



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 1864338 B

(45) 授权公告日 2011.06.29

(21) 申请号 200480029320.4

H04B 7/00 (2006.01)

(22) 申请日 2004.07.09

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

同上.

10/698,588 2003.10.31 US

CN 1367588 A, 2002.09.04, 说明书第 15 页第 18-22 行、图 6.

(85) PCT 申请进入国家阶段日

US 5339452 A, 1994.08.16, 说明书第 4 栏第 11-24 行、图 2.

2006.04.06

(86) PCT 申请的申请数据

US 6067449 A, 2000.05.23, 说明书第 4 栏第 25-39 行, 第 5 栏第 29 行至第 7 栏第 25 行、图 1-5.

PCT/US2004/022317 2004.07.09

US 5530926 A, 1996.06.25, 全文.

(87) PCT 申请的公布数据

W02005/046066 EN 2005.05.19

审查员 申砾

(73) 专利权人 思科技术公司

地址 美国加利福尼亚州

(72) 发明人 丹尼尔·约瑟夫·洛恩斯

布雷恩·哈特

(74) 专利代理机构 北京东方亿思知识产权代理有限公司 11258

代理人 孙莉

(51) Int. Cl.

H04B 1/06 (2006.01)

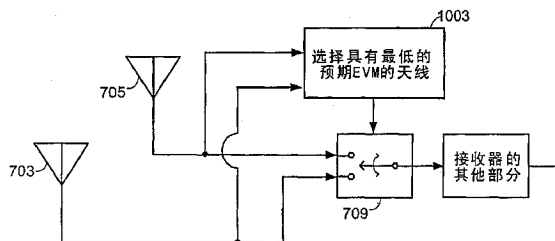
权利要求书 3 页 说明书 14 页 附图 14 页

(54) 发明名称

用于根据信号质量量度选择接收天线的方法和装置

(57) 摘要

本发明描述了一种用于包括在无线网络的台站中的装置,以及在无线网络的台站中实现的方法。该方法包括:经由多个天线(703和705)中的每一个无线地接收数据,所述数据对应于从远程台站发射的信息分组;对与所述接收分组相对应的接收数据采样,以形成每个天线的数据采样;从所述天线中每一个的接收数据的采样确定信号质量的量度。该方法还包括根据确定出的信号质量量度来选择(1003)所述多个接收天线中的一个作为用于从所述远程台站接收的天线。



1. 一种无线网络的台站中的方法,该方法包括:
经由多个天线中的每一个无线地接收数据,所述数据对应于从远程台站发射的信息分组;
对与所述分组相对应的接收数据采样,以形成数据采样;
从所述天线中每一个的接收数据的采样确定信号质量的量度,以便为每个天线获得一个单独的信号质量的量度,其中用于确定任何一个天线的信号质量的量度的接收数据与分组的一部分相对应;以及
选择所述多个天线中的一个作为用于从所述远程台站接收的天线,所述选择包括根据哪个天线提供更好的确定出的信号质量量度来进行。
2. 如权利要求 1 所述的方法,其中确定所述信号质量量度的步骤是根据在针对与所述分组相对应的数据执行自动增益控制之前的数据来进行的。
3. 如权利要求 1 所述的方法,其中确定所述信号质量量度的步骤是根据在针对与所述分组相对应的数据对所述天线中的每一个执行自动增益控制之后的数据来进行的。
4. 如权利要求 1-3 中任何一个所述的方法,其中确定所述信号质量量度的步骤包括从与所述分组的一部分相对应的接收数据的采样确定相对差错向量幅值的量度。
5. 如权利要求 4 所述的方法,其中所述分组遵从 IEEE 802.11 标准的正交频分复用变体之一或其衍生物,从而所述分组包括前同步码,所述前同步码包括具有短符号序列的短符号部分,并且其中所述相对差错向量幅值的量度是来自所述前同步码的所述短符号部分的采样的。
6. 如权利要求 5 所述的方法,其中确定所述相对差错向量幅值的量度的步骤包括确定随所述短符号部分中的符号向量幅值单调变化的量度。
7. 如权利要求 6 所述的方法,其中确定随所述符号向量幅值单调变化的量度的步骤包括对与短符号相对应的采样执行离散傅立叶变换。
8. 如权利要求 6 所述的方法,其中确定所述相对差错向量幅值的量度的步骤假设所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率对于每个子载波和每个天线来说是相同的,从而确定所述相对差错向量幅值的量度的步骤不需要确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度。
9. 如权利要求 6 所述的方法,其中确定所述相对差错向量幅值的量度的步骤还包括确定随所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度。
10. 如权利要求 9 所述的方法,其中确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度的步骤是对经由所述天线中的仅一个接收的信号执行的。
11. 如权利要求 9 所述的方法,其中确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度的步骤是对经由所述天线中的每一个接收的信号执行的。
12. 如权利要求 9 所述的方法,其中确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度的步骤包括对与噪声对应的采样执行离散傅立叶变换。
13. 如权利要求 9 所述的方法,其中确定随所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度的步骤包括在分组到达之前确定平均信号功率的量度。
14. 如权利要求 9 所述的方法,其中确定随所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度的步骤包括确定在自动增益控制前的噪声功率、在自动增益控制前的信

号功率,并且假定在自动增益控制后的信噪比的上限。

15. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述多个天线还可用于发射,所述方法还包括:

选择与所述选择步骤选择作为用于从所述远程台站接收的天线相同的天线用于向所述远程台站发射。

16. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述选择步骤使用至少一个额外标准来选择用于从所述远程台站接收的天线。

17. 如权利要求 16 所述的方法,其中所述至少一个额外标准包括载波噪声比。

18. 一种在无线网络的台站中的装置,所述装置包括:

用于经由多个天线中的每一个无线地接收数据的装置,所述数据对应于从远程台站发射的信息分组;

用于对与所述分组相对应的接收数据采样,以形成数据采样的装置;

用于从所述天线中每一个的接收数据的采样确定信号质量量度以便为每个天线获得一个单独的信号质量的量度的装置,其中用于确定任何一个天线的信号质量的量度的接收数据与分组的一部分相对应;以及

用于选择所述多个天线中的一个作为用于从所述远程台站接收的天线的装置,所述选择包括根据哪个天线提供更好的确定出的信号质量量度来进行。

19. 如权利要求 18 所述的装置,其中所述多个天线还可用于发射,所述装置还包括:

用于选择与被选择作为用于从所述远程台站接收的天线相同的天线来作为用于向所述远程台站发射的天线的装置。

20. 如权利要求 18 所述的装置,其中所述选择操作使用至少一个额外标准来选择用于从所述远程台站接收的天线。

21. 如权利要求 20 所述的装置,其中所述至少一个额外标准包括载波噪声比。

22. 如权利要求 18-21 中任何一个所述的装置,其中确定所述信号质量量度的操作是根据在针对与所述分组相对应的数据执行自动增益控制之前的数据进行的。

23. 如权利要求 18-21 中任何一个所述的装置,其中确定所述信号质量量度的操作包括从与所述分组的一部分相对应的接收数据的采样确定相对差错向量幅值的量度。

24. 如权利要求 23 所述的装置,其中所述分组遵从 IEEE 802.11 标准的正交频分复用变体之一或其衍生物,从而所述分组包括前同步码,所述前同步码包括具有短符号序列的短符号部分,并且其中所述相对差错向量幅值的量度是来自所述前同步码的所述短符号部分的采样的。

25. 如权利要求 24 所述的装置,其中确定所述相对差错向量幅值的量度的操作包括确定随所述短符号部分中的符号向量幅值单调变化的量度。

26. 如权利要求 25 所述的装置,其中确定随所述符号向量幅值单调变化的量度的操作包括对与短符号相对应的采样执行离散傅立叶变换。

27. 如权利要求 25 所述的装置,其中确定所述相对差错向量幅值的量度的操作假设所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率对于每个子载波和每个天线来说是相同的,从而确定所述相对差错向量幅值的量度的操作不需要确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度。

28. 如权利要求 25 所述的装置,其中确定所述相对差错向量幅值的量度的操作还包括

确定随所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度。

29. 如权利要求 28 所述的装置,其中确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度的操作是对经由所述天线中的仅一个接收的信号执行的。

30. 如权利要求 28 所述的装置,其中确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度的操作是对经由所述天线中的每一个接收的信号执行的。

31. 如权利要求 28 所述的装置,其中确定随每个子载波的噪声功率单调变化的量度的操作包括对与噪声对应的采样执行离散傅立叶变换。

32. 如权利要求 28 所述的装置,其中确定随所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度的操作包括在分组到达之前确定平均信号功率的量度。

33. 如权利要求 28 所述的装置,其中确定随所述短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度的操作包括确定在自动增益控制前的噪声功率、在自动增益控制前的信号功率,并且假定在自动增益控制后的信噪比的上限。

34. 一种用于包括在台站中的如权利要求 18 所述的装置,其中:

所述用于无线地接收的装置包括多个天线;

所述用于采样的装置包括:选择器,用于选择所述多个天线中的一个;经由所述选择器耦合到所述多个天线中的一个并且用于无线地接收与从远程台站发射的信息的分组相对应的数据的无线电接收器;以及模数转换器,所述模数转换器产生与所述分组相对应的在所述台站处从所述远程台站接收的信号的数据采样;

所述用于确定的装置包括耦合到所述模数转换器的信号质量计算器,所述信号质量计算器用于从来自所述远程台站的接收数据的采样确定所述接收信号质量的量度;以及

所述用于选择的装置包括耦合到所述信号质量计算器和所述选择器的天线控制器,所述天线控制器用于根据计算出的信号质量来选择所述天线中的一个作为用于从所述远程台站接收的天线。

用于根据信号质量量度选择接收天线的方法和装置

技术领域

[0001] 本发明涉及无线网络,具体而言涉及包括多于一个接收天线的无线台站(wireless station),还涉及根据信号质量的量度(measure)来选择要使用的接收天线的方法。在一个版本中,信号质量的量度是相对差错向量幅值(EVM)的量度。

[0002] 背景技术

[0003] 例如无线局域网(WLAN)这样的无线网络最近变得流行起来。WLAN可以是其中任何无线台站(STA)都可直接与任何其他STA通信的自组织网络,也可以是其中一个STA充当接入点(AP)的基础设施网络。

[0004] 这里的描述假设无线网络遵从IEEE 802.11标准,并且将使用IEEE802.11标准的术语。具体而言,将参考IEEE 802.11标准的使用正交频分复用(OFDM)的变体来描述本发明,其中信号作为一组子载波被发射。这样的变体包括IEEE 802.11a和802.11g。但是,本发明并不限于这种网络。为了简明起见,将使用802.11a指代IEEE 802.11标准的任何OFDM变体。

[0005] 多径(multipath)是指台站的发射和接收天线之间的多个传输路径,其导致频率选择性衰减和空间选择性衰减。频率选择性衰减是指信道随频率而变化。空间选择性衰减是指信道依赖于发射和接收天线的位置。图1示出了针对在办公室环境中通过两个相距半个波长($\lambda/2$)的垂直定向的双极天线接收的相同分组所观察到的子载波功率(作为802.11a信道估计),并且示出了频率选择性衰减和空间选择性衰减的存在。在图1中,信道1的总功率是-57.2dBm,而信道2的总功率是-60.3dBm。在两个信道中都有明显的子载波功率变化,因此显然存在频率选择性衰减。两个天线之间仅相距 $\lambda/2$,而两个信道看上去却完全不一样,因此显然存在空间选择性衰减。

