



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101027886 B

(45) 授权公告日 2012. 01. 11

(21) 申请号 200480027789. 4

(22) 申请日 2004. 07. 06

(30) 优先权数据

10/672, 492 2003. 09. 26 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2006. 03. 24

(86) PCT申请的申请数据

PCT/US2004/021686 2004. 07. 06

(87) PCT申请的公布数据

W02005/036849 EN 2005. 04. 21

(73) 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 王怡彬

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公

司 72001

代理人 李亚非 王忠忠

(51) Int. Cl.

H04L 27/38(2006. 01)

(56) 对比文件

US 6108375 A, 2000. 08. 22, 全文.

EP 1191713 A1, 2002. 03. 27, 全文.

CN 1373579 A, 2002. 10. 09, 全文.

Motorola. A Method for Blind

Determination of Pilot to Data Power

Ratio for QAM Signals. TSG-RAN Working Group

1#21. 2001, 1-2.

审查员 余宏妮

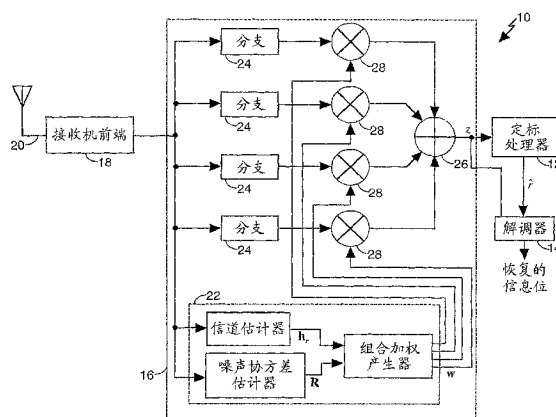
权利要求书 3 页 说明书 8 页 附图 8 页

(54) 发明名称

信号解调的方法和设备

(57) 摘要

一种示例性的接收机通过基于参考与数据信号确定定标因子来解调所接收的与参考信号相关的调幅数据信号, 其中接收机电路不知道数据信号的发射功率。因此, 示例性的接收机估计指示所接收的数据信道信号的幅度的定标因子, 该数据信道信号以不同于用来估计无线电信道特性的参考信道的功率被发射。定标因子可用来校正从所接收数据信号中恢复的信息码元的幅度以使它们的幅度被移动得更加接近调幅星座内的预定点, 和/或定标在解调接收的码元时所用的参考星座中的标称点。



1. 一种无线通信接收机,包括:

前端电路,用于接收调幅数据信号和相关参考信号,其中接收机不知道该数据信号的发射功率;以及

处理电路,其被配置用于基于参考和数据信号来确定定标因子,其中该定标因子与所接收的数据和参考信号的幅度相关,以及其中处理电路进一步被配置用于基于从数据信号中导出的瑞克组合信号的信噪比 SNR 来隐式地确定定标因子从而把定标因子隐式地应用于由接收机解调从数据信号中恢复的信息码元所使用的标称码元值。

2. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路包括瑞克接收机,该瑞克接收机被配置用于在瑞克解扩和组合操作期间从数据信号中恢复信息码元。

3. 权利要求 1 所述的接收机,其中标称码元值包括一组预定义的调制星座点。

4. 权利要求 2 所述的接收机,其中瑞克接收机被配置用于从参考信号中确定信道脉冲响应估计和噪声协方差估计。

5. 权利要求 4 所述的接收机,其中瑞克组合操作包括基于信道脉冲响应估计和噪声协方差估计来获得组合加权。

6. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路包括定标处理器和解调器,以及其中定标处理器被配置用于产生定标因子,并且解调器被配置用于通过把定标因子应用于对应于所定义的调幅星座的标称码元值来解调所恢复的信息码元。

7. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路在数据信号的衰落变化被假定为最小的时间间隔内确定数据信号的 SNR。

8. 权利要求 7 所述的接收机,其中处理电路在该时间间隔内所发射的所有并行代码信道上确定 SNR。

9. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路包括:

定标处理器,用于产生定标因子;

瑞克接收机,用于通过解扩并瑞克组合数据信号来产生瑞克组合信号;以及

解调器,用于解调瑞克组合信号。

10. 权利要求 9 所述的接收机,其中定标处理器基于瑞克组合信号中码元的平均功率、一个或多个用来形成瑞克组合信号的瑞克组合加权、参考信号信道响应、以及瑞克接收机的瑞克分支之间的噪声协方差来把定标因子确定为增益因子。

11. 权利要求 9 所述的接收机,其中解调器通过把定标因子用作解调瑞克组合信号的一部分来补偿标称码元星座。

12. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路包括一个或多个集成电路 IC 装置。

13. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路包括用于确定定标因子的定标处理器,以及其中至少定标处理器被实施为集成电路 IC 装置。

14. 权利要求 1 所述的接收机,其中接收机包括码分多址 CDMA 接收机。

15. 权利要求 14 所述的接收机,其中 CDMA 接收机包括宽带 CDMAWCDMA 接收机,以及其中处理电路被配置用于对作为接收的数据信号的所接收的高速-下行链路共享信道 HS-DSCH 信号确定定标因子。

16. 权利要求 1 所述的接收机,其中处理电路包括定标处理器,该定标处理器被配置用于把定标因子产生为数据信号的调幅包络的函数,以使处理电路能够确定使每个恢复的信

息码元的星座位置与标称码元星座位置相关的距离量度。

17. 一种解调所接收的调幅数据信号的方法,其中数据信号的发射功率是未知的,该方法包括:

基于数据信号和接收到的与数据信号相关联的用于估计数据信号的无线电信道的参考信号来确定数据信号的定标因子,其中基于从数据信号中导出的瑞克组合信号的信噪比来隐式地确定定标因子;以及

基于定标因子通过隐式地定标在解调从数据信号中所获得的信息码元期间使用的标称码元值来解调数据信号。

18. 权利要求 17 所述的方法,其中定标在解调从数据信号中所获得的信息码元期间使用的标称码元值包括确定恢复信息码元的信噪比 SNR 以及通过该 SNR 来定标标称码元值。

19. 权利要求 18 所述的方法,还包括在数据信号的衰落变化最小的一个或多个时间间隔的每个中确定新 SNR。

20. 权利要求 17 所述的方法,其中基于数据信号和接收到的与该数据信号相关联的用于估计数据信号的无线电信道的参考信号来确定数据信号的定标因子包括确定用于码元解调的第一次迭代的第一定标因子,以及然后使用码元解调的第一次迭代的结果来获得用于码元解调的第二次迭代的改进的第二定标因子。

21. 权利要求 17 所述的方法,还包括把一组预定义的调制星座点存储为标称码元值。

22. 一种用于无线通信接收机的处理电路,该处理电路包括:

定标电路,用于确定与所接收的调幅数据信号和参考信号相关的定标因子,其中接收机不知道该数据信号的发射功率,其中定标电路被配置用于基于从数据信号中产生的瑞克组合信号的信噪比来隐式地计算定标因子;以及

解调器电路,其被配置用于基于定标因子来隐式地定标在参考调幅星座中的标称码元值,以及用于基于确定所恢复的信息码元相对于定标的标称码元值的位置来解调从数据信号中恢复的信息码元。

23. 一种用于无线通信网络的无线终端,包括:

发射机,用于向一个或多个网络接收机发射信号;以及

接收机,用于接收从一个或多个网络发射机所发射的信号;

所述接收机包括:

前端电路,用于接收调幅数据信号和相关的参考信号,其中接收机不知道该数据信号的发射功率;以及

处理电路,其被配置用于基于参考和数据信号来确定定标因子,其中该定标因子与所接收的数据和参考信号的幅度相关,以及其中处理电路进一步被配置用于基于从数据信号中导出的瑞克组合信号的信噪比 SNR 来隐式地确定定标因子从而把定标因子隐式地应用于由接收机解调从数据信号中恢复的信息码元所使用的标称码元值。

