



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03800178.0

[43] 公开日 2004年6月23日

[11] 公开号 CN 1507715A

[22] 申请日 2003.1.24 [21] 申请号 03800178.0

[30] 优先权

[32] 2002.1.28 [33] GB [31] 0201897.6

[86] 国际申请 PCT/JP2003/000674 2003.1.24

[87] 国际公布 WO2003/073682 英 2003.9.4

[85] 进入国家阶段日期 2003.10.24

[71] 申请人 株式会社东芝

地址 日本东京都

[72] 发明人 松冈秀浩 孙 勇

[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利

商标事务所

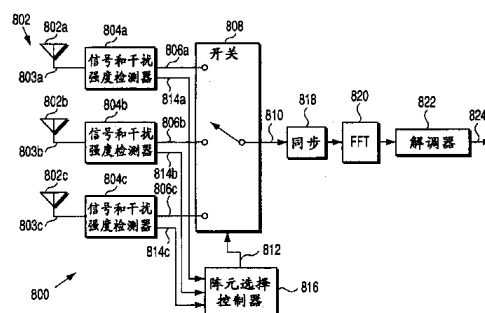
代理人 付建军

权利要求书 4 页 说明书 17 页 附图 8 页

[54] 发明名称 信号选择系统

[57] 摘要

本发明涉及用于正交频分多路复用 (OFDM) 通信系统的改进天线技术。本发明提供一种用于包括一组载波的接收信号的接收信号选择器 (800)，被配置为与包括多个天线阵元 (802) 的天线系统一起使用，该接收信号选择器包括：多个接收信号输入 (803)，用于从多个天线阵元接收信号；分别对应于各个接收信号输入的干扰检测器 (804)，耦合到接收信号输入以从各输入接收接收信号的一个型式，并且被配置为对来自各输入的载波集提供干扰输出；选择控制器 (816)，被配置为接收各输入的干扰输出，并且具有控制输出；以及选择器 (808)，耦合到接收信号输入，并且响应控制输出以选择接收信号型式中的一个或多个，以作输出。本发明提供一种用于减轻同道干扰和严重多径失真效应的简化技术。



1. 一种用于包括一组载波的接收信号的接收信号选择器，接收信号选择器被配置为与包括多个天线阵元的天线系统一起使用，接收信号选择器包括：

多个接收信号输入，用于从多个天线阵元接收信号；

分别对应于各个接收信号输入的干扰检测器，耦合到所述接收信号输入以从各输入接收所述接收信号的一个型式，并且被配置为对来自各输入的载波集提供干扰输出；

选择控制器，被配置为接收各所述输入的干扰输出，并且具有控制输出；以及

选择器，耦合到所述接收信号输入，并且响应所述控制输出以选择所述接收信号的所述型式中的一个或多个，以作输出。

2. 如权利要求 1 所述的接收信号选择器，其中，所述干扰检测器包括至少一个互相关器，以确定所述接收信号的一个型式与第一基准信号的相关，从而提供所述干扰输出。

3. 如权利要求 1 或 2 所述的接收信号选择器，还包括分别对应于各个接收信号输入的信号检测器，耦合到所述接收信号输入以从各输入接收所述接收信号的一个型式，并且被配置为对来自各输入的载波集提供信号强度输出，所述选择控制器还被配置为接收各所述输入的所述信号强度输出。

4. 如权利要求 3 所述的接收信号选择器，其中，所述信号检测器包括至少一个互相关器，以确定所述接收信号的一个型式与第二基准信号的相关，从而提供所述信号强度输出。

5. 如当从属于权利要求 2 时的权利要求 4 所述的接收信号选择器，其中，所述第一和第二基准信号至少部分相互正交。

6. 如权利要求 5 所述的接收信号选择器，其中，所述第一和第二基准信号均包括一组大致正交的载波。

7. 如权利要求 5 或 6 所述的接收信号选择器，还包括基准信号产

生器以产生用于所述信号和干扰检测器的所述第一和第二基准信号。

8. 如任一前面权利要求所述的接收信号选择器，还包括波束形成器，波束形成器具有分别用于从天线阵元之一接收信号的多个输入以及均耦合到所述接收信号输入的多个输出。

9. 如权利要求 8 所述的接收信号选择器，其中，所述波束形成器被配置为实现巴特勒矩阵型算法。

10. 如权利要求 3 至 9 中的任一项所述的接收信号选择器，其中，所述选择控制器被配置为根据使用所述信号强度与干扰输出信号强度与干扰之比来选择所述接收信号的所述型式中的一个或多个。

11. 如权利要求 10 所述的接收信号选择器，其中，选择控制器被配置为仅选择信号干扰比最大的接收信号的一个型式。

12. 如权利要求 1 至 10 中的任一项所述的接收信号选择器，其中，选择控制器被配置为选择接收信号的多个型式。

13. 如权利要求 12 所述的接收信号选择器，还包括信号合并器，以形成所述接收信号的所述多个型式的加权合并以作输出。

14. 如任一前面权利要求所述的接收信号选择器，其中，所述接收信号包括正交频分多路复用(OFDM)信号。

15. 一种 OFDM 接收器，包括如权利要求 14 所述的接收信号选择器和用于处理所述接收信号选择器的输出的时域到频域变换组件，所述干扰检测器以及当从属于权利要求 3 时的所述信号检测器被配置为在 OFDM 接收器的时域处理所述接收信号。

16. 一种发射器，包括如权利要求 1 至 14 中的任一项所述的接收信号选择器或者如权利要求 15 所述的接收器。

17. 一种与包括多个有向天线阵元的天线系统一起使用的 OFDM 接收器，OFDM 接收器具有对应于所述多个天线阵元的多个输入，并且包括傅立叶变换 OFDM 解调器，OFDM 接收器还包括：

傅立叶变换之前域信号和干扰检测器，分别对应于每个所述天线阵元；

阵元选择控制器，从所述信号和干扰检测器接收各所述天线阵元

的信号和干扰测量；以及

天线阵元选择器，响应所述阵元选择控制器以选择来自所述天线阵元的信号，由所述 OFDM 解调器进行解调。

18. 一种选择来自包括多个天线阵元的天线系统的一个或多个接收信号的方法，各所述接收信号包括一组载波，所述方法包括：

确定对组成各所述接收信号的载波集的干扰测量；以及

使用所述干扰测量选择来自所述天线阵元的所述接收信号中的一个或多个。

19. 如权利要求 18 所述的方法，其中，各所述干扰测量通过将所述接收信号的一部分与第一基准信号相关来确定。

20. 如权利要求 19 所述的方法，其中，所述接收信号和所述第一基准信号均包括一组大致正交的载波。

21. 如权利要求 20 所述的方法，其中，所述第一基准信号的载波以已知传输数据调制。

22. 如权利要求 18 至 21 中的任一项所述的方法，还包括：

确定组成各所述接收信号的载波集的信号强度；并且

其中，所述选择操作使用所述干扰测量和所述信号强度。

23. 如权利要求 22 所述的方法，其中，所述信号强度通过将所述接收信号的一部分与第二基准信号相关来确定。

24. 如权利要求 23 所述的方法，其中，所述接收信号和所述第二基准信号均包括一组大致正交的载波。

25. 如权利要求 24 所述的方法，其中，所述第二基准信号的载波以已知传输数据调制。

26. 如当从属于权利要求 19 时的权利要求 23 所述的方法，其中，所述第一和第二基准信号至少部分相互正交。

27. 如权利要求 22 至 26 中的任一项所述的方法，还包括确定组成各所述接收信号的载波集的信号干扰比，其中，所述选择操作根据所述信号干扰比进行选择。

28. 如权利要求 27 所述的方法，其中，接收信号包括正交频分多

路复用(OFDM)信号, 并且所述信号干扰比是在傅立叶变换之前的信号处理域确定的。

29. 如权利要求 18 至 28 中的任一项所述的方法, 还包括, 对来自所述天线阵元的信号应用波束形成算法, 以提供用于所述干扰测量确定的所述接收信号。

30. 如权利要求 29 所述的方法, 其中, 所述波束形成算法包括巴特勒矩阵型算法。

31. 如权利要求 27 或 28 所述的方法, 其中, 所述选择操作仅选择信号干扰比最大的一个接收信号。

32. 如权利要求 18 至 30 中的任一项所述的方法, 其中, 所述选择操作选择多个所述接收信号, 所述方法还包括形成所述接收信号的加权合并。

33. 处理器控制码, 当运行时实现如权利要求 1 至 14 中的任一项所述的接收信号选择器、如权利要求 15 或 17 所述的接收器或者如权利要求 18 至 32 中的任一项所述的方法。

34. 一种数据载体, 承载如权利要求 33 所述的处理器控制码。

信号选择系统

技术领域

本发明涉及尤其用于正交频分多路复用(OFDM)通信系统的改进天线技术。

背景技术

正交频分多路复用是一种传输高比特率数字数据信号的公知技术。不是以高速度数据调制单载波，而是将数据分成多个较低数据速率信道，其中每个信道在单独的副载波上传输。这样，减轻多径衰落效应。在 OFDM 信号中，单独的副载波以相互重叠的方式间开，如图 1A 的频谱 10 中副载波 12 所示。副载波频率选为使副载波相互正交，从而调制到副载波上的单独信号可以在接收器恢复。一个 OFDM 符号由分别调制到各副载波上的一组符号定义(因此对应于多个数据比特)。如果副载波在频率上以间距 $1/T$ 的间距隔开，其中， T 是 OFDM 符号周期，则它们是正交的。