[0006] 与很多其他数字无线网络协议一样,IEEE 802.11 a使用前向纠错(FEC)来向发射数据添加冗余,从而即使某些数据比特受到损坏,接收器也可恢复发射数据。将OFDM与FEC进行组合,可使得802.11a接收器即使在分组内的某些子载波不可恢复的情况下也能恢复发射分组。这在多径环境中尤为重要,在多径环境中,频率选择性衰减可能导致分组内大于30dB的子载波变化。但是,经常会发生这种情况:即使802.11a本身具有处理多径的能力,但是多径衰减还是过于严重。在这些情况下,必须实现减轻多径影响的技术,以确保可靠的链路。

[0007] 无线通信中已经广泛使用的一种方法是通过使用相距足够远的多个接收天线来利用空间选择性衰减。

[0008] 现在讨论几种方法。

[0009] 利用两个接收天线来使用空间分集的第一现有技术方法包括连接到每个接收天线的单独的接收器。图2示出了该系统的简单形式。一对天线201、202分别耦合到接收器203和205,接收器203和205对在每个天线处接收的信号进行完全解调。该方法包括对在每个天线上接收的信号进行完全解调。天线选择电路209接受解调后的输出,并向天线开关207提供控制,以选择具有最小差错的数据集合。

[0010] 图 3 示出了第二现有技术方法。一对天线 301、302 分别耦合到接收器 303 和 305，因此该方法对于每个天线也包括一个接收器。组合器 307 对接收器所生成的信号进行组合。该第二方法包括例如使用最大比组合或某些其他形式的组合来组合这两个信号，以提供比任一单个信号具有更好的信号质量的组合信号。然后，该组合信号被解调和进一步处理。

[0011] 许多配置都是可行的。在所示的 OFDM 版本中，接收器 303 和 305 都包括用于产生采样信号的模数转换器、FFT 处理器（未示出）和用于产生符号的解调器。接收器 303 和 305 还都产生信道估计。组合器 307（在此情形下是最大比组合器）使用信道估计和解调后的符号来产生组合的解调后符号。OFDM 信号处理电路 309 将符号转换为比特、解交织、执行任何必要的解穿孔（depuncturing）、Viterbi 解码、解扰，以及执行 CRC 校验，如本领域已知的那样。

[0012] 但是，这两种现有技术方法的缺点是它们都需要对于每个接收天线有一个接收器。

[0013] 一种更经济的方法是使用一个可在分组开始期间交替连接到两个天线中的每一个，并能够基于某些判决衡量标准（metric）而选择天线的接收器。这种方法被称为选择分集，即本发明的主题。选择分集在 802.11a 台站中是很常用的。

[0014] 一种现有技术判决衡量标准完全基于由接收信号强度指示（RSSI）所指示的接收信号强度。图 4 示出了这种接收器的方案设计和两个天线 401、402。控制电路 403 提供向开关 405 提供控制，以基于信号功率来选择来自一个或另一个天线的信号。开关的被选输出被信号接收器 407 接受。

[0015] IEEE 802.11a 物理层（PHY）标准将 RSSI 定义为 PHY 子层对在用来接收分组的的天线处观察到的能量的量度。在分组接收期间，RSSI 被 PHY 测量并且与分组一起被传递。

[0016] 图 5 示出了根据 RSSI 来选择天线的系统的更实用版本。用于 WLAN 的现代接收器一般都产生 RSSI。在图 5 中，来自两个天线 501、502 的信号被馈送到开关 503，开关 503 选择其中的一个天线以用于无线电接收器 505。无线电接收器产生 RSSI 输出。RSSI 输出被馈送到控制开关 503 的天线控制器 507。最初，天线中的一个被选择。在检测到分组开始后，控制器 507 选择一个天线，然后选择另一个天线，并比较从每个天线得到的 RSSI。这些 RSSI 值被用来区分来自候选天线的信号强度，以及根据接收信号强度来确定“最佳”天线。

[0017] 本领域的技术人员将认识到，RSSI 是信号强度的量度，而不是信号质量的量度。已经发现，事实上，RSSI 不是良好的信号质量指标，其本身也不是“最佳”天线选择的良好量度。例如，RSSI 值并不能考虑到诸如多径这样的显著降低信号质量的因素。

[0018] 相比于使用信号质量量度而不是信号强度量度来进行选择，使用 RSSI 来选择“最佳”天线可能会导致较低的吞吐量和等待时间。

[0019] 因此，本领域需要一种方法，这种方法使用诸如信号质量量度这样的考虑了频率选择性衰减的衡量标准来在包括多个天线的接收器中选择天线。本领域中还需要一种使用多个天线但不需要对每个接收天线都有一个接收器的接收方法。

发明内容

[0020] 这里描述了一种在无线网络的台站中包括的装置，以及在无线网络的台站中实现

的方法。该方法包括经由多个天线中的每一个无线地接收数据,所接收的数据对应于从远程台站发射的信息分组。该方法还包括对与所接收到的分组相对应的接收数据采样,以形成每个天线的数据采样,以及从所述天线中每一个的接收数据的采样确定信号质量量度。该方法还包括根据确定出的信号质量量度,选择所述多个接收天线中的一个作为用于从所述远程台站接收的天线。

[0021] 确定所述信号质量量度的步骤发生在对与所述分组相对应的数据执行自动增益控制 (AGC) 之前。在一个实施例中,确定所述信号质量量度的步骤包括从与所述分组的一部分相对应的接收数据的采样确定相对 EVM 量度。

[0022] 例如,对于分组遵从 IEEE 802.11 标准的 OFDM 变体之一或其衍生物,因而分组包括其中包括具有短符号序列的短符号部分的前同步码的情形,EVM 量度是前同步码的短符号部分的采样的量度。

[0023] 在一个实施例中,确定相对 EVM 量度的步骤包括确定随短符号部分中的符号向量幅值 (SVM) 单调变化的量度,以及随短符号部分中的每个子载波的差错向量幅值 (EVM) 单调变化的量度。SVM 是指由于可能存在多径但是不存在噪声或其他 EVM 因素而由所需信号引起的星座符号幅值。确定随 SVM 单调变化的量度的步骤包括对与短符号相对应的采样执行离散傅立叶变换 (DFT)。此外,确定随短符号部分中的每个子载波的噪声功率单调变化的量度的步骤包括在分组到达之前确定平均信号功率的量度。

[0024] 从这里提供的描述和权利要求中,其他方面、实施例和特征将变得很清楚。

附图说明

[0025] 图 1 示出了针对在办公室环境中通过两个相距半个波长的垂直定向的双极天线接收到的相同分组观察到的子载波功率,以示出子载波信道随频率的变化以及对于两个天线处接收的信号的不同变化。

[0026] 图 2 示出了包括两个接收器并在解调后对接收信号进行比较以选择用于接收的天线的无线接收系统的简化框图。

[0027] 图 3 示出了将在多个天线中的每一个处接收的信号进行组合的无线接收系统的简化框图。

[0028] 图 4 示出了根据信号强度来选择天线的无线接收系统的简化方案设计。

[0029] 图 5 示出了根据 RSSI 来选择天线的接收系统的更实用的简化框图。

[0030] 图 6 示出了遵从 IEEE 802.11a 标准的典型 OFDM 分组,该分组包括信号有效载荷之前的具有短前同步时段和长前同步时段的前同步码。

[0031] 图 7 是包括本发明实施例的无线台站 700 的功能性框图。

[0032] 图 8 示出了图 7 所示的调制解调器 717 的 OFDM 接收器部分的简化框图。

[0033] 图 9 示出了 QPSK 符号的理想星座点和一组典型信号,以说明差错向量幅值、符号向量幅值和相对差错向量幅值。

[0034] 图 10 示出了根据与相对 EVM 有关的信号质量的量度来选择天线的无线接收系统的简化方案设计。

[0035] 图 11 示出了根据与 EVM 有关的信号质量量度来选择天线的接收系统的更实用的简化框图。

[0036] 图 12、13 和 14 示出了在三个不同的接收天线间隔的情况下,几种接收器实现方式的分组差错率 (PER) 与距离之间的关系,其中包括根据相对 EVM 的量度来选择接收天线的实现方式。

具体实施方式

[0037] 这里描述一种选择分集方法和使用该方法的装置。该方法使用包括考虑了频率选择性衰减和有色干扰的接收信号质量量度的用于选择的判决衡量标准。该判决衡量标准估计相对于符号向量幅值 (SVM) 的平均差错向量幅值 (EVM),并利用较好的衡量标准来选择天线。该相对量度被称为相对 EVM (REVM)。虽然这里提出的实现方式是具体针对 802.11 标准的 OFDM 变体的,但是本发明可应用于不一定遵从 802.11 标准的 OFDM 变体的接收器。

[0038] 本发明的一个实施例可应用于使用遵从 IEEE 802.11 标准的 OFDM 变体的 OFDM 分组的通信。图 6 示出了在 IEEE 802.11a WLAN 中使用的 OFDM 分组的结构。该分组开始于前同步码 601,该前同步码 601 用于分组开始 (SOP) 检测、自动增益控制 (AGC)、分集选择 (例如使用本发明的分集选择方法的实施例进行的分集选择) 以及许多其他同步功能等。前同步码之后是经调制的有效载荷,其开始于已知的 (低) 数据速率的 SIGNAL 字段和 DATA 字段。每个数据字段都包括保护间隔 (循环扩展)。

[0039] 前同步码 601 有 $16\mu\text{s}$ 长,具有两个 $8\mu\text{s}$ 的部分:第一部分 (“短前同步码部分”) 由一组 10 个短符号 602 组成,第二部分 (“长前同步码部分”) 由两个长符号 607 和 609 以及循环扩展部分 (保护间隔) 605 组成。在典型系统中,短前同步码部分提供 SOP 检测、AGC、分集选择、粗略频率偏移估计和定时同步,而长前同步码部分则提供信道估计和精细频率偏移估计。

[0040] 为了提供足够的时间以用于进一步的前同步处理,SOP 检测、AGC 和分集检测需要在大约 $6\mu\text{s}$ 内完成,即在短前同步码时段中留有 3 个左右的短符号用于进一步的前同步码处理。

[0041] 图 7 是包括本发明实施例的无线台站 700 的功能性框图。台站 700 例如可实现接入点 (AP) 或可实现客户台站。台站 700 包括物理层接口 (PHY) 701,其包括:用于一个或多个服务频率 (大约 2.4GHz 和 / 或大约 5GHz) 的至少两个天线 703 和 705;用于半双工操作的发射 / 接收 (T/R) 开关 707;以及用于根据本发明的一个或多个方面,从多个天线 703、705 中选择天线 (例如接收天线) 的天线选择器 709,例如开关。天线选择器的输出耦合到无线接收器和发射器 (收发器) 711,收发器 711 包括接收器无线电频率 (RF) 电子电路 713 和包括发射 RF 电子电路 715 的无线发射器。PHY 701 还包括调制解调器 717,其包括解调器 723 和调制器 725。到解调器的接收路径包括模数转换器 (ADC) 719,用于产生接收信号的采样。接收器 711 的一个实施例产生这样的信号,所述信号虽然被称为基带,但是实际上是具有 10 到 30MHz 之间的 20MHz 带宽的低 IF 信号。下变频器 721 将这些信号转换为真正的正交 (I 和 Q) 基带信号。系统 700 还包括媒体访问控制器 (MAC 处理器或简称 MAC) 731,用于第二层处理。一个实施例中包括计算机系统数据总线 733 和主机处理器 735。

