



(12) 发明专利

(10) 授权公告号 CN 101297501 B

(45) 授权公告日 2015.07.01

(21) 申请号 200680039014.8

H04B 7/08(2006.01)

(22) 申请日 2006.10.05

(56) 对比文件

(30) 优先权数据

WO 2005067338 A1, 2005.07.21,

11/254, 172 2005.10.19 US

审查员 奇琳

(85) PCT国际申请进入国家阶段日

2008.04.18

(86) PCT国际申请的申请数据

PCT/SE2006/050379 2006.10.05

(87) PCT国际申请的公布数据

WO2007/046758 EN 2007.04.26

(73) 专利权人 无线星球有限责任公司

地址 美国内华达州

(72) 发明人 S·格兰特 郑荣富 王怡彬

K·默尔纳 L·克拉斯尼

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司 72001

代理人 王洪斌 陈景峻

(51) Int. Cl.

H04B 7/06(2006.01)

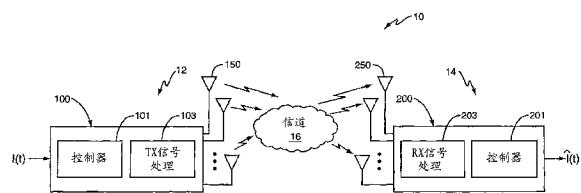
权利要求书3页 说明书9页 附图7页

(54) 发明名称

用于MIMO系统的网络控制反馈的方法和装置

(57) 摘要

在选择性MIMO系统中，移动台提供针对一个或多个可能的传输模式的信道质量反馈。不论信道条件如何，移动台都提供针对第一模式的信道质量反馈，并且根据当前信道条件确定是否提供针对一个或多个附加模式的反馈。



1. 一种通过移动通信网络中的接收站来实现的、控制上行链路信道上的反馈负载的方法,所述方法包括:

向多天线传送站提供针对第一下行链路传输模式的信道质量反馈,所述第一下行链路传输模式与第一天线配置相对应;

产生性能度量;并且

如果所述性能度量超过从所述多天线传送站传送的反馈阈值,则向所述传送站提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈,

其中所述下行链路传输模式是指所述多天线传送站的将被用于将信息传送到所述接收站的传送天线或流的数量,

其中所述性能度量指示所述第一下行链路传输模式中的预期性能,以及

其中向所述传送站提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈包括:

计算针对一个或多个附加下行链路传输模式的预期速率增加;以及

提供针对预期速率增加超过速率增量阈值的每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈。

2. 如权利要求 1 所述的方法,其中如果满足所述性能度量,则发送针对每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈。

3. 如权利要求 1 所述的方法,其中如果满足所述性能度量,则发送针对每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈,直到指定的最大模式。

4. 如权利要求 1 所述的方法,其中产生性能度量包括:产生所述附加下行链路传输模式中的一个或多个的性能度量,并且其中,提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈包括提供针对相应性能度量满足所述阈值的每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈。

5. 如权利要求 1 所述的方法,其中产生性能度量包括:产生所述附加下行链路传输模式中的一个或多个的性能度量,并且其中,提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈包括提供针对相应性能度量满足所述阈值的每个附加下行链路传输模式的信道信息。

6. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述性能度量是信道质量度量或速率度量之一。

7. 如权利要求 6 所述的方法,其中所述性能度量包括信号与干扰加噪声比和信道质量指示之一。

8. 如权利要求 6 所述的方法,其中所述性能度量包括从第一模式到较高模式的预期速率增加。

9. 如权利要求 1 所述的方法,其中所述接收站包括多个连续干扰消除级,并且其中,当接收站被配置用于第一下行链路传输模式时,所述性能度量包括所述接收站的第一级的信号与干扰加噪声比。

10. 一种移动通信网络中的接收站,包括:

用于接收来自多天线传送站的信号的接收器;

用于将信号传送到所述多天线传送站的传送器;以及

控制器,被可操作地连接到所述接收器和所述传送器,用于控制所述接收器和所述传

送器,所述控制器可操作来:

向所述多天线传送站提供针对第一下行链路传输模式的信道质量反馈,所述第一下行链路传输模式与第一天线配置相对应;

产生性能度量;以及

如果所述性能度量超过从所述多天线传送站传送的反馈阈值,则向所述多天线传送站提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈,

其中所述下行链路传输模式是指所述多天线传送站的将被用于将信息传送到所述接收站的传送天线或流的数量,

其中所述性能度量指示所述第一下行链路传输模式中的预期性能,以及

其中所述控制器计算针对一个或多个附加下行链路传输模式的预期速率增加,并且如果满足反馈阈值,则提供针对预期速率增加超过速率增量阈值的每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈。