OFDM 符号可以通过对一组输入符号执行反傅立叶变换最好是快速反傅立叶变换(IFFT)来获得。输入符号可以通过对 OFDM 符号执行傅立叶变换最好是快速傅立叶变换(FFT)来恢复。FFT 有效地将 OFDM 符号与各副载波相乘，并且在符号周期 T 内积分。可以看出，对于给定副载波，由于与 OFDM 符号的其他副载波的重叠在积分周期 T 内将平均为零，因此通过该过程从 OFDM 符号中仅提取一个副载波。

经常，副载波是采用 QAM(Quadrature Amplitude Modulation, 正交幅度调制)符号来调制的，但是也可以使用其他形式的调制如移相键控(PSK)或脉冲幅度调制(PAM)。为减轻多径效应，OFDM 符号通常在每个符号的开始以一个保护周期扩展。倘若两个多径分量的相

对延迟小于该保护时间间隔，则不存在符号间干扰(ISI)，至少达到第一近似。

图 1B 示出示例性 OFDM 发射器 100(在此，位于移动终端 MT 中)和示例性 OFDM 接收器 150(在此，位于接入点 AP 中)。在发射器 100 中，源 102 将数据提供给基带映射单元 104，基带映射单元 104 可选地提供前向纠错编码和交织，并且输出调制符号如 QAM 符号。调制符号提供给多路复用器 108，多路复用器 108 将它们与来自导频符号产生器 106 的导频符号进行组合，导频符号产生器 106 提供用于在接收器中进行频率同步和相干检测(在其他方案中，可以采用微分检测)的基准幅度和相位。部件 110 的组合将来自多路复用器 108 的串行数据流转换成多个并行、数据速率降低的流，对这些数据流执行 IFET，以提供 OFDM 符号，然后将该 OFDM 符号的多个副载波转换成单个串行数据流。然后，该串行(数字)数据流由数模转换器 112 转换成模拟时域信号，由上变频器 114 进行上变频，并且在滤波和放大(未示出)之后从天线 116 输出。天线 116 可以包括全向天线、扇区化(sectorise)天线或带波束形成(beamforming)的阵列天线。

来自发射器 100 的天线 116 的信号通过“信道”118 由接收器 150 的天线 152 接收。典型地，信号作为通过多个不同道或路径传播的具有多个不同幅度和相位的多个多径分量到达天线 152。这些多径分量在接收器合并并且相互干扰，提供典型地具有多个深空(deep null)如同梳子的全面信道特征，它一般随着时间发生变化(特别是在发射器或接收器正在移动的情况下)。经常是在同一公共场所例如办公室将存在多个发射器，这将产生同道干扰，它比多径更会出现问题。

接收器 150 的天线 152 耦合到下变频器 154 以及模数转换器 156。部件 158 然后执行串行到并行转换、FFT、以及并行到串行转换，从而提供输出到多路分解器 160，多路分解器 160 将导频符号信号 162 与数据符号相分离。数据符号然后由基带反映射单元 164 进行解调和反映射，以提供检测数据输出 166。一般地说，接收器 150 是

发射器 100 的镜像。发射器和接收器可以组合在一起形成 OFDM 收发器。

OFDM 技术可以用于各种应用中，并例如用于军事通信系统和清晰电视。在此，将具体参照 HIPERLAN(High Performance Radio Local Area Network, 高性能无线局域网) 类型 2 标准 (www.etsi.org/technicalactiv/HIPERLAN2.htm 以及 DTS/BRAN-0023003 v0.k) 讨论本发明的应用。虽然本发明的应用不限于该环境 HIPERLAN2，但是无线局域网通信由公共节点，接入点管理。

图 1B 的接收器有些简化，因为实际上需要依次同步 FFT 窗口与各 OFDM 符号，以避免引入非正交性以及由此的 ISI/ICI(Inter-Symbol Interference/Inter-Carrier Interference, 符号间干扰/载波间干扰)。这可以通过将 OFDM 符号与保护周期中的符号的循环扩展自动相关来完成，但是特别是对于分组数据传输，一般最好使用接收器可以例如使用匹配滤波器准确识别和定位的已知 OFDM(训练)符号。应该理解，该匹配滤波器在时域工作，也就是，在执行 FFT 之前(相对于 FFT 之后的频域)。在分组数据系统中，数据分组可以拥有包括一个或多个训练符号的前同步信号(preamble)。

图 2A 和 2B 分别示出 HIPERLAN2 移动终端(MT)OFDM 接收器的接收器前端 200 和接收器信号处理部件 250。接收器 250 示出模数转换电路 252，同步、信道估计和控制电路 254 以及解分组、解交织和纠错电路 256 的一些细节。

前端 200 包括耦合到输入放大器 204 和混频器 206 的接收天线 202，其中，混频器 206 的第二输入来自 IF 振荡器 208，以将 RF 信号混入 IF。然后，IF 信号通过带通滤波器 210 提供给自动增益控制 (AGC) 放大器 212，AGC 级由来自控制电路 254 的线路 226 控制，以优化后面的信号分层(signal quantisation)。AGC 212 的输出向两个混频器 214、216 提供输入，混频器 214、216 还接收来自振荡器 220 和分裂器 218 的正交信号以产生正交 I 和 Q 信号 222、224。这些 I 和 Q 信号然后由模数电路 252 进行过量采样(oversample)，滤波和抽

取。信号的过量采样有助于数字滤波，然后，将信号的速率降至所需样本速率。

最好(但不是绝对必需)补偿传输信道效应。这可以使用例如前同步信号数据或一个或多个导频信号中的已知符号来完成。在图 2A 和 2B 的接收器 250 中，使用称作“C 符号”的已知前同步信号符号来确定信道估计。接收器对接收信号同步，并且操作开关 258 以将接收 C 符号通至信道估计器 260。这将估计信道对已知 C 符号的效应(副载波中符号的幅度变化和相位偏移)，从而可以通过乘以信道响应的倒数(或复共轭)来补偿信道效应。可选地，可以使用一个或多个导频信号(也包含已知符号)来确定信道估计。可以确定将接收导频变换成期望符号所需的相位旋转和幅度变化增益，并且将其施加于其他接收符号。在可以以多个频率获得多个导频的情况下，可以通过使用不同频率导频信号对其他频率进行内插/外插来获得改进信道补偿估计。

在图 2A 和 2B 中，接收器前端 200 一般将采用硬件来实现，而接收器处理部分 250 如图所示经常将使用例如 ASIC、FPGA 或一个或多个 DSP(digital signal processor, 数字信号处理器)芯片通过闪存 RAM 262 采用“软件”来实现。类似的硬件和软件划分一般也将存在于发射器中。然而，技术人员应该认识，图 2A 和 2B 的接收器的所有功能(或对等发射器)可以采用硬件来执行。类似地，采用软件对信号进行数字化的确切点一般将依赖于成本/复杂性/功耗折衷以及适当高速模拟/数字转换器和处理器的可获得性，并且 RF 信号可以在 IF 或更高频率下进行数字化。

图 3 示出分组数据通信系统中包括前同步信号序列的介质访问控制(MAC)帧 300 的一个例子。MAC 帧包括广播信道(BCH)突发 302、帧信道(FCH)突发 304、接入反馈信道(ACH)突发 306、下行链路(DL)突发 308、上行链路(UL)突发 310、直接链路(DiL)突发 312 以及随机接入(RCH)突发 314，它们全都包含前同步信号序列。

图 4A 到 4E 分别示出 HIPERLAN2 物理层信号的广播突发、下行链路突发、具有短前同步信号的上行链路突发、具有长前同步信号

的上行链路突发以及直接链路突发。这些突发均包括前同步信号部分 400 和数据有效载荷部分 402。前同步信号部分 400 包括以 A、B 和 C 表示的三个基本 OFDM 符号中的一个或多个。这些符号值是已知的，并且 A 和 B(必要时，C)可以在时域(FFT 之前)恢复。这些符号一般用来建立帧和频率同步，并且为符号之后的数据设置 FFT 窗口；它们还可以用来控制 AGC 级 212。在图 2A 和 2B 的接收器中，A 和 B 是在时域恢复的，并且 C 是在频域即 FFT 之后恢复的。

图 5 示意性地示出使用这些(已知)前同步信号符号以进行基于 RSSI(Received Signal Strength Indication, 接收信号强度表示)的帧检测 502、自动增益控制 504、帧同步 506 以及频率同步 508；还示出 MAC 帧 500 的前同步信号部分的示意图以作比较。

图 6 是示出 HIPERLAN2 的前同步信号序列 602、导频信号 604 和数据信号 606 的相对位置的频域和时域图 600，它包括 48 个数据副载波和 4 个导频(以及一个未用的中央载波信道 608)。从图 6 可以看出，开头四个 OFDM 符号由前同步信号数据组成，并且导频信号 604 继续承载它们的导频符号。然而，在其余(数据承载)副载波上，OFDM 符号 5 以上承载数据。在其他 OFDM 方案中，可以绘制类似的图，但是前同步信号和导频位置可能发生变化(例如，导频不一定需要由连续信号组成)。