[0042] 在一个实施例中包括存储器 737,用于数据缓冲和程序存储。存储器 737 可以直接耦合到主机或 MAC 或耦合到二者。

[0043] 备选实施例不包括主机处理器。主机处理器功能例如可与 MAC 731 合并。

[0044] 调制解调器 717 包括电路 729, 电路 729 实现分组开始 (SOP) 检测、自动增益控制 (AGC) 和本发明的天线选择方法。因此, 除了调制解调器 717、无线电收发器 711 和 MAC 之间的有效载荷数据以外, 例如无线电接收器 713 的增益设置这样的控制信息和到天线选择器 709 的天线选择信号也从电路 729 被发送。其他数据在收发器和调制解调器之间传输。此外, 其他数据也可在调制解调器和 MAC 之间以及调制解调器和主机 (如果包括的话) 之间传输。

[0045] 包括一组寄存器 727。在一个实施例中, MAC 处理器 731 具有到这一组寄存器 727 中的至少一些寄存器的访问。一些寄存器可被加载以来自 MAC 731 的数据, 其他寄存器为 MAC 处理器提供数据, 而一些寄存器可以提供双向通信。

[0046] 系统 700 的一个实施例与 IEEE-802.11 标准的一个或多个用于无线局域网 (LAN) 应用的 OFDM 变体兼容。RF 收发器 711 和调制解调器 717 构成用于一个或多个 IEEE-802.11 PHY 变体的 OSI 第一层物理层 (PHY) 功能的完整无线引擎, 而且 (MAC) 731 是 IEEE-802.11 兼容的。

[0047] 系统 700 的一个实施例优选地被构建在单块印刷电路板 (PCB) 上。RF 收发器 711 和调制解调器 717 都是利用单独的集成电路 (芯片) 中的 CMOS 技术实现的。

[0048] 图 8 示出了图 7 所示的调制解调器 717 的 OFDM 接收器部分的简化框图。所示实施例与接收 RF 电子电路 713 的一个版本一起工作, 该接收 RF 电子电路 713 产生具有 20MHz 带宽的低 IF 信号, 该信号需要进一步的下变频来获得基带 I、Q 信号。ADC 719 将模拟的接收信号数字化。元件 721 对信号进一步进行下变频和抽选 (decimate), 以产生 20MHz 的 I 和 Q 采样, 这些采样进入先进先出 (FIFO) 缓冲器 810 和时间同步单元 811。用一种或多种方法获得同步, 例如使用相关器来估计短前同步码的短符号定时, 和估计长前同步码的保护间隔定时。同步单元还包括使用旋转器 (rotator) (出于简明目的而未示出) 进行的频率估计和频率校正。旋转器的输出被提供给 64 采样离散傅立叶变换器 813 (FFT64) 的 64 采样输入缓冲器, 以用于时频转换。

[0049] 傅立叶变换器 813 通过 DFT 操作将接收分组的 OFDM 符号的复基带时域采样转换为复值频域采样。采取位倒序频率顺序的来自傅立叶变换器 813 的 IQ 频域采样被直角坐标 - 极坐标 (幅度 / 相位) 转换器 814 (在一个实施例中是坐标旋转数字式计算机 (CORDIC)) 转换到极坐标。该结果被输入到信道响应估计器 / 均衡器块 815, 该信道响应估计器 / 均衡器块估计信道响应并且根据估计出的信道响应来对信号进行均衡。估计器 / 均衡器块 815 中还包括信道状态信息检测电路和导频音校正单元。

[0050] 校正后的信号被第二坐标转换器 816 转换回 I、Q (直角坐标) 形式。因此该输出是准备好被解调的 IQ 频率采样序列。

[0051] 在备选实施例中, 在坐标旋转数字式计算机之前, 在 IQ 域中发生信道估计, 而在坐标旋转数字式计算机之后发生均衡。

[0052] 根据 OFDM 标准的分组包括被称为 SIGNAL 字段的字段, 该字段包含关于分组的其余部分被如何调制的信息。具体而言, SIGNAL 字段总是作为 6Mbps 速率 1/2 二进制相移键控 (BPSK) 信号被发射, 并且确定分组其余部分的调制类型和编码速率, 这在图 8 中示为 RATE。

[0053] 第二 FIFO 形式的速率缓冲器 817 被包括在第二坐标转换器 816 和解调器 819 之

间。速率缓冲器 817 将所接收的频率采样从 SIGNAL 字段的末尾处开始缓冲几个时钟周期，这几个时钟周期的长度等于接收器的后续部分处理 SIGNAL 字段（包括解调和解码以获得 RATE 信息）所需的等待时间（以时钟周期为单位）。来自 SIGNAL 字段的这个 RATE 信息被用来在分组的其余部分被输入解调器链之前设置解调器和 Viterbi 解码器参数。因此，分组的其余部分需要被缓冲，直到至少 RATE 信息已被成功解码。

[0054] 速率缓冲器的输出采样 (I、Q) 被解调器 819 解调。在一个实施例中，这些采样首先被舍入器 (rounder) 818 从对于 I 和 Q 都是 12 比特舍入到对于二者都是 6 比特。解调器 819 根据 RATE 指定的调制进行解调。来自解调器 819 的解调后符号被交织器 825 解交织，在解穿孔器 827 处插入符号，以确保符号的编码速率与该实施例中包括的解码器匹配。符号插入器 (解穿孔器) 827 的输出符号被输入到 Viterbi 解码器 831，并被解扰器 833 解扰。解交织、解穿孔和 Viterbi 解码依赖于 RATE。解扰后符号的序列被串并行转换器 835 转换为并行形式，以便输入到 MAC 处理器。

[0055] 最初，解调器、解交织器、解码器等被设置为处理 SIGNAL 字段。一旦包括调制方案的 RATE 信息被确定，这些元件就被设置，以对有效载荷的数据帧进行解调。在该实施例中，Viterbi 解码器 831 是 1/2 速率解码器。包括解穿孔器 827 以插入哑信号，从而将非 1/2 速率数据转换为适于 Viterbi 解码器 831 的数据。

[0056] 接收器生成分组的接收数据，并将该数据传递到 MAC 处理器 731。包括关于分组的信息的额外信息也被传递到 MAC 层处理器。在一个实施例中，这种信息包括 SIGNAL 部分的 EVM 的量度、分组的数据部分的 EVM 的量度，以及 RSSI。

[0057] RF 接收电子电路 713 包括中频 (IF) 部分，该部分包括滤波器。RF 接收电子电路 713 包括两个模拟 RSSI 电路，这两个模拟 RSSI 电路提供前置滤波器和后置滤波器信号强度值，分别记为 $RSSI_{IF}$ 和 $RSSI_{BB}$ 。比较这两个值提供了有多少信号强度被滤波器滤波的量度，从而提供了信道外干扰的量度。这些信号被一对 RSSI ADC 841 数字化，并被 SOP、AGC 和天线选择电路 729 用于自动增益控制 (AGC)。

[0058] AGC 发生在几个阶段，例如题为“ADAPTIVE AGC IN A WIRELESS NETWORK RECEIVER”、发明人为 Adams 等的 2003 年 7 月 17 日提交的美国专利申请 No. 10/622, 175 中描述的那样。

[0059] 在本文中，术语“在 AGC 前 (pre-AGC)”和“在 AGC 后 (post-AGC)”将分别指分组内 AGC 调节之前和 AGC 调节之后的时间。因此，在 AGC 之前，增益被设置为默认增益级别。

[0060] 在一个实施例中，选择分集判决由单元 729 在 AGC 前进行，因此增益可在后来通过 AGC 方法针对所选择的天线被合适地设置。AGC 还应发生在短前同步码部分结束之前，以允许有足够的时间用于其他必需的无线电功能。上述美国专利申请 10/622, 175 中的 AGC 方法包括在一组阶段中设置增益。当包括天线分集选择时，从一组天线中选择天线取代了第一 AGC 阶段，因此发生在短前同步码时段期间并且增益被设置为默认增益级别时。选择方法的一个实施例发生在 SOP 检测后的两个短序列时间上，其中每个天线对应一个短序列时段。

[0061] 注意，在 OFDM 情形下，采样不需要与短符号边界对齐，因为短符号是周期性的。

[0062] 本发明的一个方面是，使用经由每个天线接收的信号质量的量度来选择天线。该量度与接收信号的差错向量幅值有关。

[0063] 图 9 示出了利用正交相移键控 (QPSK) 调制方案调制的信号的 I、Q 平面, 该平面具有四个可能的符号 S_0 、 S_1 、 S_2 和 S_3 的星座。理想情况下, 如果发射器和接收器完全同步, 并且没有噪声或信号失真, 则测量到的符号位置将落在四个星座点中的一个上, 即在理想符号位置处。但是, 在实践中, 由于由同步差错、噪声和其他信号失真源所引起的相位差错和/或幅度差错, 测量到的符号位置落在并非严格位于四个理想星座点处的点上。图 9 示出了很多这种测量到的符号位置, 每个都记为“X”。两个这种符号位置被示为 S_0 星座点 901 附近的 903 和 905。考虑点 903。这一测量到的符号位置的 EVM 是连接正确的星座点 901 和测量到的符号位置点 903 的向量 907 的长度。均方根 (RMS) EVM 是作为正确的星座点 (例如星座点 901) 和测量到的符号位置 (例如点 903) 之间的差错的向量的长度 (例如长度 907) 的平方的均值的平方根。然后, 在逐个子载波的基础上, RMS EVM 被符号向量幅值 (SVM) 归一化, 其中 SVM 是理想符号位置到 0 的平均距离。

[0064] OFDM 使用多个子载波来同时发射多个符号。先针对每个子载波计算 RMS 归一化的 EVM, 然后在所有子载波上求均值所得到的结果被称为相对 EVM (REVM)。

[0065] 因此, “相对 EVM 的量度”一般是指随 EVM 的近似值单调变化的任何量度, 例如随接收符号和理想符号之间的 RMS 距离的量度的近似值除以从理想符号到 0 的 RMS 距离单调变化。注意, 在本文中, 求均值在除法后进行。在备选实施例中, 求均值在除法之后进行。如后面所述, 提供了几种方法用于确定相对 EVM 的量度, 例如作为相对 EVM 的近似值。

[0066] EVM 的测量在某种程度上由于导致 IQ 轴的原点移动的载波泄漏而复杂化。

[0067] 本发明的一个方面是使用相对 EVM 作为接收信号质量的量度, 以作为用于天线选择的衡量标准。如果被正确地使用, EVM 和相关的测量结果可精确地识别信号中存在的恶化类型, 甚至能够帮助识别它们的源。

[0068] 图 10 示出了无线接收系统的简化方案设计, 其示出了两个天线 703 和 705, 以及天线控制电路 1003, 天线控制电路 1003 接受来自天线 703 和 705 的信号, 并向天线选择开关 709 提供控制信号以根据与 EVM 有关的信号质量量度来选择天线。控制电路 1003 计算经由天线 703 和 705 接收的信号的在 AGC 前的 EVM 的量度 (选择衡量标准), 比较计算出的 EVM, 然后根据较好的衡量标准输出天线选择信号。

[0069] 图 11 示出了根据与 EVM 有关的信号质量量度来选择天线的接收系统的更实用的简化框图。天线选择控制器是 SOP、AGC 和天线选择电路 729 的一部分。在 AGC 前的 EVM 由 EVM 计算器 1107 计算。每个天线中的计算出的 EVM 被顺序地输入到天线控制器 1109, 天线控制器 1109 根据较好的计算出的 EVM 生成天线选择信号。天线选择信号被天线选择器 (例如开关 709) 接收。

[0070] 图 11 中未示出发射 / 接收双工器、下变频器和其他组件, 这些组件例如在图 8 的更详细的接收器框图中示出。

[0071] EVM 计算器和选择器的操作

[0072] 天线控制器 1109 (图 11) 选择第一天线, 然后获得第一天线的信号质量量度, 然后切换到第二天线, 并获得第二天线的信号质量量度, 然后根据信号质量量度选择天线之一作为用于从远程台站接收的天线。