24. 权利要求 23 所述的无线终端,其中标称码元值对应于所定义的调幅星座。

25. 权利要求 23 所述的无线终端,其中处理电路在数据信号的衰落变化被假定为最小的时间间隔内确定数据信号的 SNR。

26. 权利要求 25 所述的无线终端,其中处理电路在该时间间隔内发射的所有并行代码信道上确定信噪比。

27. 权利要求 23 所述的无线终端,其中处理电路包括:

定标处理器,用于产生定标因子;

瑞克接收机,用于通过解扩并瑞克组合数据信号来产生瑞克组合信号;以及
解调器,用于解调瑞克组合信号。

28. 权利要求 27 所述的无线终端,其中定标处理器基于瑞克组合信号中码元的平均功率、一个或多个用来形成瑞克组合信号的瑞克组合加权、参考信号信道响应、以及瑞克接收机的瑞克分支之间的噪声协方差来把定标因子确定为增益因子。

29. 权利要求 27 所述的无线终端,其中解调器把定标因子应用于标称码元星座以作为解调瑞克组合信号的一部分。

30. 权利要求 23 所述的无线终端,其中处理电路包括一个或多个集成电路 IC 装置。

31. 权利要求 23 所述的无线终端,其中处理电路包括用于确定定标因子的定标处理器,以及其中至少定标处理器被实施为集成电路 IC 装置。

32. 权利要求 23 所述的无线终端,其中接收机包括码分多址 CDMA 接收机。

33. 权利要求 32 所述的无线终端,其中 CDMA 接收机包括宽带 CDMAWCDMA 接收机,以及其中处理电路被配置用于对作为接收到的数据信号的所接收的高速-下行链路共享信道 HS-DSCH 信号确定定标因子。

34. 权利要求 23 所述的无线终端,其中处理电路包括定标处理器,该定标处理器被配置用于把定标因子产生为数据信号的调幅包络的函数,以使处理电路能够确定使每个恢复的信息码元的星座位置与定标的标称码元星座位置相关的距离量度。

信号解调的方法和设备

[0001] 发明背景

[0002] 本发明一般而言涉及解调所接收的信号,并且具体地涉及解调诸如以 16 进制正交调幅 (16QAM) 之类的可能具有未知标称幅度的信号。

[0003] 发展的无线通信标准期望大量的技术来增加通信数据速率。调制格式、调制和编码速率适配、增量冗余、混合 ARQ 以及快速调度都在获得增长的应用,以努力在保持可接受鲁棒性的同时增加数据速率。

[0004] 特别地,采用相对较复杂的调幅格式在可靠的信号解调方面面临着巨大挑战。例如,正交调幅 (QAM) 方案定义了码元 (symbol) 点的“星座图 (constellations)”,每个点都具有相位与幅度的唯一组合。通常,星座点对称地围绕零幅度原点排列,因此每个相位象限都具有相同数量的类似定位的星座点。16QAM 定义了十六个星座点,每个相位象限中有四个点。值得注意的是,在星座内点的相对定位是固定的,但是星座点的绝对幅度 (即与星座的幅度原点的距离) 例如作为所接收的幅度的函数而变化。

[0005] 通常,特别是在 CDMA 系统中,远程接收机接收一个 (或多个) 参考信号连同多个数据信号,例如业务和 / 或控制信道信号。参考信号可能是例如导频信道信号、导频码元等等。在任何情况下,接收机都知道标称参考信号,并且因此使用接收到的实际参考信号来估计相关的接收到的一个 (多个) 数据信号的无线电信道特性。因此,接收机基于接收参考信号来保持“信道估计”,其中信道估计表征无线电信道的当前相位和衰减特性。因此,接收机使用这些信道估计来补偿所接收数据信号的信道影响,以便从而改善它的接收性能。

[0006] 然而,当参考和数据信号的接收幅度不同时,比如通常发生在信号以不同的发射功率进行发射的情况下,参考信号没有直接指出所接收数据信号码元 (星座点) 应该是什么绝对幅度。因此,接收机可能在判断哪些星座点已经被接收的时候遇到困难。

[0007] 因此已知的是,发射附加信息即数据信号幅度信息来促进远程接收机对所接收的数据信号的解调。可替换地,已知的是以固定的相对幅度发射一个 (多个) 数据信号以使接收机事前知道参考和数据信号之间的幅度偏移量。

发明概要

[0008] 本发明包括一种基于所接收的参考和数据信号来确定用于解调数据信号的定标 (scaling) 因子的方法和设备,并且其中接收机不知道数据信号的发射功率,以及定标因子与所接收的数据和参考信号的幅度相关。因此在一个或多个示例性实施例中,本发明提供一种用于估计所接收的数据信道信号的幅度的方法和设备,该数据信道信号以不同于用来估计所接收数据信号的无线电信道的参考信道的发射功率的功率被发射。因此在示例性实施例中,本发明使得能够可靠地解调例如 QAM 数据信号,其中接收机事前并不知道数据和参考信号之间的幅度关系。

[0009] 附图简述

[0010] 图 1A 和 1B 是根据本发明的示例性接收机的图。

[0011] 图 2A 和 2B 是示例性的期望和参考信号的图。

[0012] 图 3 是两个分别具有不同的幅度包络的示例性调制星座的图。

[0013] 图 4 是根据本发明的一个或多个实施例的示例性的处理逻辑的图。

[0014] 图 5 是根据本发明的一个或多个实施例的示例性的处理逻辑的图。

[0015] 图 6 是用来对抗信号衰落的示例性的子区间时间划分的图。

[0016] 图 7 是根据本发明的示例性移动终端的框图。

[0017] 发明详述

[0018] 图 1A 和 1B 描述包括接收机电路 10 的示例性的无线通信接收机,在其中可以实施本发明的一个或多个实施例。接收机电路 10 包括一个或多个处理电路,并且这类处理电路可以包括定标处理器 12、解调器 14 以及瑞克 (rake) 接收机 16。接收机电路 10 还可以包括可能被耦合到天线组件 20 的无线电“前端”18。接收机电路的全部或一部分处理电路可以被实施在一个或多个集成电路 (IC) 装置上。例如,至少定标处理器 12 可以被实施为以硬件、软件或其某一组合所实现的数字逻辑电路的一部分。当然,应当理解,解调器 14、瑞克接收机 16 等等全都可以用一个或多个处理电路来单独地或共同地实施。

[0019] 在操作中,发射的数据和参考信号经由天线 20 被接收并被耦合到前端 18 中,在前端 18 中,它们按照需要或期望被滤波、放大以及下采样,因此瑞克接收机 16 接收所接收信号的采样数据流。一般地,所接收的信号由于多径传播而包括一个或多个信号图像 (image)。通常,每个信号图像在它的相对到达时间的方面以及在相位和幅度失真的方面是不同的。

[0020] 一个示例性的瑞克接收机 16 包括一个瑞克处理器 22、提供解扩值的多个瑞克分支 (finger) 24、多个分别向每个分支输出信号施加瑞克组合加权的乘法器 28、以及组合加权的解扩值以形成瑞克组合值 (瑞克组合信号) 的组合电路 26。瑞克处理器 22 包括识别一个 (多个) 所接收信号的多径分量的搜索和信道估计电路 (或者与其相关联),并且还包括用于使每个瑞克分支 24 与选择的接收信号的延迟路径时间对准的控制逻辑。例如,示例性的瑞克处理器 22 包括信道估计器 30、噪声协方差估计器 32 以及组合加权产生器 34。在一个或多个示例性实施例中,组合加权产生器 34 基于估计的一个 (多个) 信道脉冲响应和噪声协方差矩阵 R 来产生瑞克组合加权。然而应当理解,组合加权可以通过与噪声协方差矩阵无关的估计的信道响应来确定。注意,信道响应和协方差根据参考信号来确定,该参考信号可以具有与数据信号不同的接收幅度,并且因此定标因子能够说明这种差别。

[0021] 无论如何,每个瑞克分支 24 都可以与所接收数据信号的一个不同的信号图像来对准,以使它产生那个信号图像的解扩输出信号。每个解扩的分支输出信号根据一组由加权电路 28 施加的瑞克组合加权在瑞克组合器 26 中进行瑞克组合,以形成由解调器 14 来解调的瑞克组合信号。示例性的瑞克组合信号包括恢复的信息码元,其可以被实现为“软”码元值的序列,该序列被提供给解调器 14 以恢复对应于那些恢复的码元的传输信息位。应当理解,瑞克接收机 16 的这样的描述是示例性的而非限制性的。