前面提过，OFDM 是一种减轻由多径导致的频率选择性衰减效应的有用技术。然而，在特别高的数据速率的情况下或者在特别严厉的多径环境中，OFDM 通信系统仍然可能遭受多径衰落效应。而且在室内无线环境如小型办公室无线 LAN 中，经常将有多个类似的系统由于受限的频谱可用性而在同一频带中同时工作。这可能导致严重的同道干扰。

已被提出来克服这种多径和同道干扰的一种技术是使用扇区化发射和/或接收天线。所要覆盖的区域分成多个扇区，典型地为 3、4 或 6，并且对于每个扇区分别提供一个天线(或者在采用分集的情况下为多个)，天线的排列模式为各自覆盖主要只是一个扇区。实际上，各

扇区天线的主波束指向不同的方向，并且通过选择发射和/或接收方向，可以减轻从无用方向到达的多径分量和/或同道干扰的效应。例如，HIPERLAN2 支持在接入点使用最大可达 7 个扇区。在 HIPERLAN2 环境中采用扇区化交换阵列天线的一些益处在于“Performance of HIPERLAN2 using Sectorised Antenna(使用扇区化天线的 HIPERLAN2 性能)”，A. Dufexi, S. Armour, A.Nix, P. Karlsson 以及 D. Bull, IEEE Electronics Letters, 2001 年 2 月 15 日, Volume 37, No.4, 245 页中有描述。

用来减轻多径和同道干扰效应的另一种方法使用波束形成天线阵列如线性天线阵元阵列，其中，天线间间隔大约是一半(载波)波长。来自天线的信号以适当的相位和幅度加权进行合并以使用一个或多个波瓣或波束提供合并响应。由 n 个阵元组成的阵列可以被排列为提供最大可达 $n-1$ 个波束。

存在多种不同波束形成算法可以应用于该自适应天线阵列，并且这些的细节对于技术人员将是公知的。一种常用的算法是在 J.R. Treichler 和 B. G. Agee, “A New Approach to Multipath Correction of Constant Modulus Signals(一种用于恒模信号多径校正的新方法)”，IEEE Trans. Acoust. Speech and Signal Process., Vol. ASSP-31, No. 2, 459 页, 1983 中描述的恒模算法(CMA)，在此将其引作参考。一般地说，该算法根据选为使合并信号的频谱近似平坦的代价函数，迭代确定用于合并天线阵元信号的权重。权重的相位角度选为使波束指向最大信号功率的方向或者在无用多径分量或同道干扰的方向上形成空(null)。

确定天线阵列阵元的适当权重在窄带系统中相对直接，但在副载波组所占带宽在正常情况下 $>1\text{MHz}$ 并且在很多情况下 $>10\text{MHz}$ 的 OFDM 接收器中，单一权重集对于所有带宽不可能都是最优的，并且只有在例如频带中央才有效。例如，从天线阵元间隔按照副载波波长的比例随着 OFDM 频带变化这一方面考虑，这可以得到理解。在图 1 的接收器中，可以在点 168、170 或 172 施加自适应阵列权重，

但是在点 168 或 170 施加阵列权重(FFT 之前)通常将不产生良好的跨频带估计权重集。

因此,对该问题的一种解决方案是在 FFT 之后即点 172 进行加权,其中,可以对各副载波施加不同的权重集。图 7 示出以这种方式将单独的权重集施加于各副载波的 OFDM 接收器 700。然而,应该理解,在 K 个副载波和 L 个天线阵元的情况下,必须确定总共 $K \times L$ 个权重,这是一个冗长且处理器密集的任务,从而大大增加接收器复杂度。EP 0 852 407 描述一种方案,其中,将工作频带分成四个相等子频带,对各子频带而不是对各个副载波计算一组权重,从而减少所要计算的权重数目。然而,这仍将是相对复杂的过程,而且产生次优结果。一种可选方法参见 Fujimoto 等人,“A Novel Adaptive Array Utilising Frequency Characteristics(一种利用频率特性的新型自适应阵列)”, IEICE Trans. Commun., Vol. E 83-B, No. 2, 2000 年 2 月, 271 页,在此将其引作参考,其中,使用 FFT 之后的分离副载波来采用 CMA 确定单组 FFT 之前时域权重。该方法大大简化了权重确定过程,但是同样,权重是次优的。

上述扇区化天线选择最大化接收功率的扇区(或方向)。然而,在存在同道干扰的环境中,从干扰信号接收的功率可能大于从有用信号接收的功率,在这种情况下,天线被控制指向干扰信号,从而恶化而不是改善系统性能。在 OFDM 符号的上下文中存在一个特别的难题,因为这些符号包括均以数据流单独调制的多个正交载波。如前所述,处理该信号的传统方法是将它从时域(FFT 之前)变换到更易于信号处理的频域(FFT 之后),但是该变换对于例如在自适应阵列中选择扇区化天线阵元或者波束形成的过程施加不良的开销。因此,需要一种简化的天线技术,但是该技术尤其是在困难的环境中可以减轻同道干扰效应。

发明内容

因此,根据本发明,提供一种用于包括一组载波的接收信号的接

收信号选择器，接收信号选择器被配置为与包括多个天线阵元的天线系统一起使用，接收信号选择器包括：多个接收信号输入，用于从多个天线阵元接收信号；分别对应于各个接收信号输入的干扰检测器，耦合到接收信号输入以从各输入接收接收信号的一个型式，并且被配置为对来自各输入的载波集提供干扰输出；选择控制器，被配置为接收各输入的干扰输出，并且具有控制输出；以及选择器，耦合到接收信号输入，并且响应控制输出以选择接收信号型式中的一个或多个，以作输出。

天线系统可以包括例如扇区化天线系统或阵列天线。接收信号选择器可以用于接收器、发射器或收发器中，并且最好是与 OFDM 信号一起采用。通过有效工作于 FFT 之前或时域，与现有技术相比，显著降低复杂度，而仍然减轻严重多径和/或同道干扰的影响。这又有助于高数据吞吐量并且允许增大采用接收信号选择器的通信系统的容量。而且，与现有技术相比，在基站和移动终端中，结构的相对简单性允许降低基带 LSI(Large Scale Integration, 大规模集成)组件的功耗。本发明的实施例还有助于甚至是在非常高时钟速度的系统中的实时操作。

选择器可以根据所检测的阵元信号干扰电平选择来自一个或多个天线阵元的信号，从而选择干扰最小的一个或多个阵元信号。然而，最好是根据信号干扰比(SIR)选择天线阵元，从而选择 SIR 最大的一个或多个阵元。因此，最好还是对于各个天线阵元分别提供一个信号检测器，但是技术人员应该理解，该方案可以通过在多个天线阵元之间共用一个检测器来实现。

最好，信号和干扰检测器在时域工作，也就是，在接收信号从时域变换到频域之前。最好，副载波大致相互正交，并且最好它们包括 OFDM 信号的副载波。

信号和干扰检测器可以提供单独的信号和干扰输出，或者组合信号和干扰检测器可以提供包括例如信号干扰比的组合输出。可以对各个天线阵元分别提供一个信号和干扰检测器，或者可以例如以时间复

用的方式在多个阵元之间共用单个信号和干扰检测器。接收信号选择器的功能可以采用硬件或软件或者两者的组合来实现。

最好，信号和干扰检测器使用相关技术确定有用信号和无用干扰的强度；它们可以共用一个相关器或者具有单独的相关器。为确定对来自一个天线阵元的接收信号的干扰测量，该信号可以与第一基准信号相关。该第一基准信号选为与传输信号的已知部分如前同步信号序列大致正交。为确定接收信号强度，接收信号可以与第二基准信号相关，其中，第二基准信号与传输信号的已知部分如前同步信号序列大致一致。

在互相关周期(即相关窗口的位置)对于信号强度检测和干扰检测过程大致相同的情况下，第一和第二基准信号将大致相互正交。然而，在互相关周期不同的情况下，例如，在前同步信号 B 用于干扰检测而前同步信号 C 用于信号强度检测的情况下，将不是这样。(在本例中，用于确定干扰电平的第一基准信号与已知前同步信号 B 正交，并且用于确定信号强度的第二基准信号由前同步信号 C 本身组成)。

相关是在时域执行的，也就是，相关是在两个 OFDM 符号之间，因此在相关之前对已知(前同步信号或伪噪声)数据执行反傅立叶变换。因此，最好是接收信号选择器包括信号产生器来产生第一和第二基准信号。在大部分情况下，接收器将知道发射器所用的前同步信号序列，并且可以从该信息产生第一和第二基准信号。然而，如果不是这种情况，则接收器可以估计信号的前同步信号或导频部分(或使用盲算法)，并且从中产生基准信号。频域信号一般将是已知的，并且因此可以使用 IFFT 产生时域前同步信号序列。然而，这不需要实时执行，而是例如可以预先确定相关时域前同步信号序列，并且比方说，将其存储在查询表中。

在一个实现中，天线阵元是有向天线阵元例如扇区化天线阵元，并且可以从各个天线阵元分别获得接收信号的一个型式。可选地，来自天线阵元的信号可以向波束形成器如巴特勒(Butler)矩阵型波束形成器提供输入，波束形成器又向干扰检测器和选择器提供接收信号的