[0073] 最精确的 EVM 估计将需要对分组进行解调, 并通过比较测量到的符号位置和理想符号位置来直接计算 EVM。在这里描述的实施例中, 天线分集选择是在 AGC 和确定短符号的

定时的初始定时估计之前进行的。因此,在短前同步码时段的这一早期阶段,发明人选择使用这样的 EVM 计算器,这种 EVM 计算器在不需要确定短符号定时和不进行解调的情况下近似 EVM。当然,备选实施例可使用不同的方法来计算 EVM。

[0074] 当在不需要精确定时的情况下计算近似 EVM 的量度时,假设 EVM 仅由噪声或有色干扰引起;其他 EVM 因素被忽略。当然,即使存在这种其他差错源时,该方法也能工作。在这种情况下,EVM 计算器仅仅是不那么精确而已。但是,实验表明,即使利用这种近似的 EVM 量度,该天线选择方法也工作得相当好。

[0075] 在本文中,将天线 703 记作天线 1,天线 705 记作天线 2。

[0076] 在该假设下,在一个实施例中,通过确定短序列期间的符号向量幅度 (SVM) 和短序列之前的每个子载波的噪声功率来确定相对 EVM 的近似量度。

[0077] 注意,在实践中,仅选取来自两个天线之一的噪声采样。

[0078] 根据 IEEE 802.11 标准,52 个子载波中仅有 12 个被用在短序列中。在一个实施例中,通过从每个天线 (例如天线 1) 收集相当于一个短符号的连续采样 (即当以 20MHz 采样时的 16 个连续短序列采样) $x_1[i]$ ($0 \leq i \leq 15$),并对这些采样执行离散傅立叶变换 (DFT),从而来确定每个天线 (例如天线 1) 的 SVM。具体而言,在一个实施例中,每个子载波的符号向量幅度由下式估计:

$$[0079] \quad SVM_1[k] = \sqrt{\frac{3}{13}} \frac{1}{16} \left| \sum_{i=0}^{15} x_1[i] \exp\left(\frac{-j2\pi ki}{16}\right) \right| \text{等式 1}$$

[0080] 其中 $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 10, 11, 12, 13, 14$ 和 15 。在短序列期间仅这 12 个 SVM 可被估计,因为 52 个子载波中仅有 12 个被用在短序列中。因为只有 12 个子载波被用在短序列中,所以为了在所有 52 个子载波都被使用时维持短序列和分组的其余部分之间的恒定信号功率,这 12 个子载波的功率是分组子载波的 $13/3$ 倍。等式 1 中的因子 $\sqrt{3/13}$ 被用来调整短序列子载波功率和分组子载波功率之间的差别。这是因为 SVM 被假设等于分组子载波功率的平方根。

[0081] 计算相对 EVM 的下一步骤是确定子载波噪声功率。在一个实施例中,假设来自第一天线 (这里记为天线 1) 的测量结果是可用的。

[0082] 在一个实施例中,仅在 AGC 后获得符号位置,因此在 AGC 后的每个子载波的噪声功率被确定。因为在一个版本中,选择分集判决在 AGC 前进行,所以不能直接测量在 AGC 后的噪声功率,但是可根据在 AGC 前的噪声功率、在 AGC 前的信号功率并通过对在 AGC 后的信噪比 (SNR) 假定限,来对在 AGC 后的噪声功率进行估计。通过在由分组开始检测器所确定的分组开始 (SOP) 时间之前某段时间从天线 1 取若干 (记为 N) 个在 AGC 前的噪声采样 $x_n[i]$ ($0 \leq i \leq N-1$),并根据下式来确定这 N 个天线 1 采样的均方值,从而来估计在 AGC 前的噪声功率:

$$[0083] \quad \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |x_n[i]|^2 \text{等式 2}$$

[0084] 在一个实施例中, $N = 16$,并且包括了采样的 FIFO,以使得在 SOP 前的采样在 SOP 之后可用,以便确定在 SOP 前的噪声功率。

[0085] 利用天线 1,根据下式来测量在 AGC 前的信号功率:

[0086] $\frac{1}{16} \sum_{i=0}^{15} |x_n[i]|^2$ 等式 3

[0087] 其中 $x_1[i]$ ($0 \leq i \leq 15$) 是等式 1 中使用的天线 1 短序列采样。因为 AGC 趋向于维持恒定的基带信号级别,因此在 AGC 后的 SNR 一般都具有上限,如果该上限存在(记为 SNR_{Limit}),则最小噪声功率是:

[0088] 最小噪声功率 = $\frac{\frac{1}{16} \sum_{i=0}^{15} |x_n[i]|^2}{SNR_{Limit}}$ 等式 4

[0089] 在一个实施例中,总噪声功率被确定为好像存在具有由等式 3 和等式 4 给出的噪声功率的两个独立噪声源一样。即

[0090] 总噪声功率 = $\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |x_n[i]|^2 + \frac{\frac{1}{16} \sum_{i=0}^{15} |x_n[i]|^2}{SNR_{Limit}}$ 等式 5

[0091] 等式 5 确定总噪声功率的量度(使用天线 1),但是为了计算相对 EVM 的量度,应当计算子载波噪声功率(或一个假定值)。如果噪声在采样带宽内是频谱平坦的加性白高斯噪声(AWGN),则噪声功率将在 DFT 的输出之间平均分配。测量到的符号位置是利用 64 点 DFT 在分组期间形成的,因此每个子载波的噪声功率将是总噪声功率的 1/64。因此,天线 1 的子载波噪声功率($SCNP_1$)由下式估计:

[0092] $SCNP_1 = \frac{1}{64} \left(\frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} |x_n[i]|^2 + \frac{\frac{1}{16} \sum_{i=0}^{15} |x_n[i]|^2}{SNR_{Limit}} \right)$ 等式 6

[0093] 分组 1 的相对 EVM(记为 $REVM_1$)由下式估计:

[0094] $REVM_1 = \frac{\sqrt{SCNP_{Post_AGC1}}}{12} \sum_k \frac{1}{SVM_1[k]}$ 等式 7

[0095] 其中 $k = 1, 2, 3, 4, 5, 6, 10, 11, 12, 13, 14$ 和 15。对天线 2 使用相同的过程,也可估计天线 2 的相对 EVM(记为 $REVM_2$)。一旦天线 703 的 $REVM_1$ 和天线 705 的 $REVM_2$ 都被 REVM 计算器 1107 计算得到,天线控制器 1109 就生成到天线选择器 709 的控制信号,以选择对应于较低的 REVM 量度的天线。

[0096] 备选相对 EVM 量度

[0097] 虽然如上所述,一个实施例根据等式 1-7 确定了相对 EVM 的量度,但是不同实施例使用确定相对 EVM 的量度的方法的不同变体。本发明并不限于任何确定相对 EVM 的量度或其近似值的特定方法。下面仅是可能的方法变体中的一些变体。

[0098] 在第一变体中,对相对 EVM 量度的确定不需要确定噪声,因为假设了噪声是加性白噪声并且每个接收天线处呈现相同的噪声功率,即对于每个子载波和每个天线来说噪声是相同的。因此,根据第一变体,根据以下量度进行选择:

[0099] $REVM_m = \sum_k \frac{1}{SVM_m[k]}$ 等式 8

[0100] 其中 $m = 1$ 或 2,表示第一或第二天线。该变体的优点是易于实现。例如,例如大

量诸如 $\sqrt{3/13}$ 之类的比例因子和例如等式 5 这样的用于噪声功率的上述很多等式都变得不重要了。

[0101] 第二变体与以上借助于等式 1-7 所描述的方法基本相同,但是该方法使用来自天线 2 的噪声量度,而不是来自天线 1 的噪声。因此,在这一方法变体中,等式 2、等式 5 和等式 6 中的噪声来自天线 2,即从天线 1 换为天线 2。

[0102] 第三变体与以上借助于等式 1-7 所描述的方法相同,但是在这一变体中,噪声量度可从天线 1 和天线 2 二者获得。因此,在这一变体中,等式 2、等式 5 和等式 6 中的噪声来自与使用等式 7 为其计算 REVM 的天线相同的天线。

[0103] 第四变体使用来自天线 1 的噪声的功率谱密度估计值,以及信号的功率谱密度。因此,该方法的一种实现方式包括:

[0104] (a) 在接收器被设置为其默认增益设置的同时,对在分组开始前某段时间的天线 1 中的基带噪声确定 16 点 FFT。这提供了噪声功率谱密度的量度。假设来自天线 1 的噪声的功率谱密度也适用于天线 2。

[0105] (b) 确定已知的第二短符号的 16 点 FFT,以使用 12 短符号子载波来确定信号的功率谱度量度。

[0106] (c) 在为基带 SNR 假定上限的情况下,对 12 个短符号子载波中的每一个估计在 AGC 后的子载波噪声比 (SCNR)。

[0107] (d) 根据等式 7 计算相对 EVM。

[0108] (e) 选择具有最低估计差错的接收天线。

[0109] 已经发现该衡量标准在例如有色干扰环境这样的窄带干扰中工作得很好,其中窄带干扰例如由微波炉或蓝牙无线设备的存在等引起。

[0110] 第五变体类似于第四变体,但是对于两个 REVM 确定都使用和假定另一天线(天线 2)的功率谱密度。

[0111] 第六变体类似于第四变体,但是两个天线的功率谱密度都被确定,因此使用来自各天线的噪声的噪声功率谱密度,根据等式 7 来计算相对 EVM。

[0112] 此外,在上述实施例,根据任一变体的 REVM 确定都在 AGC 前发生。在另一组变体中,对 REVM 量度的确定是利用在 AGC 后的信号发生的。例如,其可通过以下操作而发生:对第一天线执行 AGC、获得确定第一天线上的相对 EVM 量度所需的信息、对另一天线(第二天线)执行 AGC、获得确定第二天线上的相对 EVM 量度所需的信息。利用这一组变体,两个天线的 REVM 都在 AGC 后获得,并且被比较以选择一个天线或另一个。

[0113] 如果例如用更长的短符号前同步码对 IEEE 802.11 标准的当前(2003)OFDM 变体建议和进行修改以提供额外的 AGC,则在 AGC 后的变体可能特别适当。

[0114] 实验结果

[0115] 2003 年 4 月 1 日进行了走动式测试,以比较几种双天线接收器体系结构在典型办公室环境中不同的接入点(AP)到客户端距离情况下的分组差错率(PER)。

[0116] 使用 Sony/Tektronix AWG430 任意波形发生器、Rohde&Schwarz SMIQ06B 信号发生器和距离地板 3.5 英尺的垂直定向的双极天线来设置 IEEE 802.11a 发射器。递送到发射天线的输出信号功率约为 6dBm。该发射器被安装在旋转台上,该旋转台在测试期间被设置为运动的,以收集特定位置处的很宽范围的信道实现。

[0117] 所述各种接收器体系结构使用两个相同的接收无线电装置。每个接收无线电装置在其 RF 测试端口处具有一个双极天线。差分探头通过基带输出 (10 到 30MHz 低 IF“基带”输出) 被连接到每个无线电装置。来自差分探头的输出被输入到两块以 100MHz 采样的板。滤波器 / 下变频器以 20MHz 生成 I 和 Q 采样。

[0118] 在测试期间,在 7 种不同的天线配置中,两个天线之间的间隔是不一样的。天线配置包括两个天线都垂直并且间距 0.5λ 、 1.0λ 、 1.5λ 、 2.0λ 、 3.0λ 和 4.0λ , 以及一个天线垂直,一个天线水平并且间距 0.5λ 。这些天线在测试期间保持距离天花板约 1.5 英尺。