[0022] 对于给定的感兴趣的接收数据信号,瑞克接收机 16 向解调器 14 提供恢复的信息码元的序列,该序列然后由解调器 14 进行解调。为此,定标处理器 12 确定一个定标因子,该定标因子通过定标解调过程以说明期望数据信号的接收幅度来有效地改善解调。同样,定标处理器 12 可以与瑞克处理器 22 和解调器 14 中的一个或二者合作。通常,定标解调过

程包括定标从瑞克组合数据信号中恢复的信息码元中的幅度信息,或者通过对于恢复的信息码元的定标解调来定标称码元值(预定义的调制星座点)。

[0023] 示例性的定标操作的讨论采用以下记号:

[0024] h - 期望信号(例如数据信号)的信道响应,每个指定的瑞克分支 24 一个元素;

[0025] h_r - 参考信号(例如与期望信号相关联的导频信号/码元)的信道响应,每个指定的瑞克分支 24 一个元素——注意: h_r 可被假定为理想值,尽管从接收到的参考信号产生的信道估计事实上可能有缺陷;

[0026] y - 从期望信号获得的解扩值,每个指定的瑞克分支 24 一个元素;

[0027] w - 用来瑞克组合来自于瑞克分支 24 的解扩输出信号的瑞克组合加权,每个指定的瑞克分支 24 一个元素;

[0028] R - 指定给期望信号的瑞克分支 24 之间的噪声协方差;

[0029] g - 期望信号和参考信号之间的幅度的信道增益差,因此 $h = gh_r$;以及

[0030] z - 由瑞克组合器 26 输出的瑞克组合信号,例如从期望信号恢复的码元序列。

[0031] 图 2A 和 2B 说明两个用于发射与期望信号相关的参考信号的示例性方案。在第一个图中,可以看出参考和期望信号是时分多路复用的,以使接收机电路 10 在第一时间间隔(T_1)上接收参考信号,并且在第二时间间隔(T_2)上接收期望信号。这些间隔可能相邻或不相邻,但是它们通常在定期的周期性的基础上进行重复,以使接收机电路 10 能够基于定期接收参考信号来保持更新的信道估计。在第二个图中,可以看出参考和期望信号被同时发射,以使接收机电路 10 同时接收这些信号。

[0032] 在一个或多个示例性实施例中,期望信号是诸如业务或控制信道之类的数据信道信号,以及参考信号是导频信道信号、导频码元和/或在期望信号内或与期望信号一起传送的训练序列。因此,在一个或多个示例性实施例中,期望信号是在基于 CDMA 的通信网络中的调幅数据信号,比如在 IS-2000 或 WCDMA 无线通信网络中。由发展中的 3GPPWCDMA 标准“版本 5”定义的高速-下行链路共享信道(HS-DSCH)信号可能是使用 16QAM 调制的,它只表示许多调幅信号之一,这些调幅信号可以根据本发明的一个或多个实施例来被有利地解调。

[0033] 图 3 提供了示例性的 16QAM 码元星座的图解,属于第一 16QAM 星座的星座点 A-P 被表示为一组“正方形”,而属于第二 16QAM 星座的星座点 A-P 被表示为一组“圆形”。注意,“x”表示两个星座的中心点,并且因此可以看出两个星座仅仅在它们的幅度“包络”方面不同。

[0034] 也就是,第一星座具有相对较小的最大幅度,以使它的十六个星座点以相对较短的距离围绕幅度原点有规律地间隔。(这里,距离相当于幅度,而角度相当于相位)。第二星座具有星座点的相同的相对定位,但是具有明显较大的幅度包络,即第二星座中的点间隔更远,但是占据星座内相同的相对幅度位置。

[0035] 因此,可以看出在判断所接收的数据信号码元(在图 3 中被表示为三角形)是打算对应于第一个星座中的星座点“D”还是第二个星座中的点“G”时的潜在困难。通过本发明的示例性操作,在接收机电路 10 已知的参考星座中接收到的码元和/或标称码元基于定标因子而被调整,以最小化或减少可能起因于期望信号的未知接收幅度(星座包络)的解调差错。因此,对于这个特定的例子,接收机电路 10 更加可靠地确定所发射的码元是属于

第一星座还是第二星座。然而应当理解,许多星座包络是可能的,并且本发明不局限于可能接收到的信号幅度的任何特定的数量或范围。

[0036] 图 4 和 5 概述本发明的两个示例性实施例的处理逻辑,并且应当注意,这样的处理可以基于分立的或集成的逻辑电路而在接收机电路 10 中被实施,并且可以以硬件、软件或其某一组合来实现。例如,接收机电路 10 可以包括一个或多个存储装置、或者其它的计算机可读介质,以便存储实现计算机程序的程序指令,所述计算机程序被配置成实施本发明的一个或多个实施例。还应当注意,虽然图 4 和 5 表面上说明了串行处理步骤,但是本发明不局限于所说明的处理次序,也不局限于所说明的操作的串行先后顺序。

[0037] 在图 4 中,处理从接收主题的参考和期望信号开始(步骤 100)。虽然多个期望信号可以根据本发明来接收和处理,但是为了讨论的清楚起见所述说明描述了单个期望信号。瑞克接收机 16 基于参考信号来估计期望信号的无线电信道。在示例性实施例中,瑞克处理器 22 包括信道估计器或者与信道估计器相关联,该信道估计器获得期望信号的一个或多个延迟路径的信道估计(步骤 102)。通过例如控制由瑞克分支 24 用来解扩期望信号的伪噪声(PN)序列的“代码偏移量”,瑞克处理器 22 使一个或多个瑞克分支 24 与这些延迟路径对准。当然,时间延迟缓冲或其它延迟路径匹配技术也可以用来对准瑞克分支 24。所产生的可能包括复系数(幅度和相位值)的向量的信道估计表示无线电信道响应 h_r 。

[0038] 瑞克处理器 22 还包括用于产生瑞克组合加权 w 的组合加权产生器或者与其相关联,瑞克组合加权被用来瑞克组合由瑞克分支 24 输出的解扩信号(步骤 104)。根据本发明的一个实施例,定标处理器 12 提供了作为用来定标瑞克组合信号的幅度的增益调节值的定标因子。同样,瑞克处理器 16 可以通过由定标处理器 12 提供的定标因子来定标组合加权(步骤 106)。利用这个方法,由瑞克组合器 26 输出的恢复信息码元 z 在被馈入解调器 14 进行解调之前就在幅度上被定标(步骤 108)。因此,虽然解调基于定标因子,但是实际的定标在解调器 14 之前通过操作瑞克组合信号 z 而被执行。

[0039] 图 5 说明一个可替换的示例性实施例,其中定标因子被解调器 14 应用为解调操作的一部分。处理从参考和期望信号的接收开始(步骤 120)。如前,信道估计基于参考信号来产生(步骤 122),而组合加权被产生以用于瑞克组合分支输出以形成瑞克组合信号(步骤 124)。然而在这个实施例中,定标因子根据所接收信号的 SNR 例如瑞克组合信号中的恢复码元的 SNR 被隐式地(implicitly)确定(步骤 126)。因此,解调器 14 通过根据所计算 SNR 来定标参考星座而把定标因子隐式地应用于它的解调操作(步骤 128)。这些及其它操作在下面被更加详细地解释。

[0040] 在 16QAM 的环境中,并且考虑上述的示例性方法,令期望的信息位($b_0, b_1, \dots, b_{M-1}$)为了信号传输而被映射成一个 QAM 码元,即被映射成 QAM 星座内的唯一点。(对于 16QAM 来说 $M = 4$ 。)然后,通过解调来自于 QAM 码元的信息位,位 b_j 的对数似然比(LLR)由下述给出:

$$[0041] \quad \text{LLR}(b_j) = \ln \frac{\sum_{s_i \in S_0(j)} \exp \left\{ \gamma \left(2 \operatorname{Re} \left(\frac{s_i^* z}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}} \right) - |s_i|^2 \right) \right\}}{\sum_{s_i \in S_1(j)} \exp \left\{ \gamma \left(2 \operatorname{Re} \left(\frac{s_i^* z}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}} \right) - |s_i|^2 \right) \right\}}, \quad (1)$$