多个型式。在后面这种情况下，接收信号的各种型式一般将包括来自所有天线阵元的信号的合并。然而，一般仍然是对于各个天线阵元分别存在接收信号的一个型式，也就是，接收信号型式数一般对应于天线阵元数。在采用波束形成的情况下，可以使用全向而不是有向天线阵元。

接收信号的不同型式提供一定程度的空间分集，因为，不管是采用有向天线阵元还是波束形成，一般它们都将从不同方向到达。选择控制器可以被配置为仅选择接收信号的一个型式以作进一步的处理，最好是信号干扰比(SIR)最大的那一个型式。可选地，选择控制器可以选择接收信号的多个型式，同样最好是信号干扰比(SIR)最大的那些型式。在其他实施例中，选择可以基于干扰(目标是使其最小)而不是基于 SIR，特别是在干扰电平低的情况下。

在选择控制器选择接收信号的多个型式的情况下，可以合并这些不同的型式。为此可以采用转换分集技术，例如，最大化信噪比的 MRC(maximal ratio combining, 最大比合并)或 LMS(least mean squares, 最小均方)、RLS(recursive least square, 递归最小二乘方)或用于最小均方差(MMSE)的 SMI(sample matrix inversion, 样本矩阵求逆)。

在一个相关方面，本发明提供一种与包括多个有向天线阵元的天线系统一起使用的 OFDM 接收器，OFDM 接收器具有对应于多个天线阵元的多个输入，并且包括傅立叶变换 OFDM 解调器，OFDM 接收器还包括：傅立叶变换之前域信号和干扰检测器，分别对应于每个天线阵元；阵元选择控制器，从信号和干扰检测器接收各天线阵元的信号和干扰测量；以及天线阵元选择器，响应阵元选择控制器以选择来自天线阵元的信号以由 OFDM 解调器进行解调。同样，天线系统可以包括例如扇区化天线或阵列天线系统。

本发明还提供一种选择来自包括多个天线阵元的天线系统的一个或多个接收信号的方法，各接收信号包括一组载波，该方法包括：确定对组成各接收信号的载波集的干扰测量；以及使用干扰测量选择来

自天线阵元的接收信号中的一个或多个。

例如，天线系统可以包括扇区化天线系统或阵列天线。最好，载波大致相互正交。最好，该方法包括对由各天线阵元接收的载波集确定信号干扰比；以及使用信号干扰比选择天线阵元中的一个或多个。

在另一方面，本发明提供一种数据载体，承载用来实现上述接收信号选择器、接收器和方法的处理器控制码。该处理器控制码可以包括例如控制数字信号处理器的计算机程序码或者其他码如用来设置通用集成电路的多个寄存器值以实现选择器或方法。数据载体可以包括存储介质如硬盘或软盘、CD-ROM 或 DVD-ROM、编程存储器如只读存储器，或者光或电信号载体。本领域的技术人员应该理解，处理器控制码也可以分布在例如网络上的多个耦合组件之间。本领域的技术人员还应该知道，本发明可以采用专用硬件和以软件实现的功能的组合来实现。

附图说明

现在将参照附图仅作为示例进一步描述本发明的上述和其他方面，其中：

图 1A 和 1B 分别示出 OFDM 符号和示例性 OFDM 发射器；

图 2A 和 2B 分别示出 HIPERLAN2 OFDM 接收器的接收器前端和信号处理部件；

图 3 示出分组数据通信系统的示例性介质访问控制帧；

图 4A 到 4E 分别示出 HIPERLAN2 物理层信号的广播突发、下行链路突发、具有短前同步信号的上行链路突发、具有长前同步信号的上行链路突发以及直接链路突发。

图 5 示意性地示出在移动终端 OFDM 接收器中使用 HIPERLAN2 广播突发的前同步信号部分；

图 6 示出包括前同步信号和导频信号的 HIPERLAN2 OFDM 信号的频率时间图；

图 7 示出在频域中将单独的权重集施加于各副载波的 OFDM 接

收器；

图 8 示出根据本发明一个实施例的接收信号选择器的示意图；

图 9A 和 9B 分别示出信号和干扰检测器的示意图以及图 9A 的信号和干扰检测器的信号产生器的示意图；

图 10 示出根据本发明第二实施例的接收信号选择器的示意图；
以及

图 11 示出根据本发明第三实施例的接收信号选择器的示意图。

具体实施方式

参照图 8，该图示出根据本发明一个实施例的接收信号选择器 800 的示意图。扇区化或阵列天线 802 包括多个天线阵元 802a、b、c，分别耦合到信号和干扰强度检测器 804a、b、c 的各自输入 803a、b、c。其他传统组件如下变频器和滤波器可以存在于天线阵元与信号和干扰强度检测器之间，但是为简单起见，它们未被示出。各信号和干扰强度检测器均包括第一输出 806a、b、c，包括输入信号的直通型式，可选地可以经过缓冲或放大。这些第一输出信号提供给开关或选择器 808，开关或选择器 808 根据控制信号 812 将这些信号中的一个(或者在其他实施例中为多个)提供给输出 810(或者一组输出 810)。

各信号和干扰强度检测器还具有包括信号强度输出和干扰强度输出的第二输出对 814a、b、c(作为单输出示出)。这些输出对均提供给阵元选择控制器 816，阵元选择控制器 816 输出选择器 808 的控制信号 812。阵元选择控制器使用与来自各天线阵元的(有用)信号强度和干扰强度有关的信息，以根据选择规则选择这些阵元中的一个或多个。

在图 8 的实施例中，阵元选择控制器 816 控制选择器 808，以选择有用信号与干扰之功率(或强度)比最大的接收信号。在一个特别适于低干扰条件的变体中，可以选择干扰最小的信号。

然后，如前所述，以传统方式对输出 810 进行处理。因此，概括而言，应用同步过程 818 以确定傅立叶变换窗口，然后应用傅立叶变

换过程 820 最好是 FFT 过程，以对接收 OFDM 符号进行解调，然后解调器 822 从经过傅立叶变换的 OFDM 符号中解调输出数据 824。同样，为简单起见，OFDM 接收器的其他特性如模数转换未被示出。

图 9A 示出图 8 的接收信号选择器 800 的示例性信号和干扰检测器 804。线路 803 上的输入信号提供给第一和第二互相关器 900、902，其输出分别提供给信号强度检测器 904 和干扰强度检测器 906 以向阵元选择控制器 816 提供信号 908 和干扰 910 强度输出(一起组成输出对 814)。互相关器 900 将输入信号与已知基准信号包括例如从分组数据帧前同步信号序列产生的时域 OFDM 信号进行互相关。互相关器 902 将输入信号与至少部分正交于已知基准信号的信号进行互相关，从而从输入信号中提取干扰分量，下面将对此进行更详细的说明。

在基准信号得自前同步信号数据序列的情况下，信号和干扰强度检测器 804 的输出只有当存在前同步信号序列时才有效。在这种情况下，互相关器 900、902 可以被安排为在例如通过同步过程 818 确定存在前同步信号序列期间的窗口内工作。信号和干扰检测操作可以在数据接收的开端并且/或者逐分组或逐帧地执行。可选地，可以从接收信号中提取大致连续传输已知数据序列的一个或多个导频信号，并且将其用于互相关过程中。

图 9B 示出用于提供基准和正交基准信号 912、914 的示例性信号产生器 920。在所举例子中，信号产生器 920 包括前同步信号序列产生器 922，以产生前同步信号序列 924 以及与前同步信号序列正交的信号 926。然后，IFFT 928 对这两个信号进行快速反傅立叶变换，以提供基准信号 912 和 914。在 HIPERLAN2 系统中，可以通过用数字 -1 代替所有“1”并用数字 1 代替所有“0”使用多项式 $s(x)=x^7+x^4+1$ 来产生前同步信号序列 p ，其中该多项式的初始状态均为 1。

由于前同步信号序列和 IFFT 参数在正常情况下是已知的，因此

不需要在接收器中执行 IFFT。例如，可以在接收器中预先计算适当的时域前同步信号序列，并且将其存储在查询表中。

信号和干扰检测器的操作可以通过考虑信号(R+I)来理解，其中，R 是公知基准符号，并且 I 是干扰作用。假定基准信号与干扰的互相关低，则(R+I)与 R 的相关与 R^2 成正比，也就是，结果是有用信号强度的测量。当 R^* 与 R 的互相关通过定义为零时，(R+I)与 R^* 的互相关等于 R^* 与 I 的互相关，其中， R^* 是大致正交于 R 的信号。 R^* 与 I 的互相关是干扰强度测量。因此来自信号和干扰强度检测器 804 的输出可以用来计算某种形式的信号干扰比，然后，它可以由阵元选择控制器 816 用来选择接收干扰与有用信号之比最小的信号的一个或多个天线阵元。

采用数学术语，两个正交序列的相关可以称作零值相关，

$$\sum_{i=1}^N a_i * b_i = 0;$$

(方程 1)