[0119] 发射器和接收器在 5.14GHz 下工作。选择这一频率而不是已被认可的 U-NII 频率之一,是为了减少来自建筑物内 802.11 a WLAN 用户的干扰。所有测试都利用 1000 字节 54 Mbps 分组进行,并且对每个位置 / 天线配置组合,从 100 个分组确定 PER 统计数据。

[0120] 在此比较了下列接收器体系结构:

[0121] 1. 第一单个天线接收器。

[0122] 2. 第二单个天线接收器。

[0123] 3. 使用第一和第二接收器的最佳分组差错率双天线分集接收器,例如图 2 所示。因为两个接收路径在单个天线接收器体系结构中被独立解调,因此可以确定在存在总是作出正确判决的理想选择分集衡量标准下的 PER。这等同于使两个接收器并行工作、独立地对两个接收路径进行解调,并根据 CRC 32 结果来选择数据集合,如图 2 所示。包括该选择分集技术是为了示出利用选择分集技术可实现的 PER 的下限。

[0124] 算法确定最优组合权重这一角度来看,该实现是有益的。

[0125] 5. 如图 4 所示的信号级别选择双天线分集接收器,根据图 4,天线是根据 RSSI 来选择的。信号功率 (RSSI) 是从接收信号的 20MHz 下变频后 I、Q 采样确定的,具体而言,是从第二短符号的 16 采样确定的。注意,短符号采样需要在严格的符号边界上,因为波形是周期性的。第二短符号在增益被 AGC 调整之前被接收,因此发生在无线电装置使用其默认增益设置时。因为当使用默认增益设置时,两个无线电装置具有大致相同的接收器增益,因此第二短符号的信号功率提供了关于哪个接收路径对应于最高信号功率的良好指示。该方法可直接类比于使用调制解调器的 RSSI 信号来确定功率,但是不需要额外的 ADC 来读取无线电装置的 RSSI。

[0126] 6. 使用相对 EVM 量度进行天线选择的基于信号质量的双天线分集接收器实施例。这种选择分集技术基于从第二短符号估计信道响应和按上述方式计算相对 EVM。然后选择对应于最低差错的接收路径。对该算法的概述如下:

[0127] (a) 根据等式 1 计算在 AGC 前的噪声功率,其中 $N = 16$ 。

[0128] (b) 对第二短符号执行 16 点 FFT,以估计子载波 -24、-20、-16、-12、-8、-4、4、8、12、16、20 和 24 中的功率。

[0129] (c) 在假定基带 SNR 的上限的情况下,对 12 个短符号子载波中的每一个估计在 AGC 后的子载波噪声比 (SCNR)。

[0130] (d) 根据等式 7 计算相对 EVM 估计。

[0131] (e) 选择具有最低估计差错的接收天线。

[0132] 图 12、13 和 14 示出了上面讨论的每种接收器实现方式的分组差错率 (PER) 与距离之间的关系。每个图对应于一种特定的天线间距。图 12 示出了垂直定向的间距为 $1/2\lambda$

的两个接收天线的 PER 与距离的关系。在距离小于 40 英尺时,与单个天线接收器相比,信号级别选择分集几乎没有改善,但是在距离大于 40 英尺时,信号级别的选择分集出现了一些改善。本发明的选择分集方法在距离小于 40 英尺时维持小于 5% 的 PER,但是在距离增大到 80 英尺时,PER 增加到 20%。所发明的这种基于 EVM 的选择分集 PER 明显低于信号级别选择分集。

[0133] 这些结果表明,在室内办公室环境中,与单个天线接收器相比, $1/2\lambda$ 的天线间距足以允许使用本发明的选择分集技术来改善性能。

[0134] 图 13 和 14 分别示出了垂直定向的间距 1 和 4λ 的两个接收天线的 PER 和距离之间的关系。关系的趋势与图 12 所示非常类似。这显示出额外的天线间距的益处很少(如果有的话)。

[0135] 发射器天线选择

[0136] 根据本发明的另一方面,从远程台站接收信号,并根据这里描述的选择方法,即基于接收信号质量的量度(例如 EVM)来选择用于接收的特定天线的台站选择同一天线用于向远程台站发射。

[0137] 测试基于接收信号质量来选择用于发射的天线,发现这比使用单个天线发射器更有好处。

[0138] 根据多个衡量标准的天线选择

[0139] 在另一实施例中,多个标准被用来从一组接收天线中选择天线。在一个实施例中,一个这种其他衡量标准是 PHY 处的载波噪声比(CNR)。可以使用任何确定 CNR 的方法。2003 年 10 月 31 日提交的、发明人为 Hart 等人、题为“INITIAL TIMING ESTIMATION IN AN WIRELESS NETWORK RECEIVER”、律师/代理人卷号为 CISCO-7702 并且被转让给本发明的受让人的美国专利申请 10/698,703,描述了如何根据从分组开始指示后的接收数据采样确定的平均功率量度和根据从这种分组开始指示前的接收数据采样确定的平均功率量度来估计分组的 CNR。关于用于确定信噪属性和根据其他标准来选择天线的方法,另见题为“AUTOMATIC GAIN CONTROL METHOD FOR HIGHLY INTEGRATED COMMUNICATION RECEIVER”的美国专利 6,498,927、题为“WIRELESS TERMINAL DEVICE”的美国专利 6,373,907、题为“WIRELESS LAN RECEIVER WITH PACKET LEVEL AUTOMATIC GAIN CONTROL”的美国专利申请 US 20020118724,以及题为“ANTENNA DIVERSITY COMMUNICATIONS DEVICE”的美国专利申请 US 20040242177。

[0140] 在另一实施例中,接收器包括接收路径中的滤波器,并提供滤波前和滤波后的 RSSI 量度。对滤波前和滤波后信号强度的比较提供了相邻信道干扰量的量度。2003 年 7 月 17 日提交的、发明人为 Adams 等人、题为“ADAPTIVE AGC IN A WIRELESS NETWORK RECEIVER”、律师/代理人卷号 CISCO-7343、并且被转让给本发明的受让人的美国专利申请 10/622175,描述了这样的接收器。在另一实施例中,所使用的其他衡量标准之一是对信道内载波和相邻信道干扰的比较。关于用于确定信噪属性和根据其他标准来选择天线的方法,另见题为“AUTOMATIC GAIN CONTROL METHOD FOR HIGHLY INTEGRATED COMMUNICATION RECEIVER”的美国专利 6,498,927、题为“WIRELESS TERMINAL DEVICE”的美国专利 6,373,907、题为“WIRELESS LAN RECEIVER WITH PACKET LEVEL AUTOMATIC GAIN CONTROL”的美国专利申请 US 20020118724,以及题为“ANTENNA DIVERSITY COMMUNICATIONS

DEVICE”的美国专利申请 US 20040242177。

[0141] 因此,已经公开了用于根据接收信号质量的量度(具体而言是根据接收信号的在 AGC 前的相对 EVM 的量度)来选择接收天线的方法和装置。

[0142] 这里使用的“IEEE 802.11 标准的变体”的意思是 IEEE 802.11 标准的变体和建议变体。变体是标准的条款中定义的本体和标准的建议修改。

[0143] 应当理解,虽然在使用 OFDM 分组的 IEEE 802.11 标准的变体的上下文中描述了本发明,但是本发明并不限于这样的上下文,而是可以用在各种无线网络应用和系统中,例如用在使用除 OFDM 分组以外的其他分组的系统中(例如 IEEE 802.11b 标准),或者用在遵从除 IEEE 802.11 以外的其他标准的网络中。此外,本发明并不限于任何类型的体系结构或协议,而是可以与其他体系结构/协议或其组合结合起来使用。例如,本发明可以实现在遵从其他标准和用于其他应用的接收器中,包括其他 WLAN 标准、蓝牙、GSM、PHS、CDMA 和其他蜂窝无线电话标准。

[0144] 虽然 OFDM 接收器的一个实施例(图 8)接受需要进一步的下变频以获得基带 I、Q 信号的低 IF 信号,但是在另一实施例中,模拟部分提供不需要进一步的下变频的基带 I、Q 信号。

[0145] 虽然台站的一个实施例(图 7)用于半双工操作,并且包括发射/接收开关 204,但是其他实施例是全双工操作的。

[0146] 虽然本方法的一个实施例确定和比较在 AGC 前的相对 EVM 量度,但是另一实施例确定和比较在 AGC 后的相对 EVM 量度。

[0147] 短语“确定 EVM 量度的相对 EVM 计算器”以及类似短语包括上述相对 EVM 计算器 1107 的情形。

[0148] 虽然上述实施例使用确定包括方根运算的 EVM 的量度的相对 EVM 计算器,但是备选实施例避免了方根运算,并且确定与上述 EVM 的平方成比例的量度。因此,其他实施例可使用 EVM 的其他量度。所有这些其他 EVM 量度只要是 EVM 近似值的单调函数,都在本发明的范围之内。

[0149] 注意,目前,例如数字电路这样的提供天线选择方法的电路常常被实现为包括具有一个或多个处理器的处理系统的电路。所述处理系统通过执行一组指令来实现本方法。即,这里描述的每种方法的一个实施例采取在处理系统上执行的计算机程序的形式,其中处理系统例如是作为无线台站的接收信号处理器的一部分的一个或多个处理器。因此,本领域的技术人员应当理解,本发明的实施例可被实现为方法、例如专用装置这样的装置、例如数据处理系统这样的装置,或例如计算机程序产品这样的承载介质。承载介质承载用于控制处理系统实现某种方法的一个或多个计算机可读代码段。因此,本发明的多个方面可采取方法、全硬件实施例、全软件实施例或组合了软件和硬件方面的实施例的形式。此外,本发明可采取承载在介质中实现的计算机可读程序代码段的承载介质(例如计算机可读存储介质上的计算机程序产品)的形式。任何合适的计算机可读介质都可被使用,包括例如磁盘或硬盘这样的磁性存储设备,或者例如 CD-ROM 这样的光存储设备。

[0150] 应当理解,在一个实施例中,这里讨论的方法的步骤由执行存储在存储装置中的指令(代码段)的处理(即计算机)系统的合适的(一个或多个)处理器所执行。还应当理解,本发明并不限于任何特定的实现方式或编程技术,本发明可使用任何合适的用于实

现这里描述的功能的技术来实现。本发明并不限于任何特定的编程语言或操作系统。

[0151] 本说明书中提到“一个实施例”或“实施例”的意思是结合该实施例描述的特定特征、结构或特性被包括在本发明的至少一个实施例中。因此，本说明书中各处的“在一个实施例中”或“在实施例中”并不一定都指相同的实施例。此外，本领域的普通技术人员从本公开中可以明显看出，在一个或多个实施例中，特定的特征、结构或特性可以以任何合适的方式组合。

[0152] 类似地，应当理解，在本发明的上述示例性实施例中，本发明的各种特征有时被聚集在一个实施例、附图或其描述中，以简化公开和帮助理解各个发明方面的一个或多个方面。但是，这种公开方法不应被解释为要求保护的发明需要比在每个权利要求中明确陈述的更多的特征。相反，如以下权利要求所反映的，本发明的方面比前面公开的单个实施例具有更少的特征。因此，具体实施方式后面的权利要求被明确地包含在具体实施方式中，并且每个权利要求自身作为本发明的独立实施例。