[0042] 其中 $S_1(j)$ 是从 $b_j = 1$ 映射的码元组, 其中 $1 = 1$ 或 0 , 并且其中 γ 是在瑞克组合后恢复的码元 SNR。因此, 分子的值在令 b_j 为“0”的参考星座中被确定为标称码元 s_i 的函数, 而分母的值在令 b_j 为“1”的参考星座中被确定为标称码元的函数 s_i 。

[0043] 此外, 瑞克组合信号 z 的 SNR 即 γ 可以被表示为:

$$[0044] \quad \gamma = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{h} \mathbf{h}^H \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H \mathbf{R} \mathbf{w}}, \quad (2)$$

[0045] 在那里, 通过应用对数最大 (log-max) 原则得到:

$$[0046] \quad \text{LLR}(b_j) = \gamma \left[\max_{s_i \in s_0(j)} \left(2 \operatorname{Re} \left(\frac{s_i^* z}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}} \right) - |s_i|^2 \right) - \max_{s_i \in s_1(j)} \left(2 \operatorname{Re} \left(\frac{s_i^* z}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}} \right) - |s_i|^2 \right) \right], \quad (3)$$

[0047] 其中, 如前所述, h 是期望信号的无线电信道响应。通过代入参考信号的无线电信道响应的适当定标型式而得到下列表达式:

$$[0048] \quad \text{LLR}(b_j) = \gamma \left[\max_{s_i \in s_0(j)} \left(2 \operatorname{Re} \left(\frac{s_i^* z}{g \mathbf{w}^H \mathbf{h}_r} \right) - |s_i|^2 \right) - \max_{s_i \in s_1(j)} \left(2 \operatorname{Re} \left(\frac{s_i^* z}{g \mathbf{w}^H \mathbf{h}_r} \right) - |s_i|^2 \right) \right]. \quad (4)$$

[0049] 因此, 在等式 4 中, $g \mathbf{h}_r$ 已经被代入以用于期望信号的无线电信道响应 h , 其中 h_r 可以被产生以作为从接收到的参考信号获得的信道估计。

[0050] 观察这样的代换, 注意到来自于瑞克分支 24 的解扩值 y 可以被表示为:

$$[0051] \quad y = \mathbf{h} s + n, \therefore y = g \mathbf{h}_r s + n. \quad (5a)$$

[0052] 因此, 瑞克组合信号 z 可以被表示为:

$$[0053] \quad z = \mathbf{w}^H y, \therefore z = g \mathbf{w}^H \mathbf{h}_r s + \mathbf{w}^H n. \quad (5b)$$

[0054] 考虑上述表达式, 如果使用最佳组合加权 $\mathbf{w} = \mathbf{R}^{-1} \mathbf{h}$, 则 b_j 的 LLR 可以被表示为:

$$[0055] \quad \text{LLR}(b_j) = \max_{s_i \in s_0(j)} \left(2 \operatorname{Re}(s_i^* z) - |s_i|^2 \gamma \right) - \max_{s_i \in s_1(j)} \left(2 \operatorname{Re}(s_i^* z) - |s_i|^2 \gamma \right). \quad (6)$$

[0056] 从等式 (6) 可以看出, 解调器 14 可以通过定标因子的隐式应用来实现瑞克组合信号 z 的 LLR 解调。也就是, 定标因子被隐含在计算的 SNR 即 γ 中, 其被应用到属于接收机电路 10 所知的参考星座的标称码元值 s_i 。

[0057] 换言之, 示例性的接收机电路 10 基于计算 z 中的恢复码元和隐式定标的参考码元之间的“距离”来解调瑞克组合信号, 其幅度基于计算 γ 来调整。为此, 瑞克组合信号可以被表示为:

$$[0058] \quad z = \gamma s + u', \quad (7)$$

[0059] 其中 u' 表示具有方差 γ 的噪声项。忽略噪声项并假定参考星座具有单位功率就产生了用于估计 γ 的下列表达式:

$$[0060] \quad \hat{\gamma} = \sqrt{E[|z|^2]}. \quad (8)$$

[0061] 注意, 等式 8 表示在时间上或在多个代码信道上或在二者上求平均的“平均”值。也就是, 在接收机电路 10 接收多个 CDMA 编码信道的情况下, 平均值可以利用在两个或更多个代码信道上取得的采样来产生。

[0062] 无论如何, 考虑上述的表达式, 对数似然函数归纳为以下表达式:

$$[0063] \quad \text{LLR}(b_j) = \max_{s_i \in s_0(j)} \left(2 \operatorname{Re}(s_i^* z) - |s_i|^2 \sqrt{E[|z|^2]} \right) - \max_{s_i \in s_1(j)} \left(2 \operatorname{Re}(s_i^* z) - |s_i|^2 \sqrt{E[|z|^2]} \right). \quad (9)$$

[0064] 然后利用等式 (9), 基于在参考星座中比较接收到的码元值和对应的 (调整的) 标称码元值, 解调器 14 获得来自于瑞克组合信号 z 中的恢复码元的最初传输的信息位的对数似然比。

[0065] 更具体地, 令第 j 个位为“0”, 等式 (9) 中的第一项得到了恢复码元值和所有标称码元值之间的最短距离量度 s_i , 而令第 j 个位为“1”, 第二项得到了恢复码元值和所有标称码元值之间的最短距离量度 s_i 。在此, 标称码元值通过估计的 SNR 即 $\hat{\gamma}$ 被定标幅度, 这可以由定标处理器 12 来计算并且可以被提供给解调器 14。因此, 解调器 14 通过计算隐含考虑了所接收的期望信号的信号幅度的距离项来改善它的解调准确度。同样, 等式 (9) 表示用于图 5 的处理逻辑的示例性的表达式, 尽管应当理解, 图 5 不表示对这个实施例的限制应用。

[0066] 可替换地, 如图 4 的上下文所提到的, 定标处理器 12 可以显式地 (explicitly) 计算定标因子以供瑞克接收机 16 或解调器 14 使用。下面的等式 (10) 提供了用以计算显式增益因子的示例性表达式。根据等式 (5a) 和 (5b), 对于任何任意的组合加权 w 来说, 基于下面的表达式, 增益因子 g 可以通过求在给定时间间隔 (例如定义的编码单元、帧、时隙等) 上接收的瑞克组合值的数值平方的平均值来估计:

[0067] $E[|z|^2] = g^2 |w^H h_r|^2 E[|s|^2] + w^H R w$. (10) 等式 (10) 可以通过假设标称码元 s 是伪随机的并且令二阶矩等于“1”例如 $E[|s|^2] = 1$ 而进一步被简化。因此,

[0068] $E[|z|^2] = g^2 |w^H h_r|^2 + w^H R w$. (11)

[0069] 利用等式 (11) 作为基础, 涉及期望信号和参考信号的接收幅度的显式的增益因子 g 可以根据下列的表达式来得到:

$$[0070] \quad g = \sqrt{\frac{E[|z|^2] - w^H R w}{|w^H h_r|^2}}. \quad (12)$$

[0071] 因此, 定标因子可以基于期望信号、瑞克组合加权、参考信道响应 (例如信道估计) 以及瑞克分支噪声协方差。在解出 g 之后, 估计的 SNR 就可以被得到为:

$$[0072] \quad \hat{\gamma} = \hat{g}^2 \frac{|w^H h_r|^2}{w^H R w}. \quad (13)$$

[0073] 利用 g 和 $\hat{\gamma}$, QAM 调制的位的软值例如可以根据等式 (4) 产生。只要噪声协方差矩阵的对角元素可用, 则等式 (12) 和 (13) 中的 R 可以被 $\text{diag}(R)$ 取代。对角值是可用的, 例如是在每个瑞克分支 24 的噪声功率被跟踪的情况下, 而不是在瑞克分支 24 之间的噪声相关性不被跟踪的情况下。