其中， a_i 是第一相关序列，并且 b_i 是第二相关序列(长度均为 N)。当第二相关序列与噪声或同道或多径干扰相关时，结果不为零。序列 a_i 插入到数据帧中，例如在前同步信号中。格式化零值相关序列的一种方法是根据一对高度相关的序列。高度相关序列具有如下特性：

$$R_{xx}(n) = \begin{cases} 1, & n = 0 \\ 0, & n = \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4 \dots \end{cases}$$

(方程 2)

通过组合这种类型的一对序列，可以定义零值相关序列。总接收信号能量可以通过计算接收功率来得到，并且无用干扰能量电平的一种测量用零值相关信号的峰值电平表示。

图 10 示出接收信号选择器 1000 的第一可选实施例，其中，与图 8 的接收信号选择器 800 类似的特性用相同的标号表示。

在图 10 中，阵元选择控制器 816 控制选择器 1002 选择两个或多个接收信号，最好是信号干扰比最大的那些信号，但是可选地也可以是干扰最小的那些信号。然后，在合并器 1004 中使用适当的分集方法如最大比合并(MRC)来合并所选信号。可选地，用于合并的信号可以根据信号质量测量如信号强度、干扰电平或者最好是信号干扰比来进行加权。来自合并器 1004 的合并输出 1006 代替图 8 的选择器 800 中的输出 810。

合并器例如根据它们的所确定信号强度或信号干扰比形成来自两个或多个天线阵元的信号的加权合并。所施加的权重包括各合并信号的幅度和相位值，并且对于 MRC，选择它们以相干合并来自天线阵元的信号。在 MRC 中，权重可以根据相关天线阵元的信道响应的复共轭来确定。

本领域的技术人员应该认识，可以采用任何传统分集合并方法。可选地，合并器 1004 可以实现自适应波束形成算法如 SMI(样本矩阵求逆)，但是这较复杂。权重的估计可以例如使用导频信号来获得。

在图 10 的实施例中，所选的两个或多个接收信号由两个或多个对应天线阵元接收，但是在下一步描述的一个可选方案中，作为代替，可以从波束形成器的输出选择这些信号。

图 11 示出接收信号选择器 1100 的另一可选实施例，同样，与图 8 的接收信号选择器 800 类似的特性用相同的标号表示。在图 11 的实施例中，有向天线阵元 802a、b、c 用方向较少或全向阵元替代，并且使用波束形成器 1102 来提供方向性。效果类似于扇区化天线，但是提供较大灵活性。扇区化天线的物理配置特别是阵元所指向的方向在安装的时候固定。作为对比，使用具有两个或多个天线阵元的波束形成方法，允许形成灵活的带有向波瓣的波束模式。

波束形成器 1102 与仅带单输出的自适应波束形成器的不同之处在于该波束形成器具有多个输出，最好是对于波束形成器所连接的每个天线阵元均对应一个输出，在所示实施例中，三个输出分别对应于三个天线阵元。各输出由输入信号的合并形成，并且其特征在于有向

响应。因此，在所示实施例中，为天线系统提供三个不同方向的响应。应该认识，不是来自波束形成器的所有输出都需要使用，并且更一般地，来自波束形成器的输出数可以大于(或小于)天线阵元数。

适当的波束形成方法包括模拟波束形成方法如巴特勒矩阵方法和等效数字波束形成方法如傅立叶变换方法，其中一些在前面已提及过。这些和其他方法在 J. E. Hudson, “Adaptive Array Principles(自适应阵列原理)”, Peter Peregrinus Limited, 1981 中有更详细的描述，在此将其引作参考。

多波束波束形成网络有时称作波束形成矩阵，并且巴特勒矩阵是一个公知的简单例子。巴特勒矩阵包括链接多个输入端口到多个输出端口的级联混合连接器和移相器的矩阵。各输出端口耦合到所有输入端口，各输出包括来自已施加一组相位偏移从而确定波束方向的输入端口的信号的合并。一般而言，虽然波束可以重叠，但是它们是相互正交的。波束形成网络如巴特勒矩阵型网络可以作为通用件从一定范围的供应商获得。

采用数学术语，形成 M 个波束的波束形成网络的特征在于 M 行矩阵 T ，其中，输出信号向量 $y(t)$ 通过 $y(t)=T.u(t)$ 与输入信号向量 $u(t)$ 有关。 T 的每列包括权重向量 W ，并且在波束形成网络具有例如对应于 M 个天线阵元的 M 个输入的情况下， T 为由 $T=[w_0, w_1, w_2, \dots, w_{M-1}]$ 给出的 $M \times M$ 矩阵。如果权重向量 w 是正交的，则波束也是如此。

在多波束波束形成网络如巴特勒矩阵中，波束方向可以例如通过可变相移器改变相位偏移来改变。在本发明的实施例中，以与可以选择扇区化天线阵元类似的方式，可以根据接收信号质量选择(或引导)波束，从而例如最大化信号干扰比或者最小化干扰。

本发明实施例是关于接收器来描述的，但是本发明也可以在发射器或收发器中采用。在发射器或收发器中，可以根据与接收相同的标准选择一个或多个信号发射天线阵元。例如，在上行(从移动终端到基站)和下行通道(从基站到移动终端)特性是互易的情况下，如果接收

信号干扰比表示特定天线阵元应用于接收，则该相同阵元也可以用于发射。在例如在时分双工(TDD)系统中以相同频率进行发射和接收的情况下尤其如此。在发现提供最优接收信号的方向上发射将由于互易性而往往还有助于减轻干扰效应。

