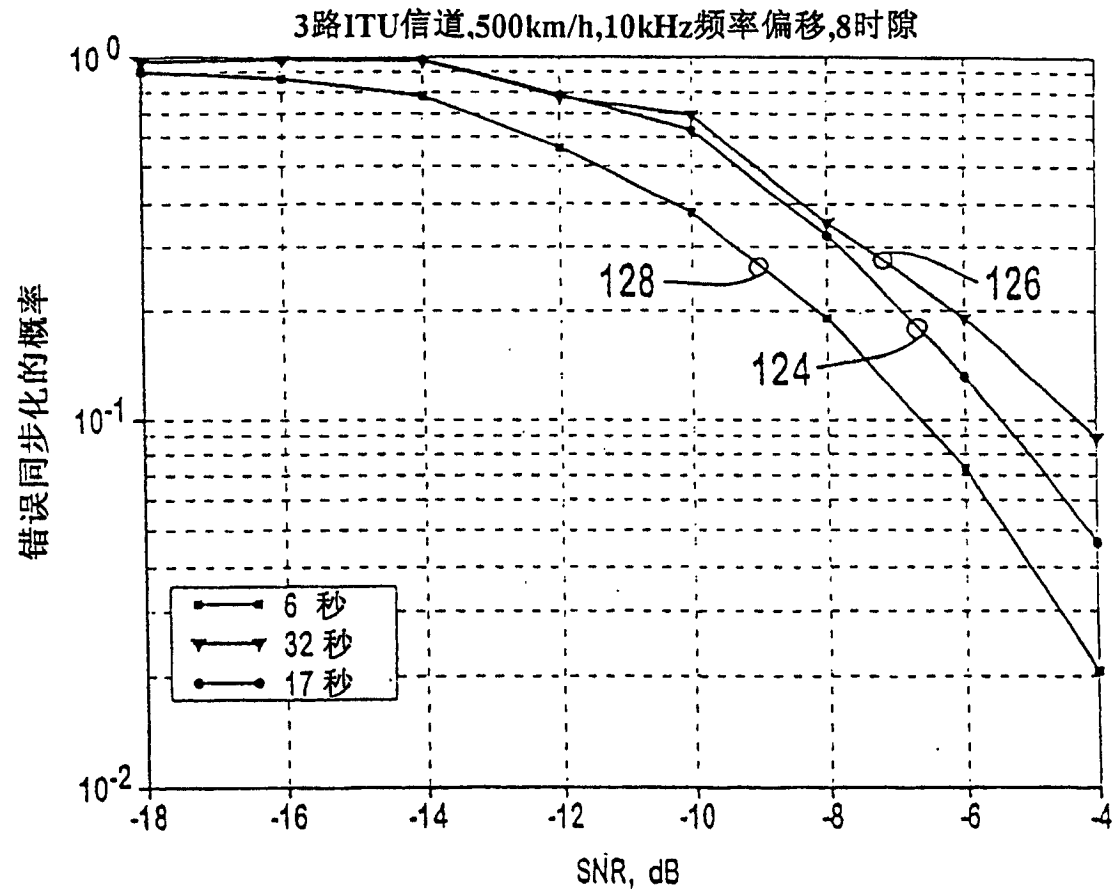


图 15

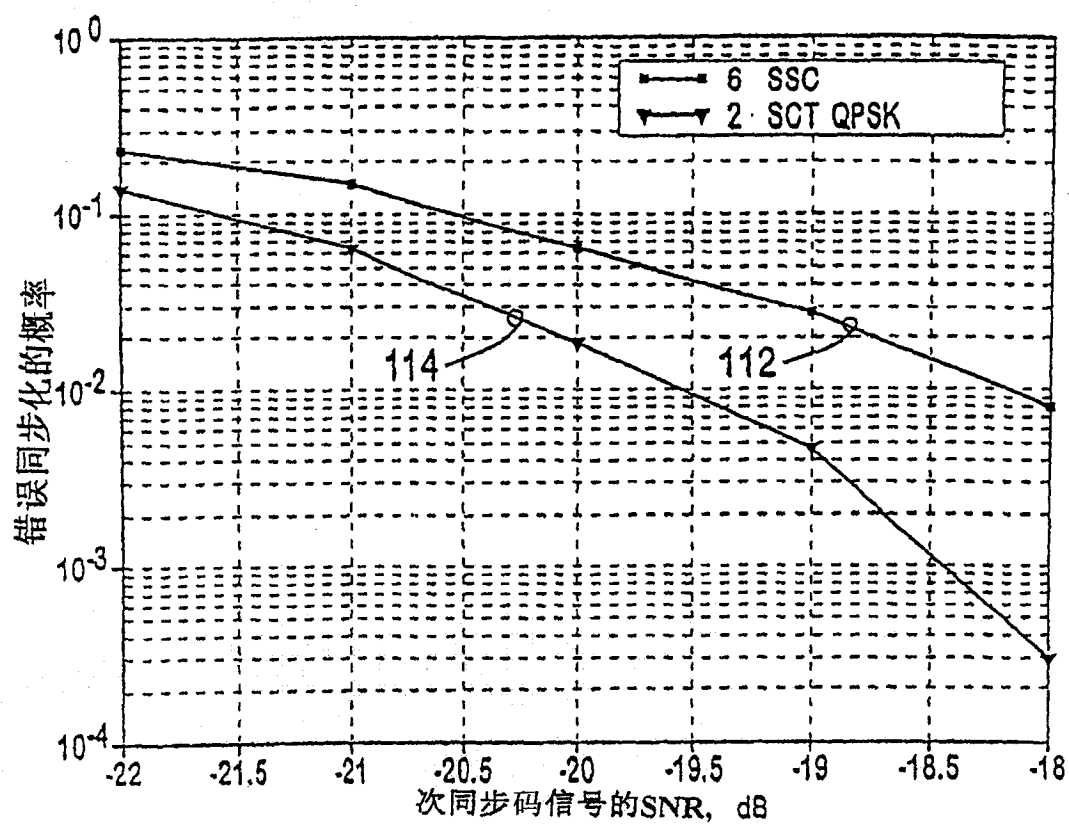