[0153] 这里引用的所有出版物、专利和专利申请通过引用被包含于此。

[0154] 因此，虽然这里已描述了本发明的优选实施例，但是本领域的技术人员将理解，可在不脱离本发明精神的情况下作出其他和进一步的修改，并且所有这些改变和修改都落在本发明的范围内。例如，上面给出的任何公式都仅是可被使用的过程的代表。可向框图添加或从其删除功能，并且可在功能块之间交换操作。可向在本发明的范围内描述的方法添加或从其删除步骤。

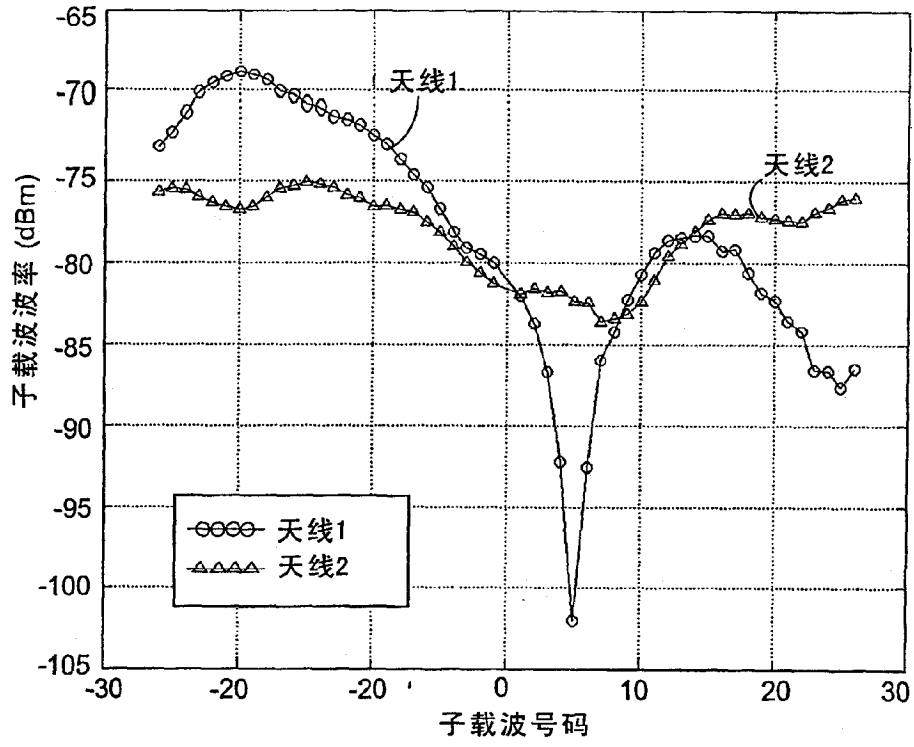


图 1

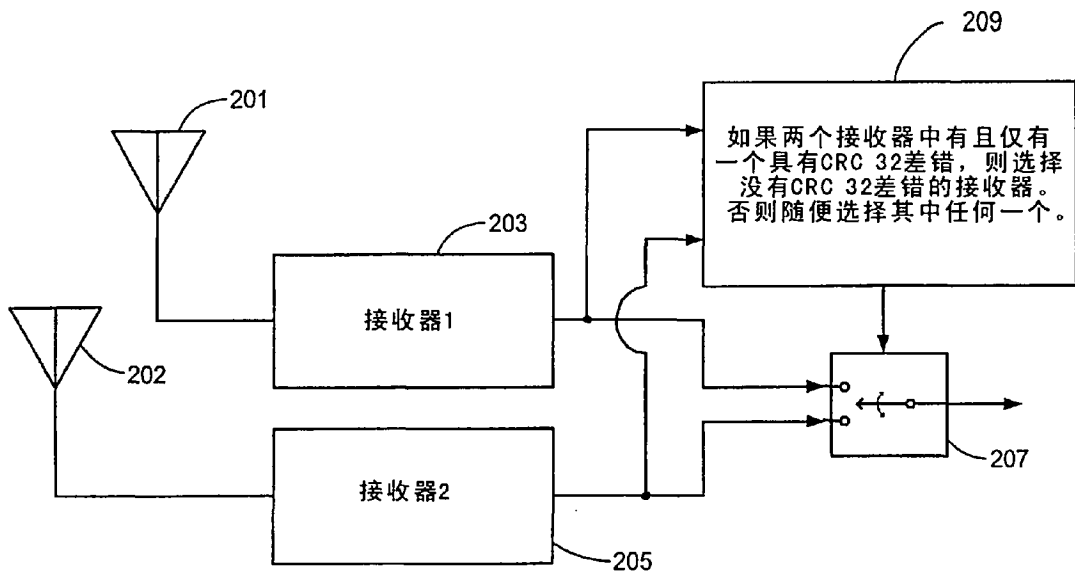


图2
(现有技术)

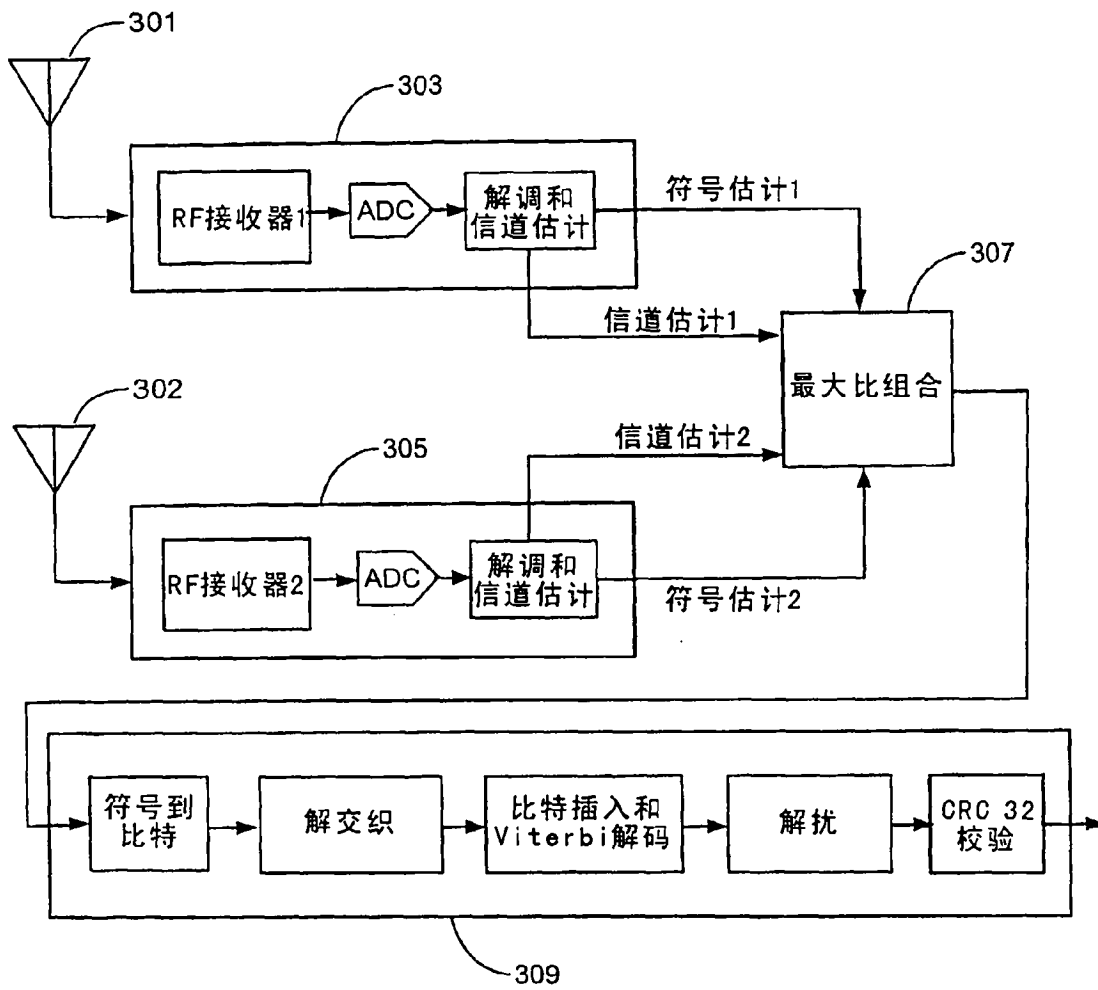


图3

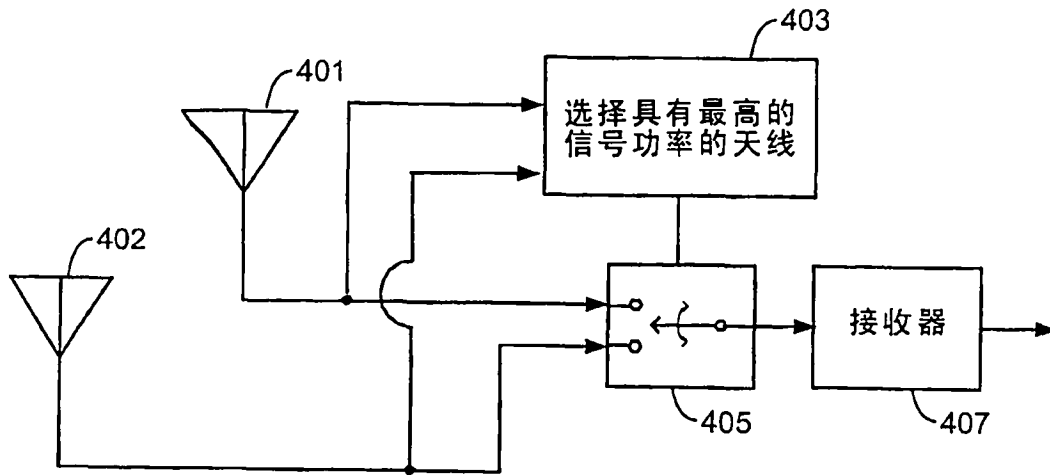


图4

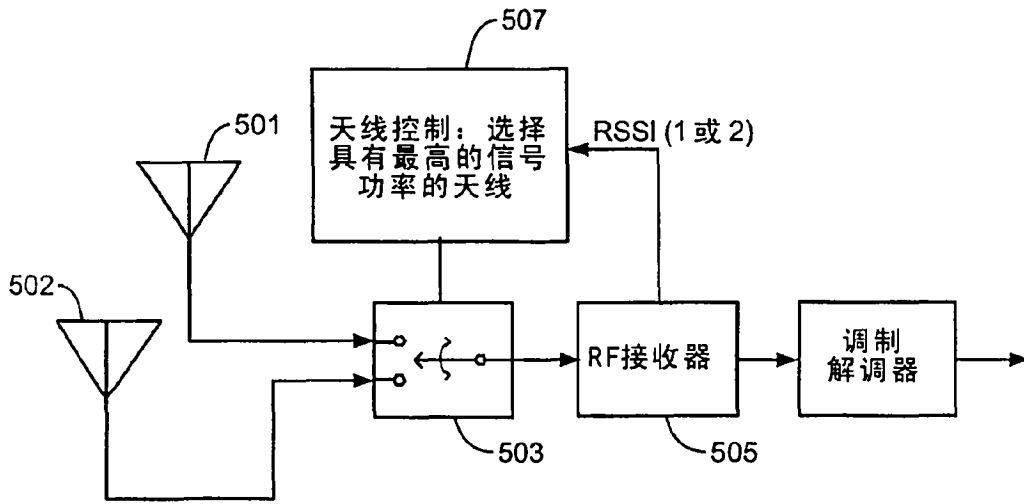


图5

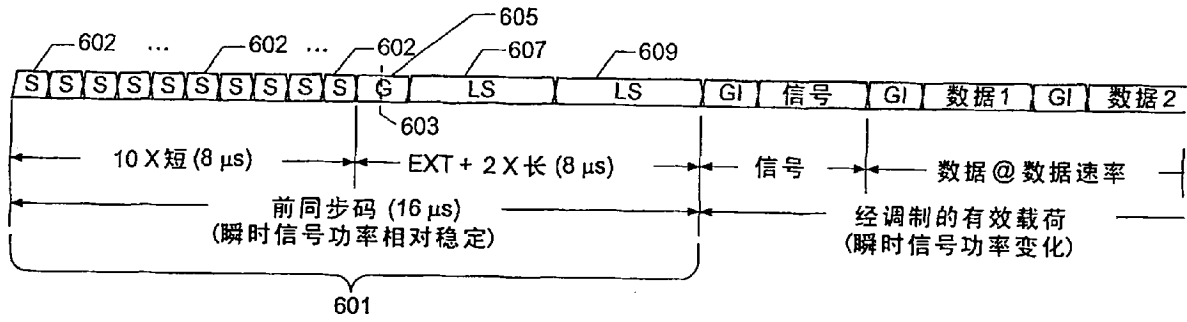


图6
(现有技术)