毫无疑问，技术人员可以采用多种有效可选方案，并且本发明不限于所述实施例，而包括所附权利要求的精神和范围内的各种修改。

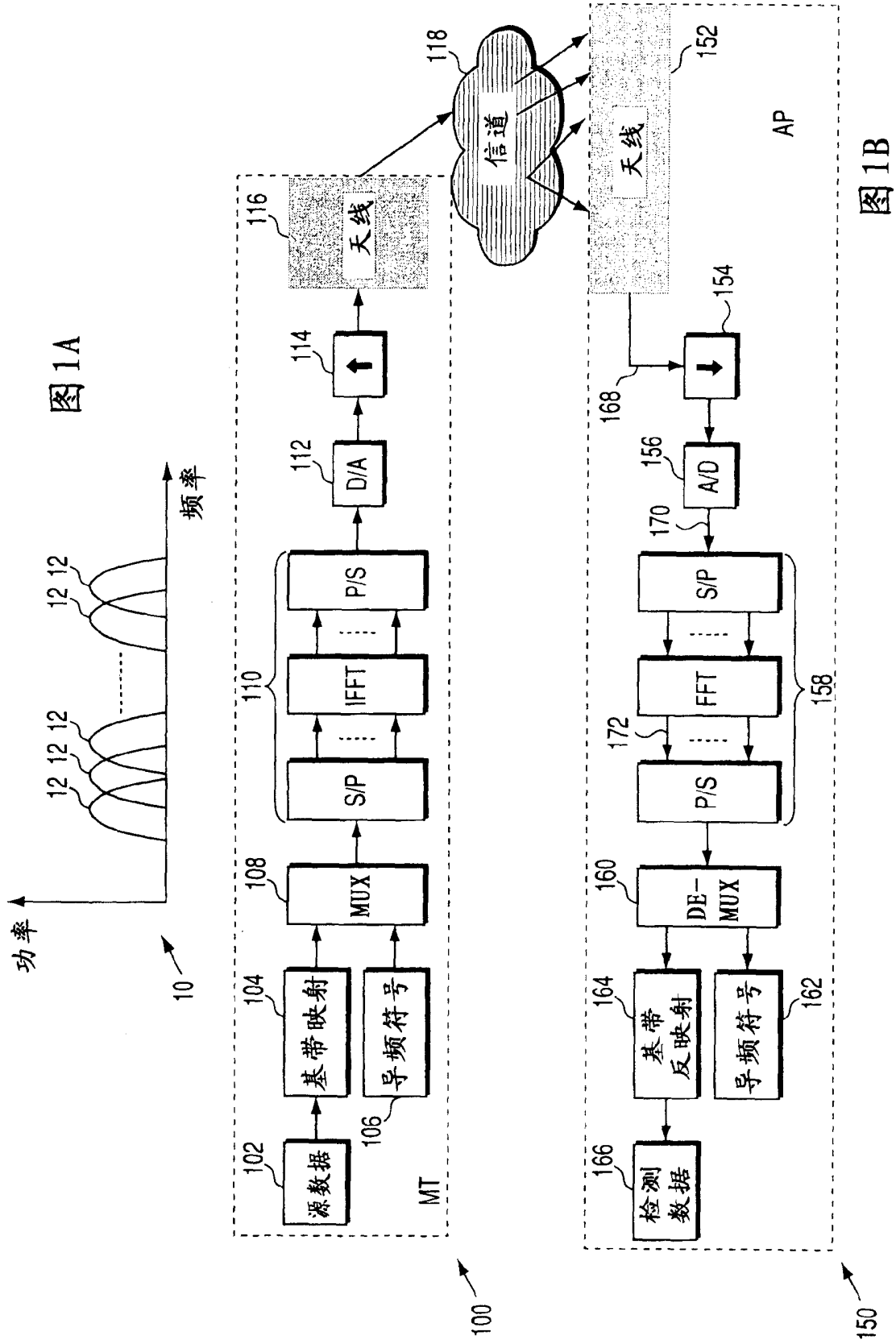


图 2A

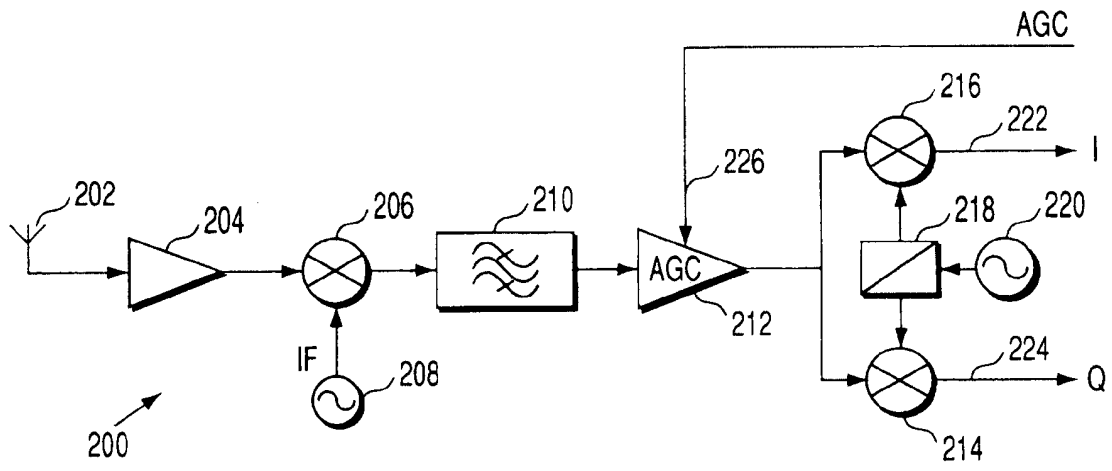


图 2B

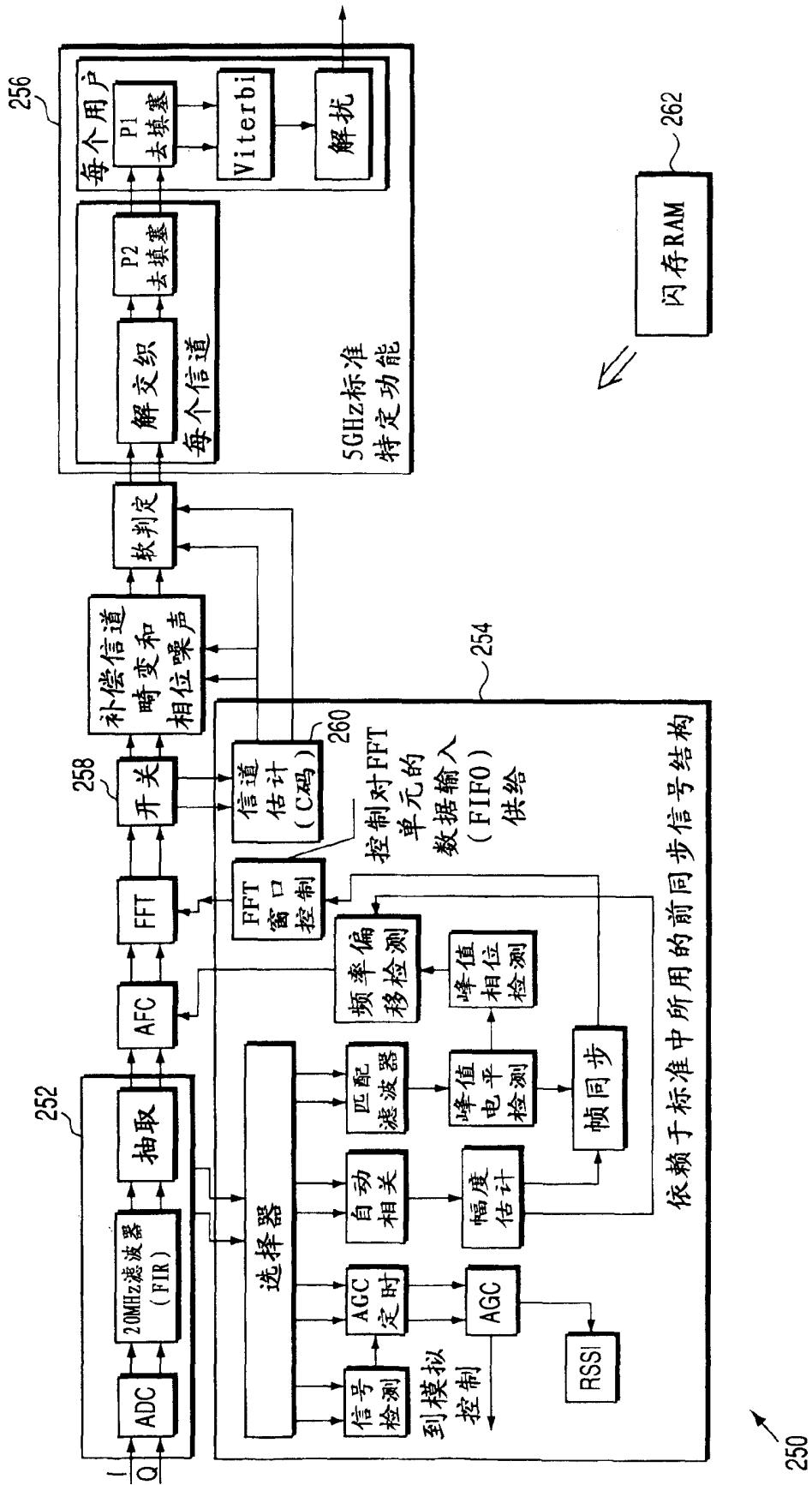


图 3

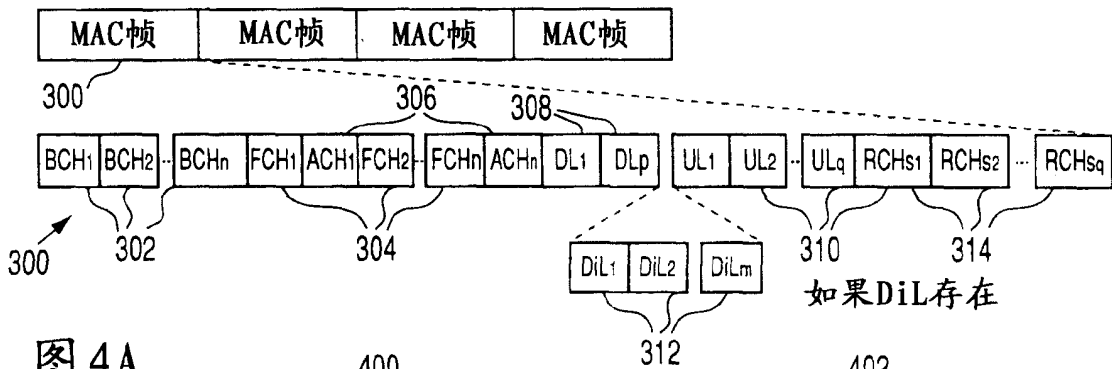


图 4A

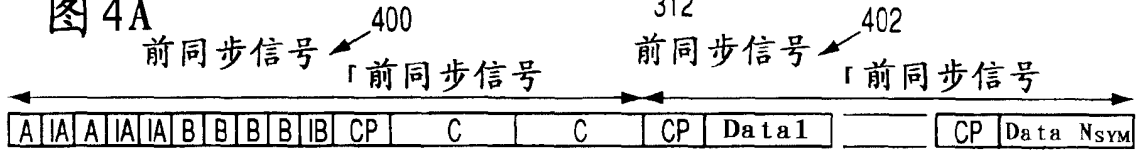