图 16

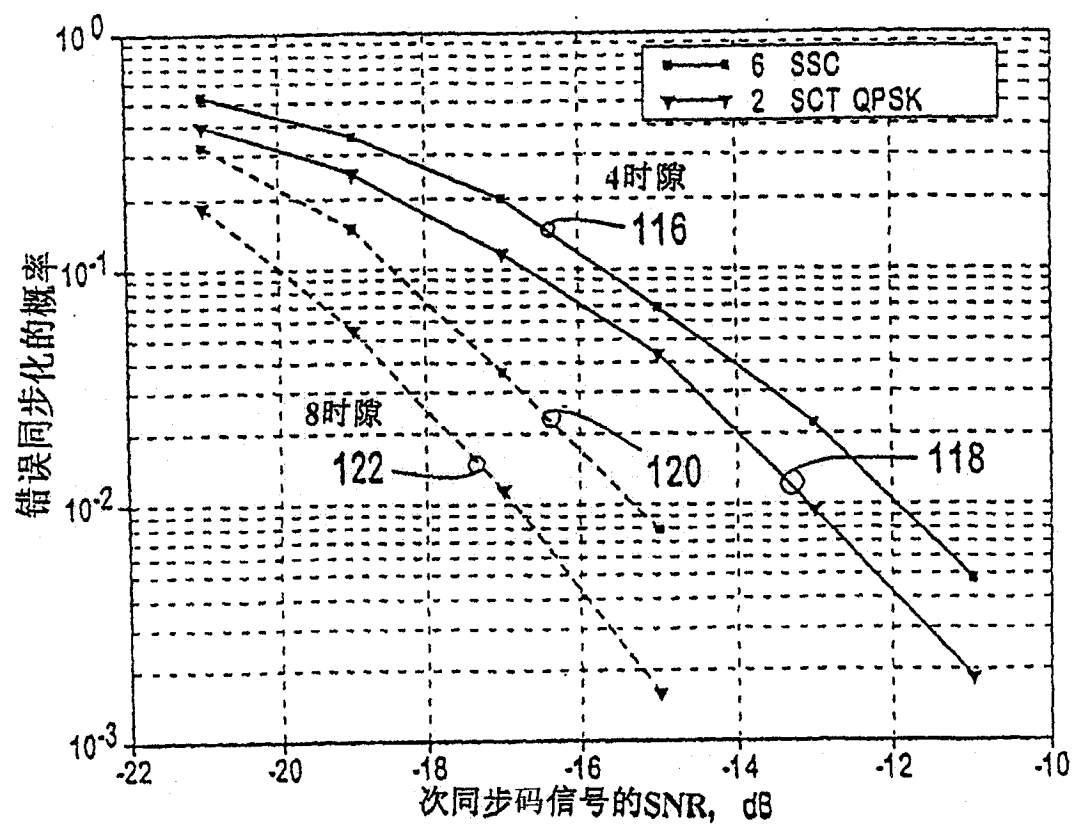


图 17