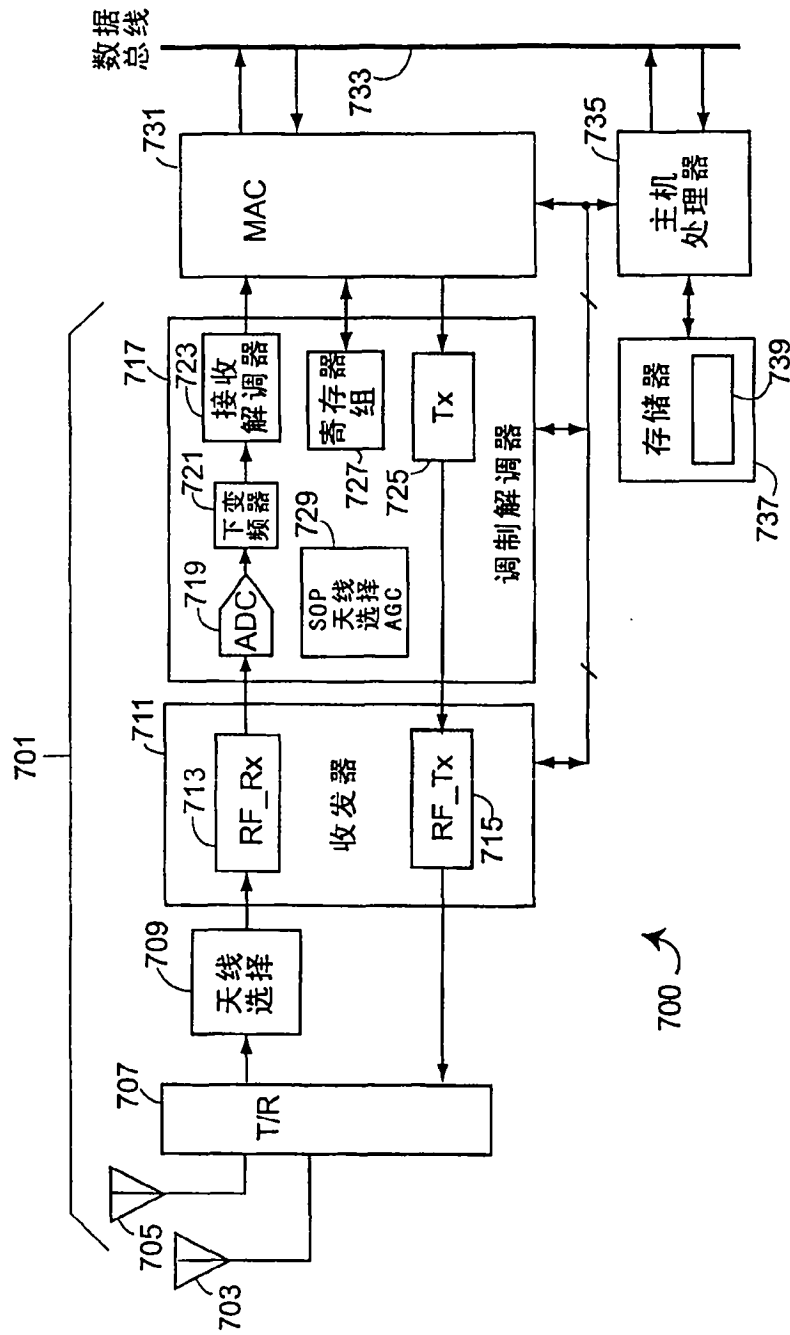


图7

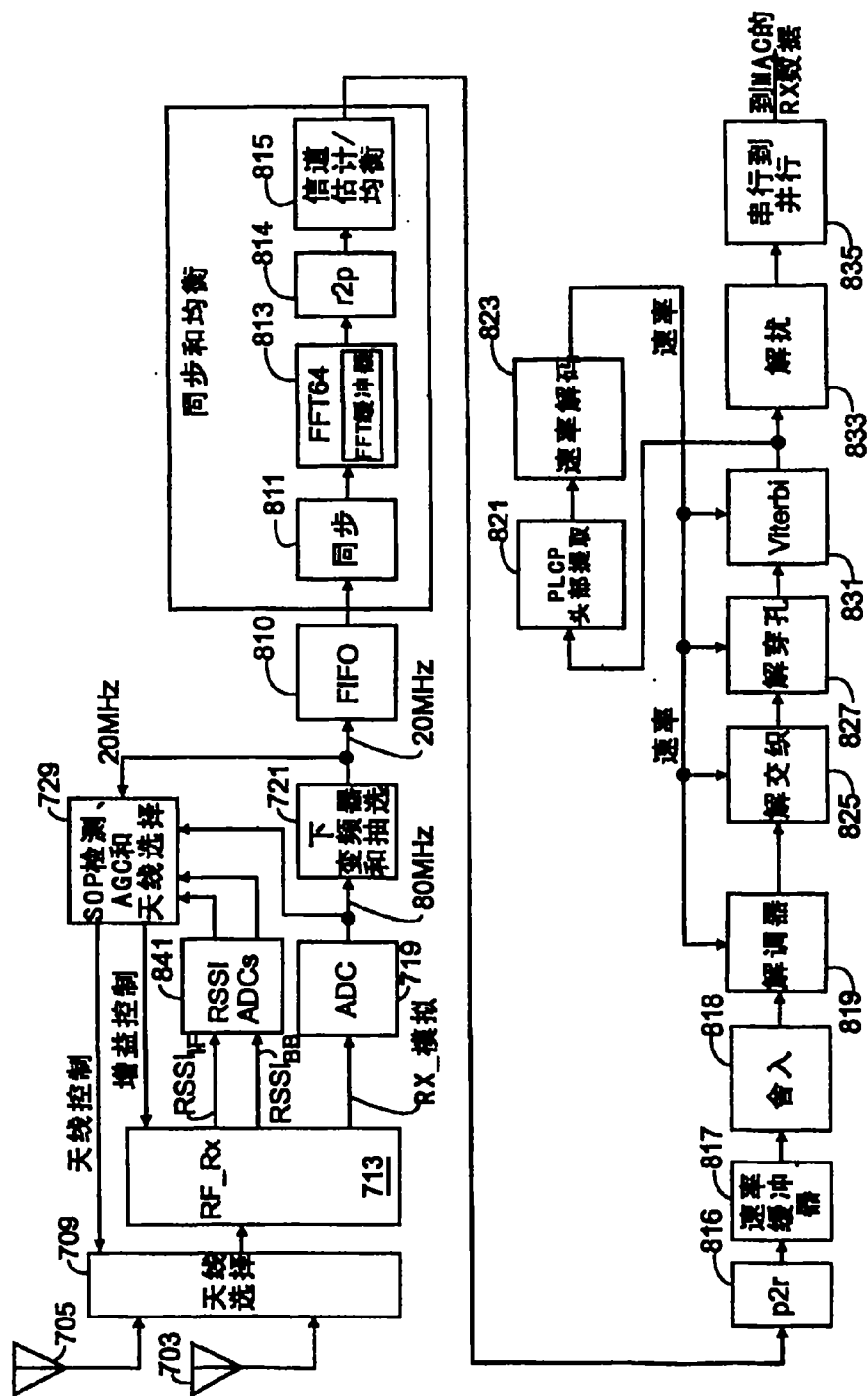


图8

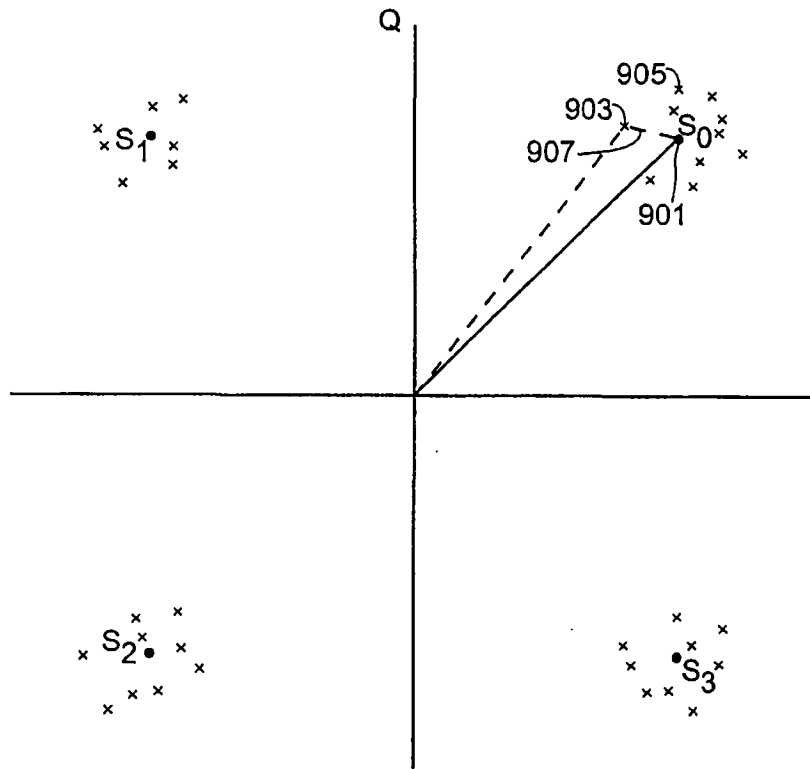


图9
(现有技术)