[0074] 此外, 当瑞克组合信号 z 用接收机电路 10 的 G 瑞克 (grake) 实施例被获得, 并且组合加权 w 基于 h_r 和 R (例如 $w = R^{-1} h_r$) 的时候, z 的码元 SNR 可以被更有效率地计算为:

$$[0075] \quad \hat{\gamma} = \hat{g}^2 w^H h_r. \quad (14)$$

[0076] 在另一个示例性的实施例中, 计算可以通过忽略等式 (12) 中的噪声项而被进一步简化, 这得出:

$$[0077] \quad g = \sqrt{\frac{E[|z|^2]}{|w^H h_r|^2}}. \quad (15)$$

[0078] 为了根据上述假设获得估计的 SNR, 噪声协方差矩阵 R 可以通过单位矩阵来估计, 这样得出了下列的示例性计算:

$$[0079] \quad \hat{\gamma} = \hat{g}^2 \frac{|\mathbf{w}^H \mathbf{h}_r|^2}{|\mathbf{w}|^2}. \quad (16)$$

[0080] 注意, 如果定标处理器 12 根据等式 (16) 来估计 SNR, 则噪声项基本上被忽略, 并且因此估计的 SNR 可能偏离一个相应量。然而, 任何这类估计误差都不会导致码组差错率的降级, 其中对数最大解调算法在 Turbo 解码中被使用。

[0081] 在另一个示例性的实施例中, 示例性的接收机电路 10 首先可以根据任何一个前述实施例来获得 s 的工作值, 并且然后用一个或多个连续迭代来让该值精确。一个示例性的迭代表达式被给出如下:

$$[0082] \quad E[zs^*] = g\mathbf{w}^H \mathbf{h}_r E[ss^*] + \mathbf{w}^H E[n] E[s^*]. \quad (17a)$$

[0083] 其被简化为:

$$[0084] \quad E[zs^*] = g\mathbf{w}^H \mathbf{h}_r. \quad (17b)$$

[0085] 然后, g 可以利用等式 (18) 而被估计为:

$$[0086] \quad \hat{g} = \frac{E[|zs^*|]}{\mathbf{w}^H \mathbf{h}_r}. \quad (18)$$

[0087] 因此如所述, 需要 s^* 以确定 $\hat{g}$, 再需要 $\hat{g}$ 来获得 s 的初始工作值。因此, 定标处理器 12 可以执行早期的实施例中的任何一个以获得 s 的初始估计 (即 $\hat{s}$), 并且然后用上述等式 (18) 中的 $\hat{s}^*$ 来精确化定标因子 g 的估计。精确的定标因子 g 可以在新的解调过程中被用来改善位的 LLR 估计。同样, 定标处理器 12 可以在一个或多个连续解调中与解调器 14 合作, 即执行一个、两个、或更多个迭代解调。对于码元 SNR, 根据在初始解调尝试中使用的解调器 14 的特定实施, 等式 (13) 或等式 (16) 可以被使用。

[0088] 与实践本发明的一个或多个实施例相关联的辅助的示例性细节包括选择执行上述计算的时间间隔。也就是, 确定适当取值的定标因子来辅助解调期望信号是一个通常应该虑及无线信号接收的现实特征的动态过程。例如, 信号衰落是一种通常已知的现象, 其中所接收信号的幅度随着改变衰减特性和 / 或改变传播路径而变化。因此, 本发明的一个或多个实施例在一个或多个相对较短的时间间隔的每个时间间隔内重新计算定标因子 (显式为 g 或隐式为 $\hat{\gamma}$)。名义上, 在解调中应用给定定标因子的时间间隔足够短, 以至于期望信号的衰落变化在该间隔上是最小的。

[0089] 图 6 说明如在基于 WCDMA 系统中使用的 HS-DSCH 信号的一个传输时间间隔 (TTI) 的环境中的示例性实施例。应当明白这个例子是非限制性的。在图中, HS-DSCH 信号在整个 TTI 间隔上经历了衰落变化, 但是在六个子区间中的每个内所经历的衰落变化被明显地降低了。因此, 示例性的定标处理器 12 可以在这些子区间的每个子区间中重新计算定标因子以避免衰落引起的定标差错。

[0090] 图 7 说明可以在其中实现示例性的接收机电路 10 的示例性的移动终端 200。如在此使用的术语“移动终端”被给出了广泛的构造, 并且因此该术语包括但不限于蜂窝无线电话、个人通信业务 (PCS) 终端、便携数字助理 (PDA)、膝上型计算机、掌上型计算机或其它类型的包括无线收发信机的计算机、或者其它包括无线收发信机的设备。移动终端还可以被

称为“普适计算”装置。

[0091] 在任何情况下,所说明的移动终端 200 包括接收机 202、发射机 204、基带处理器 206、系统处理器 208 和相关的用户接口 210、一个或多个存储装置 212、频率合成器 214、双工器 / 开关电路 216、以及组合式接收 / 发射天线组件 218。根据上述的一个或多个示例性实施例,接收机 202 包括先前描述的定标处理器 12、解调器 14 以及瑞克接收机 16。示例性的发射机 204 包括发射调制器 220 和功率放大器电路 222。注意,接收机 202 的元件可以全部或部分地被集成在基带处理器 206 中。基于例如由基带处理器 206 执行的所存储的程序指令,定标处理器 12、解调器 14 以及瑞克接收机 16 可以在功能上用基带处理器 206 内的一个或多个信号处理电路来实施。

[0092] 当然应当理解,移动终端 200 的体系结构可能根据其预定应用以及其实现的特征而广泛地变化。然而,示例性的移动终端 200 在其对接收到的调幅信号的解调中有利地采用了定标因子。同样,本领域的技术人员将认识到,示例性的接收机电路 10 可以用于各种其它的无线通信装置或系统,比如应用于也可被称为基站收发信台 (BTS) 的无线电基站 (RBS) 的接收机电路。

[0093] 广泛地,根据本发明的示例性实施例的接收机然后还包括用于确定数据信号的定标因子的处理电路。为此,处理电路可以包括定标处理,并且还可以包括解调器和瑞克接收机。瑞克接收机可以被配置为通用瑞克 (G 瑞克) 接收机。在示例性的实施例中,定标处理器产生定标因子以作为应用到在瑞克解扩操作期间从数据信号获得的恢复信息码元的幅度增益因子。利用这个实施例,瑞克组合信号中的恢复信息码元在码元解调之前被定标,例如被调整幅度。注意,这些恢复信息码元可能是或者可能不是“软”码元值。

[0094] 在可替换的示例性实施例中,恢复信息码元不在解调之前被定标。代之以,参考星座的标称码元被定标为解调过程的一部分。例如,对数似然比 (LLR) 解调操作估计每个恢复码元和参考星座中最近的一个 (多个) 码元之间的距离,例如欧几里德距离量度。因此,根据数据信号的传输功率和 / 或接收幅度,定标因子有效地被用来“定标”参考星座。

[0095] 因此,所接收的数据信号的解调基于定标因子,但是定标因子可以被用作瑞克处理的一部分以便随后在瑞克组合信号的解调期间获益,或者可以直接在解调操作期间被应用。更多的示例性的变化涉及定标因子自身的产生。例如,定标因子可以显式地或隐式地被确定和应用。在基于显式确定的示例性实施例中,定标因子可以基于例如瑞克组合信号中的恢复信息码元的平均码元功率、瑞克组合加权、参考信道响应以及瑞克接收机的分支之间的噪声协方差来计算。

[0096] 因此被确定后,定标因子可以被应用于瑞克组合值以提供可靠解调所必需的幅度定标。也就是,恢复码元可以被调整幅度以把码元移动得更接近它们的真实幅度,以使每个码元都位于或者至少更接近参考星座中的标称码元位置。因此,恢复信息码元根据如由定标因子表示的数据信号的调幅包络而被定标。