图 4B

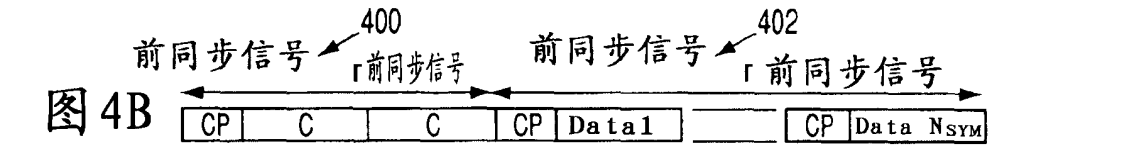


图 4C

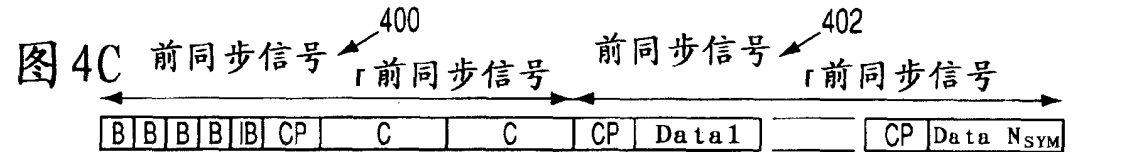


图 4D

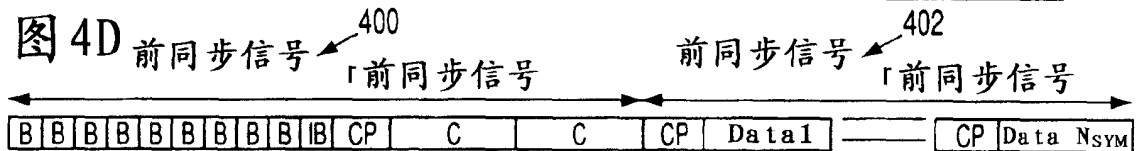


图 4E

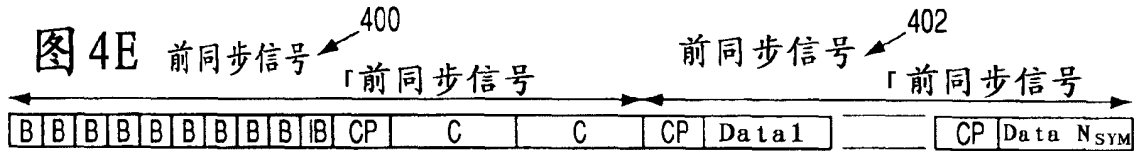


图 5

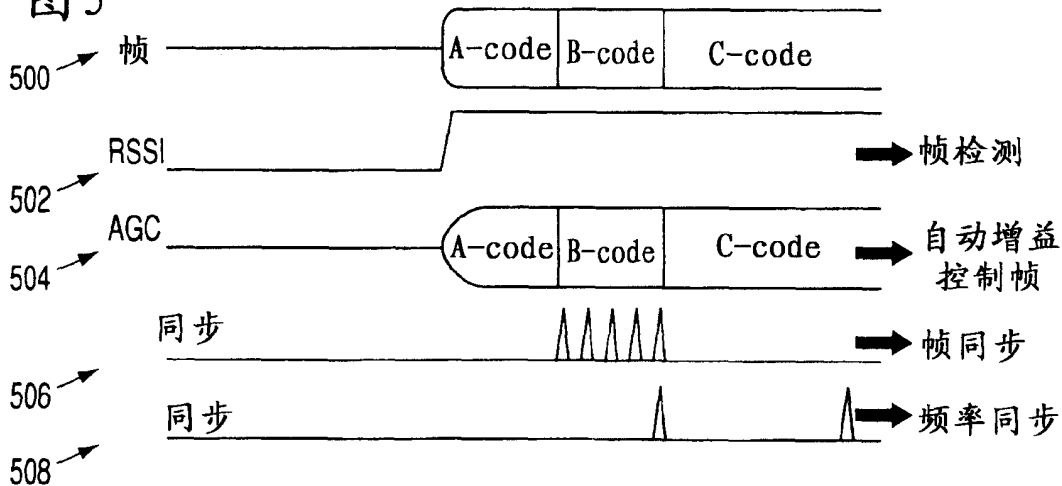


图6