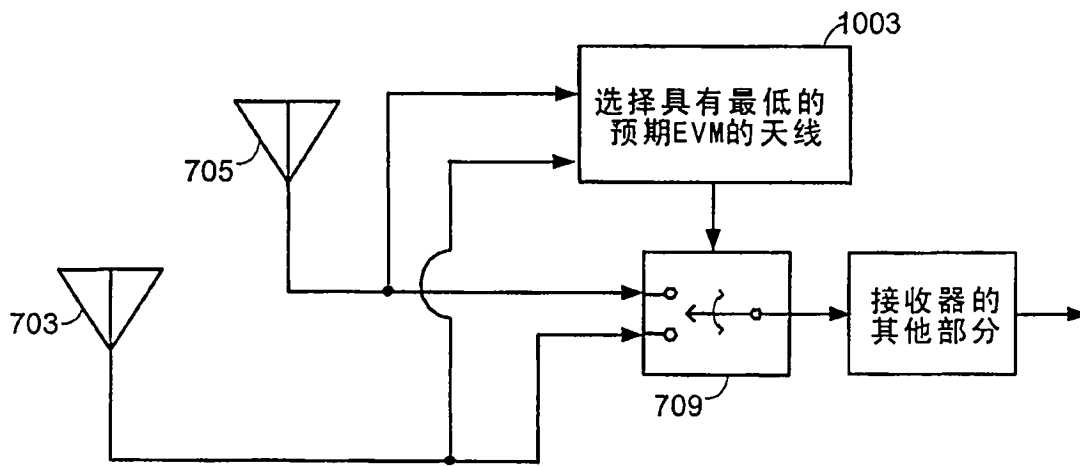


图10

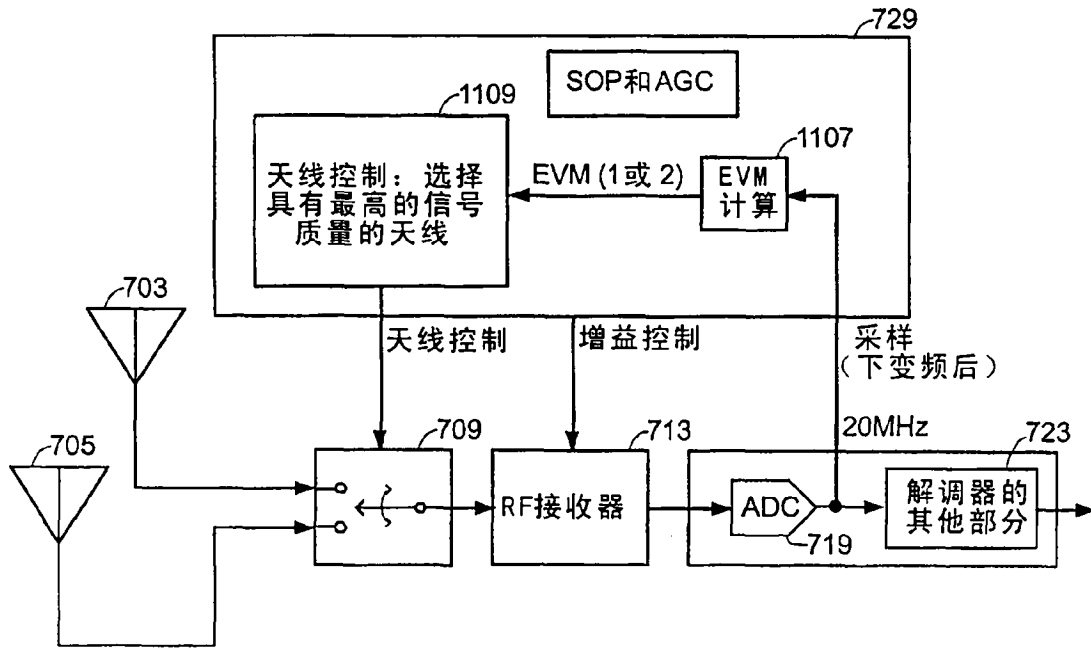


图11

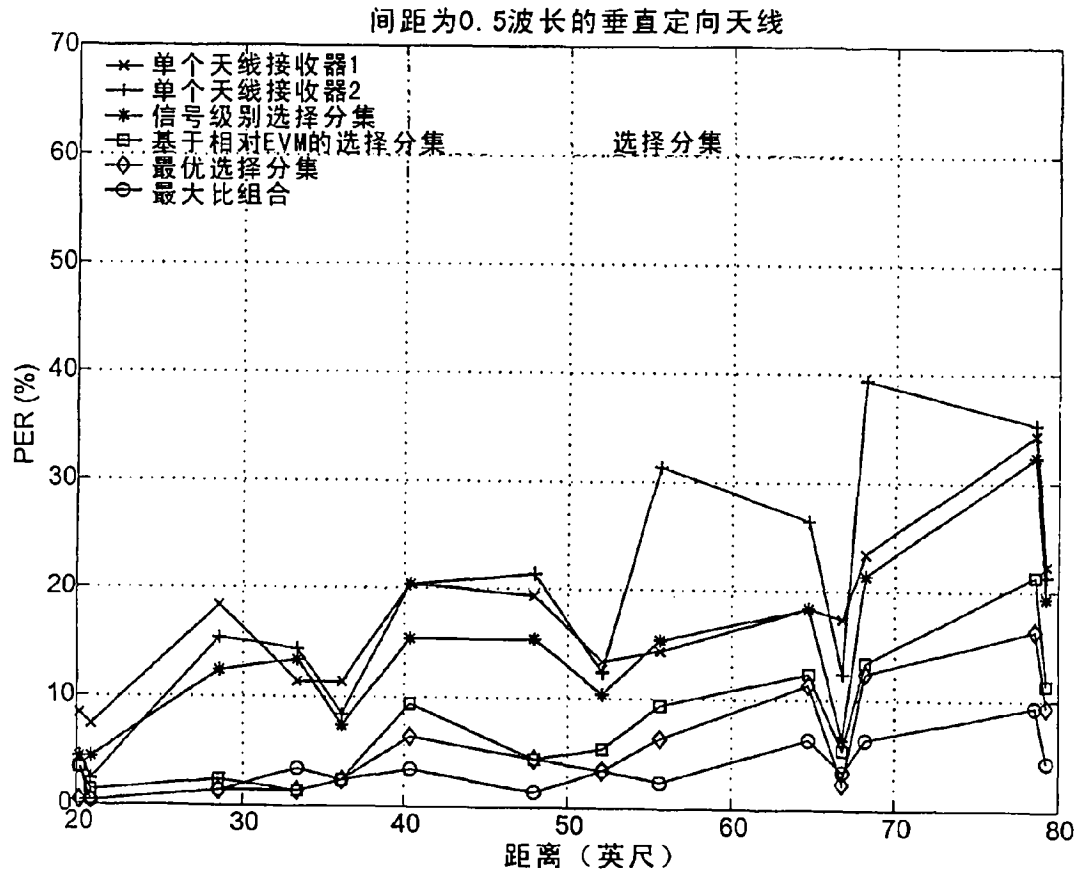


图12
(现有技术)

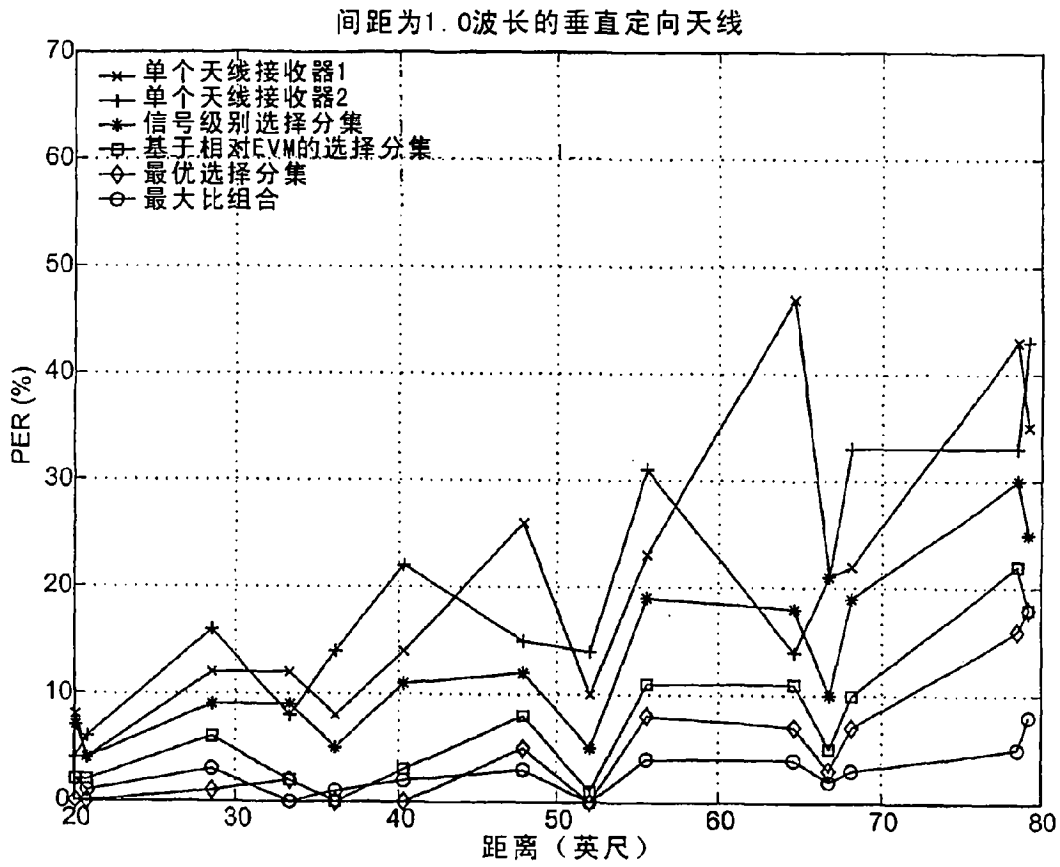


图13

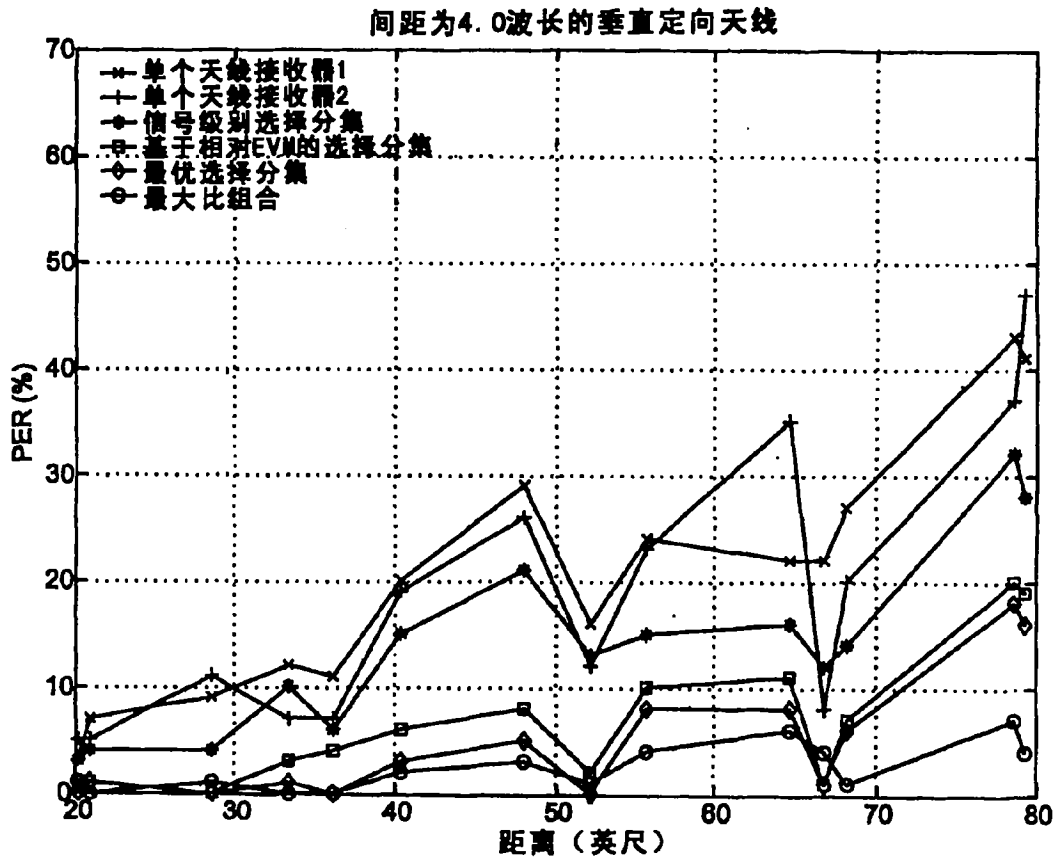


图14