[0097] 因此,前面的论述并非限制本发明,它提供了关于本发明的示例性实施例的细节。实际上,本发明仅仅由所述的权利要求书的范围及其合理等效物来限制。

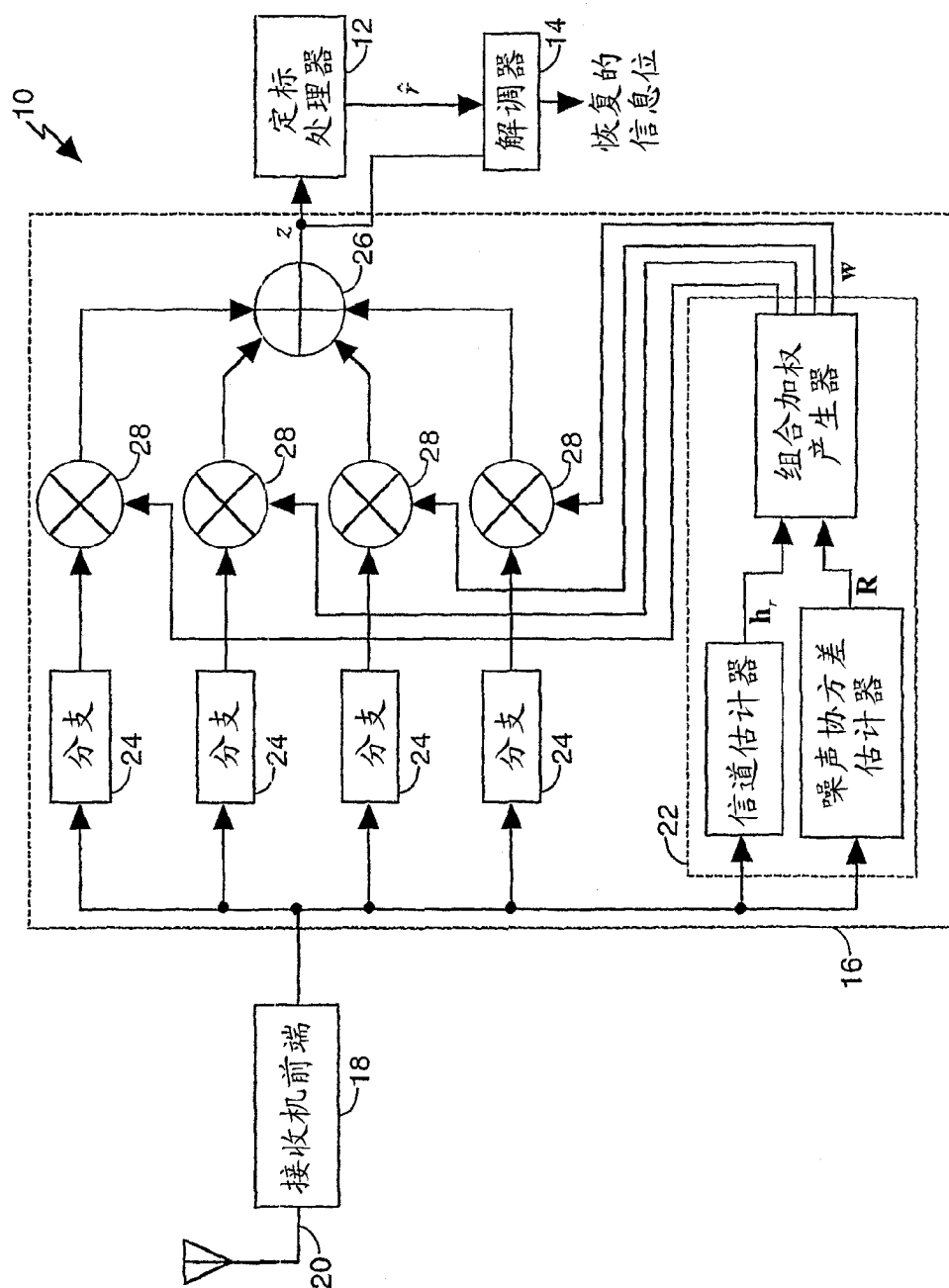


图 1A

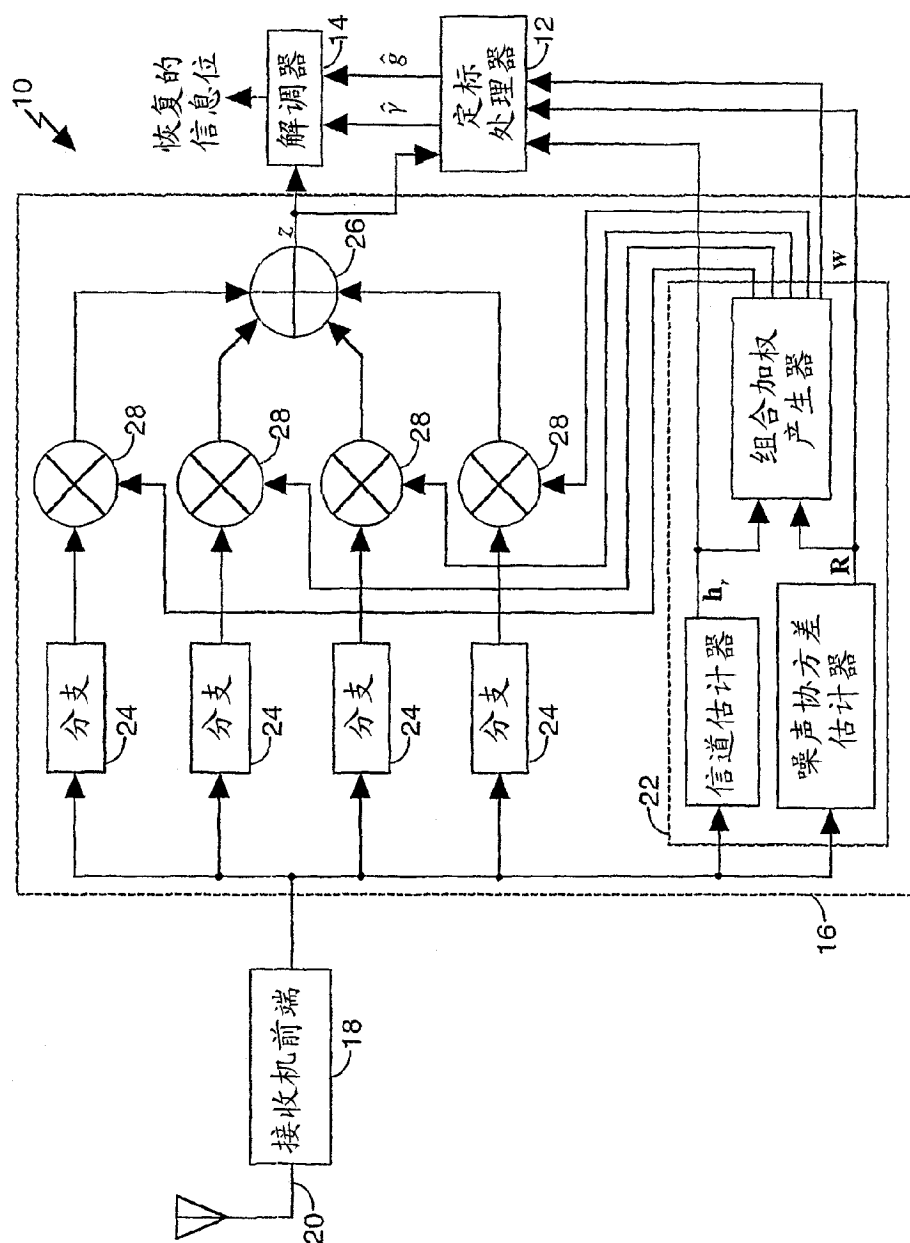