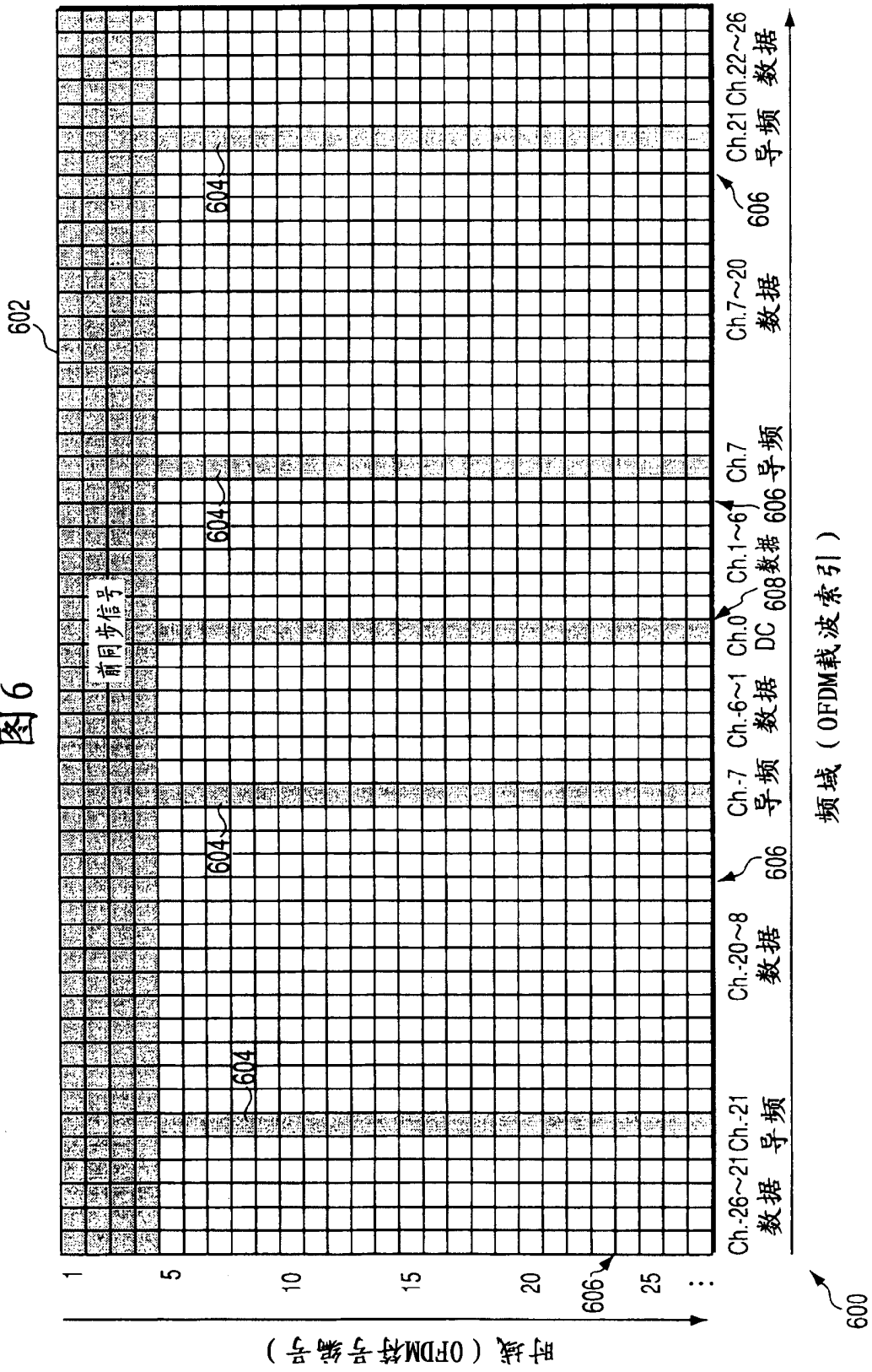


图7

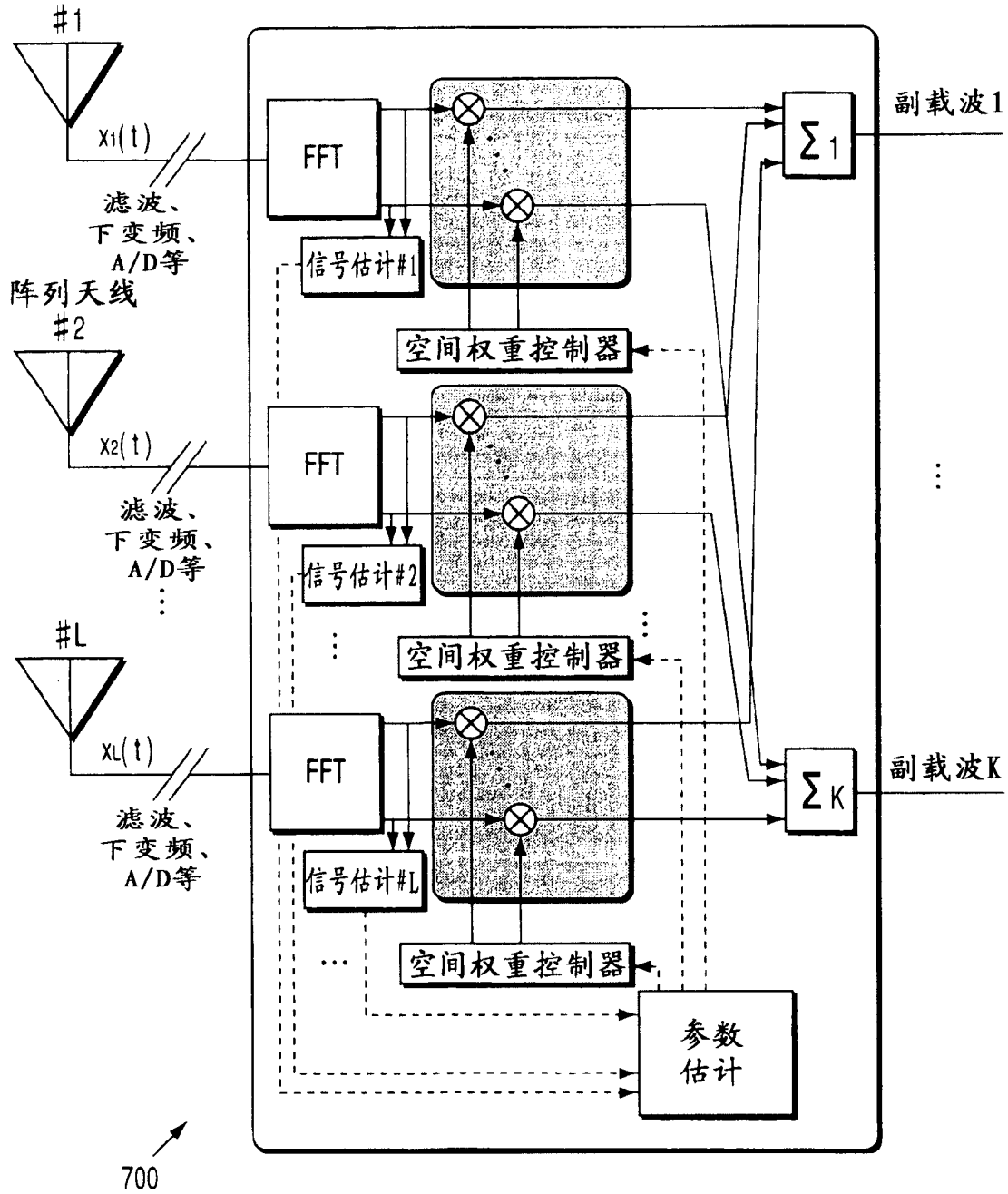


图 8

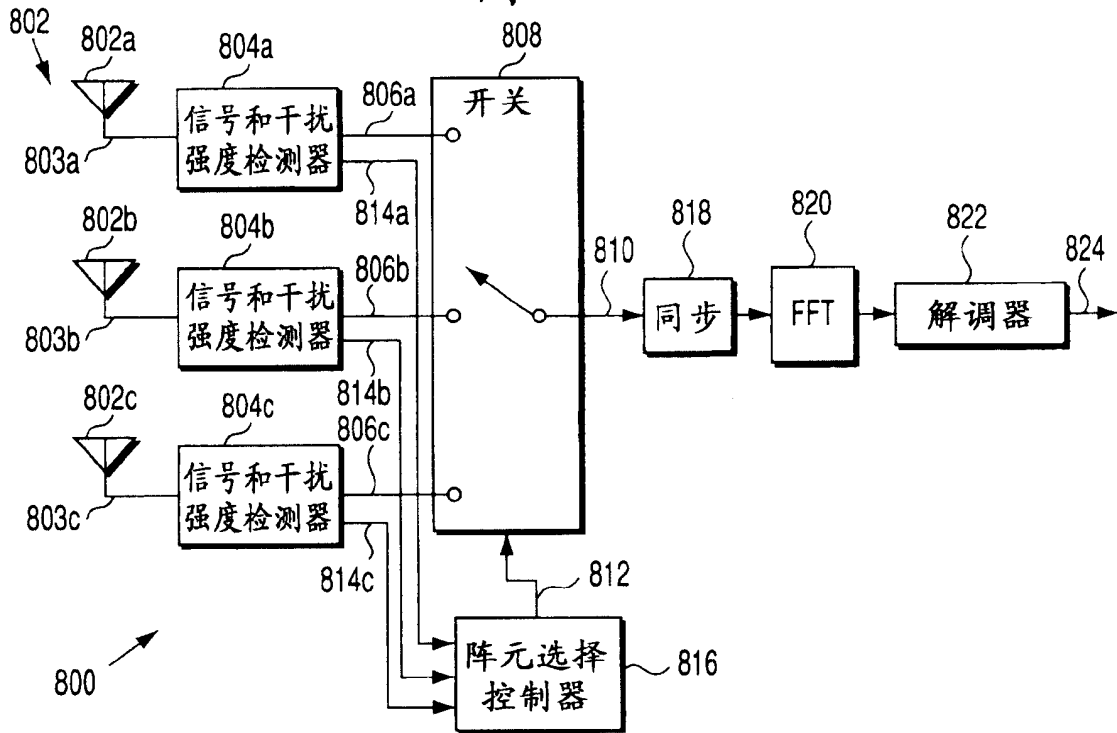


图 9A

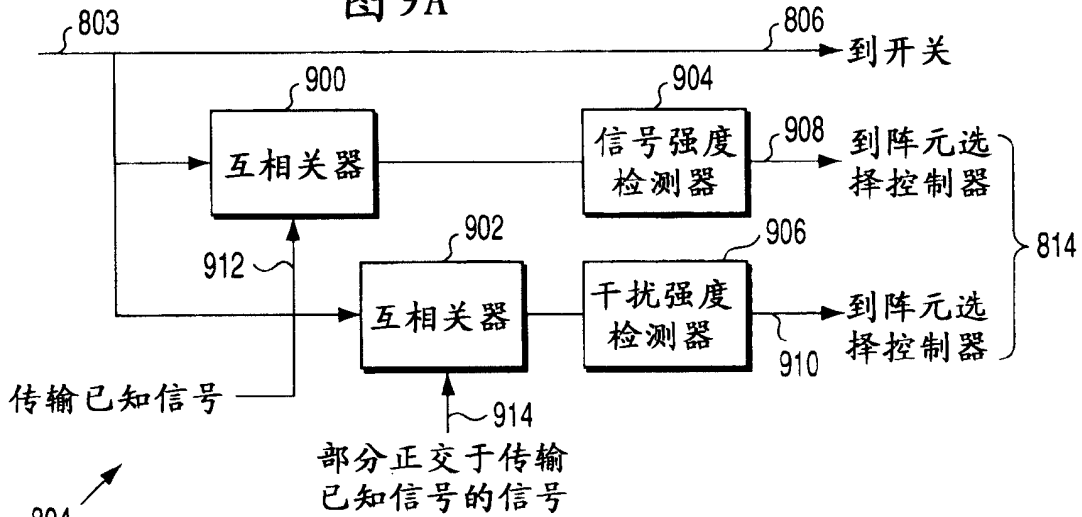


图 9B

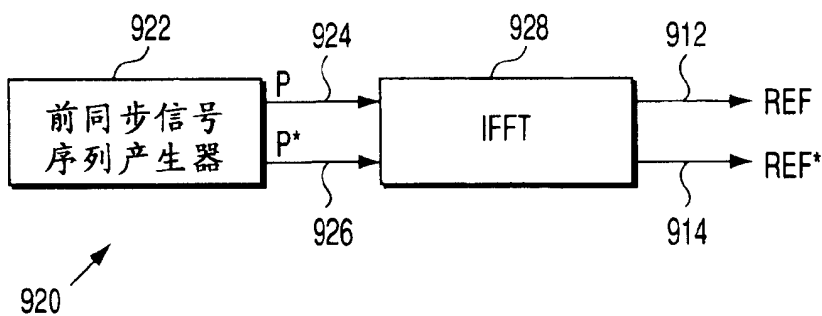


图 10

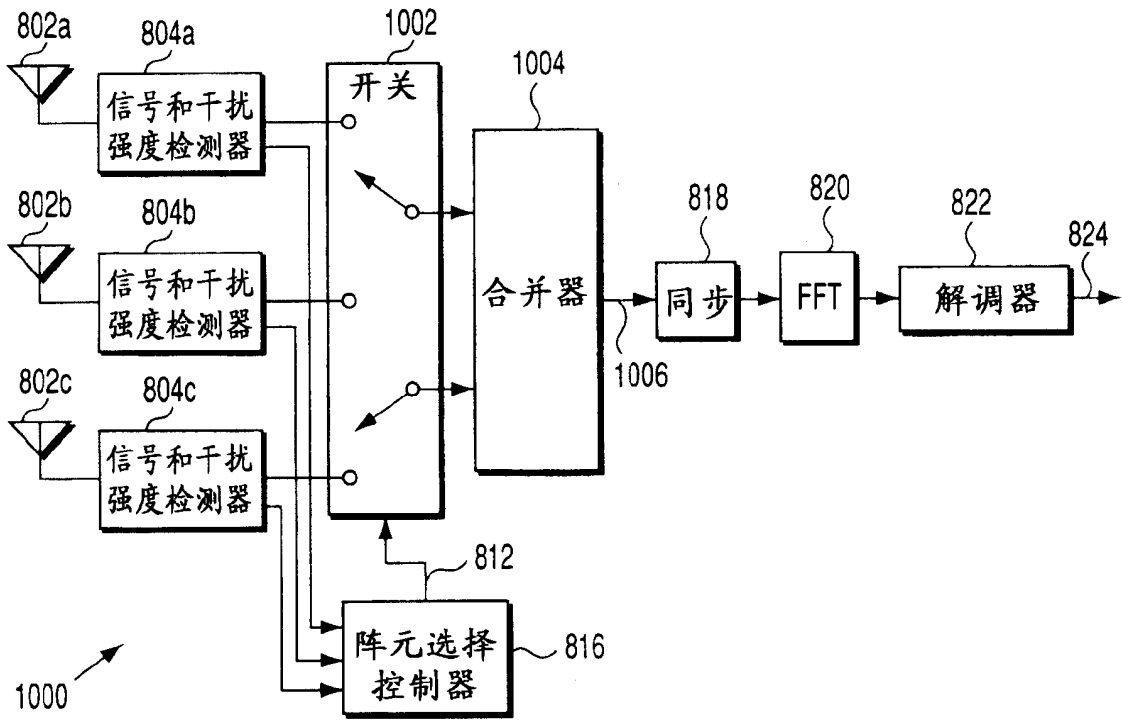


图 11