图 1B

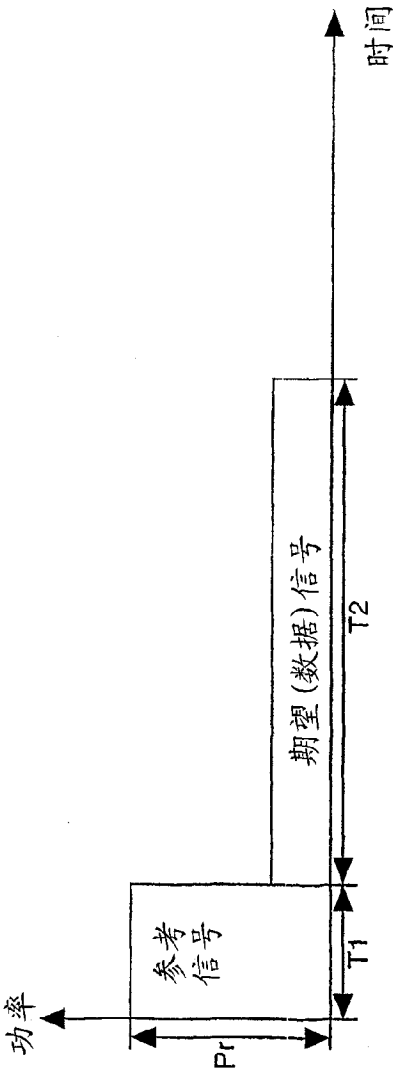


图 2A

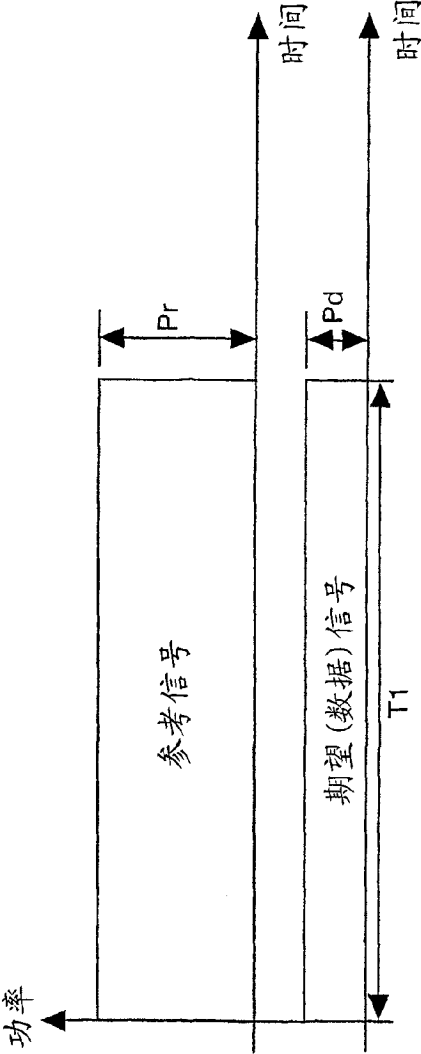


图 2B

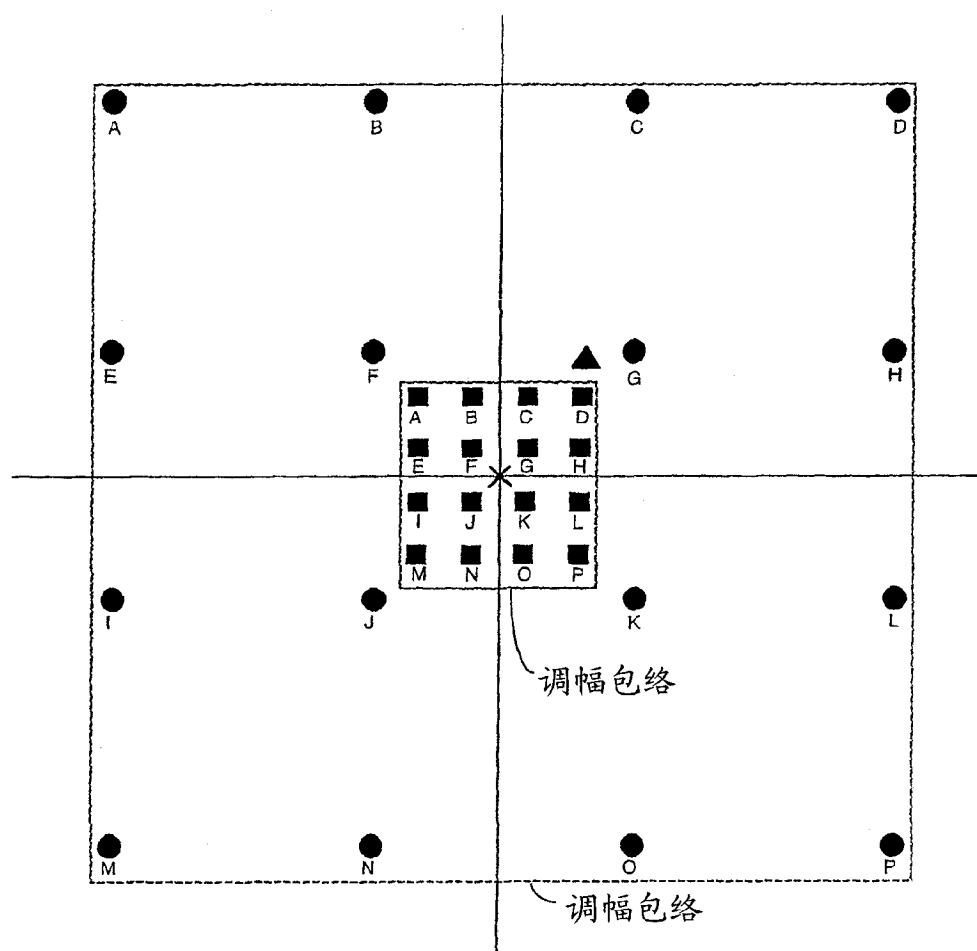


图 3

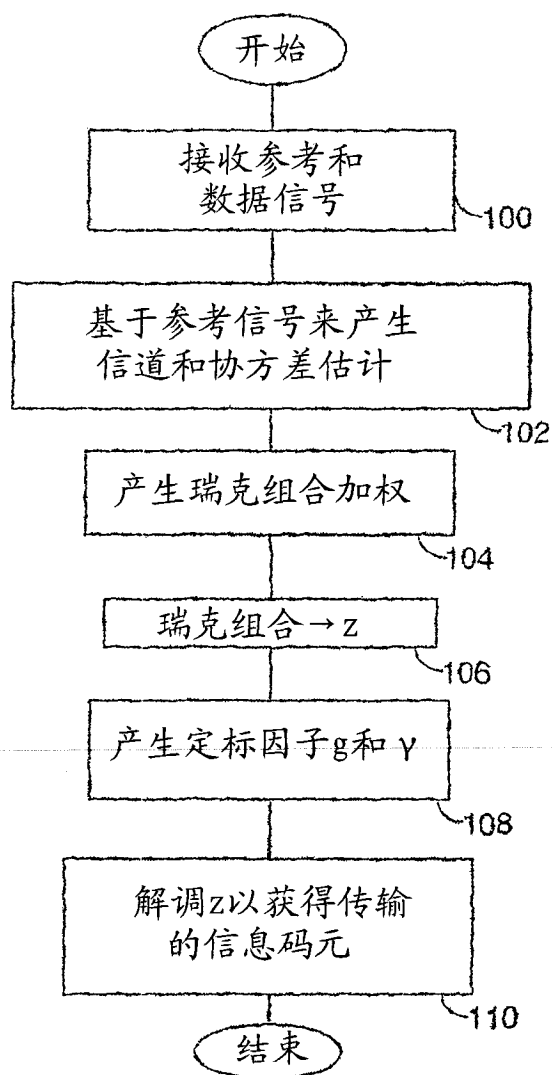


图 4

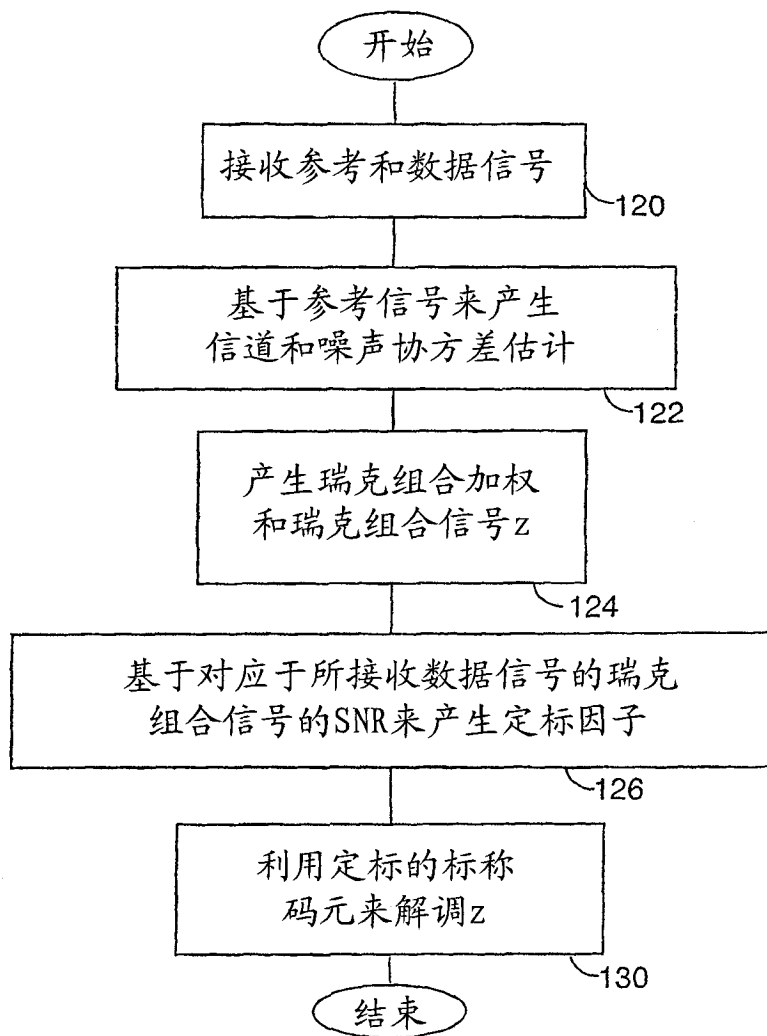


图5

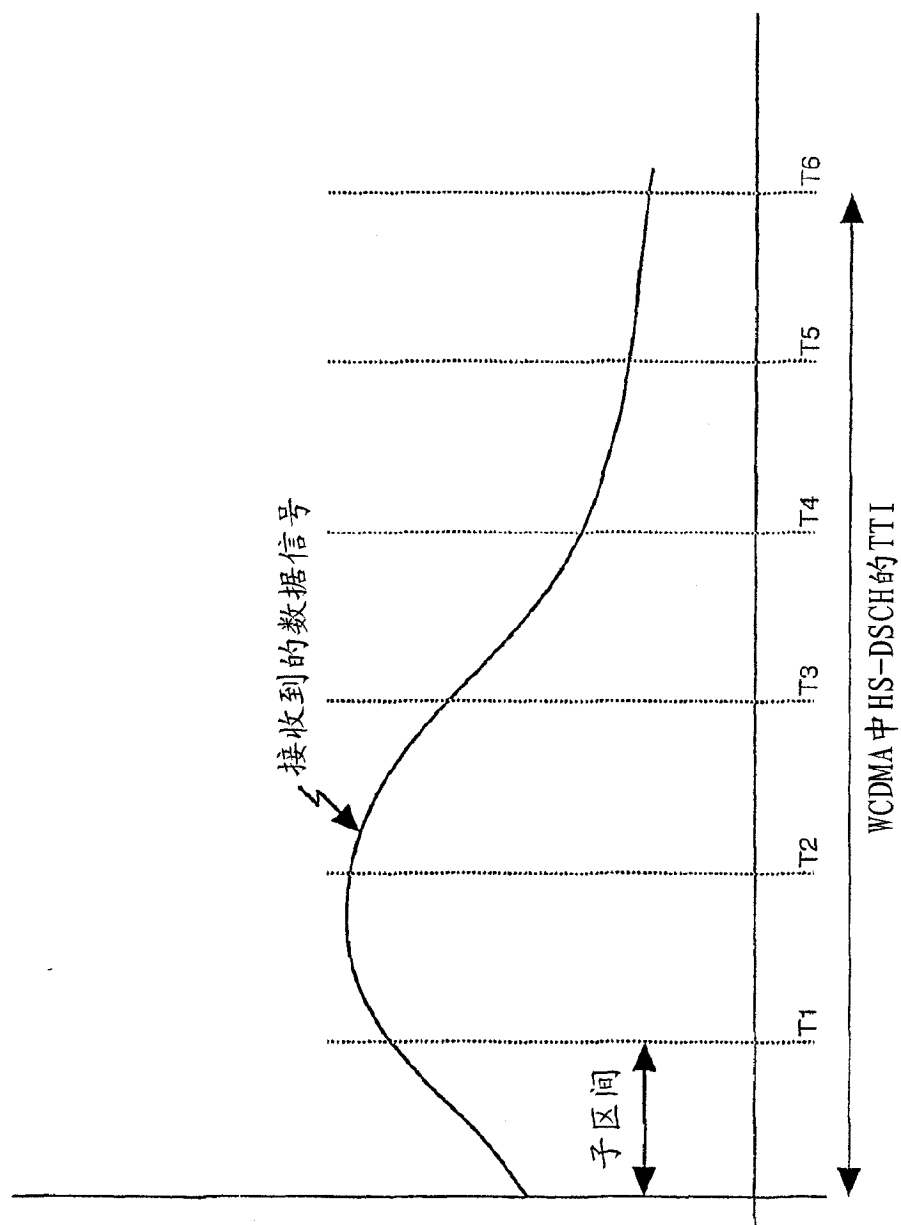


图 6

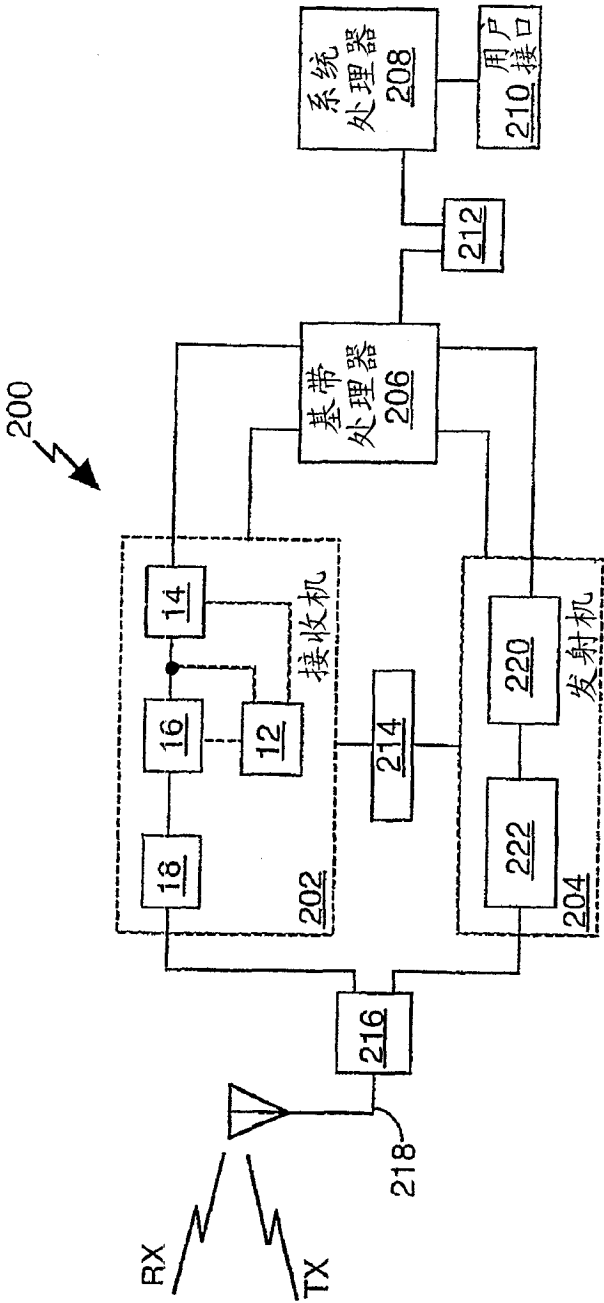


图 7