11. 如权利要求 10 所述的接收站,其中如果满足所述性能度量,则控制器提供针对每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈。

12. 如权利要求 10 所述的接收站,其中如果满足所述性能度量,则控制器提供针对每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈,直到指定的最大模式。

13. 如权利要求 10 所述的接收站,其中产生性能度量包括产生所述附加下行链路传输模式中的一个或多个的性能度量,并且其中,提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈包括提供针对相应性能度量满足所述阈值的每个附加下行链路传输模式的信道质量反馈。

14. 如权利要求 10 所述的接收站,其中产生性能度量包括产生所述附加下行链路传输模式中的一个或多个的性能度量,并且其中,提供针对一个或多个附加下行链路传输模式的信道质量反馈包括提供针对相应性能度量满足所述阈值的每个附加下行链路传输模式的信道信息。

15. 如权利要求 10 所述的接收站,其中所述性能度量是信道质量度量或速率度量之一。

16. 如权利要求 15 所述的接收站,其中所述性能度量包括信号与干扰加噪声比和信道质量指示之一。

17. 如权利要求 15 所述的接收站,其中所述性能度量包括从第一模式到较高模式的预期速率增加。

18. 如权利要求 10 所述的接收站,其中所述接收站包括多个连续干扰消除级,并且其中,所述性能度量包括所述接收站的第一级的信号与干扰加噪声比。

19. 一种移动通信网络中的基站,包括:

控制器,被配置成根据与一个或多个远程站的下行链路信道相关联的条件来产生反馈阈值;以及

传送器,被配置成向所述远程站中的一个或多个传送所述反馈阈值,以控制在所述基站处从所述远程站接收到的信道质量反馈的量,

其中所述传送器被进一步配置成传送速率增量阈值到所述远程站中的一个或多个,以控制从所述远程站接收到的信道质量反馈的量。

20. 如权利要求 19 所述的基站,其中所述控制器根据移动通信网络的系统容量和资源利用率中的至少一个来产生反馈阈值。

21. 如权利要求 19 所述的基站,其中所述传送器被进一步配置成传送最大模式指示器到所述远程站中的一个或多个,以控制从所述远程站接收到的信道质量反馈的量。

22. 一种用于在移动通信网络中控制在基站处从一个或多个远程站接收到的信道质量反馈的量的方法,所述方法包括 :

根据与基站和一个或多个远程站之间的下行链路信道相关联的条件,产生反馈阈值;

将所述反馈阈值从所述基站传送到所述远程站中的一个或多个,以控制在所述基站处从所述远程站接收到的信道质量反馈的量;以及

传送速率增量阈值到所述远程站中的一个或多个,以控制从所述远程站接收到的信道质量反馈的量。

23. 如权利要求 22 所述的方法,其中产生所述反馈阈值包括:根据移动通信网络的系统容量和资源利用率中的至少一个来产生所述反馈阈值。

24. 如权利要求 22 所述的方法,进一步包括传送最大模式指示器到所述远程站中的一个或多个,以控制从所述远程站接收到的信道质量反馈的量。

用于 MIMO 系统的网络控制反馈的方法和装置

[0001] 发明背景

[0002] 本发明涉及多输入多输出 (MIMO) 通信系统, 更具体地, 涉及用于限制 MIMO 系统中的反馈的方法和设备。

[0003] 近年来, 存在着对用于增强 WCDMA 系统中的高速下行链路分组 (HSDPA) 信道中数据速率的多输入多输出 (MIMO) 系统的极大兴趣。MIMO 系统在传送器 (transmitter) 和接收器处使用多个天线来传送 (transmit) 和接收信息。接收器能够利用接收器处信号的空间维度 (spatial dimension), 在不增加带宽的情况下实现较高的频谱效率和较高的数据速率。一种受到很大关注的 MIMO 体系结构是每天线速率控制 (Per Antenna Rate Control PARC) 体系结构。在 PARC 系统中, 待传送的信息被分成多个流。每个流都被独立地编码和调制, 然后被从相应的传送天线 (transmit antenna) 传送出去。编码率取决于信号与干扰加噪声比 (SINR)。在接收器处, 使用连续干扰消除 (Successive Interference Cancellation SIC) 来对每个流进行连续解码。

[0004] 在传统的 PARC 系统中, 传送天线的数量是固定的, 且所有传送天线始终被用于将数据传送到移动台。然而, 对于所有可能的操作条件, 没有一种天线配置是最优的。可能存在这样的环境 : 其中使用少于全部传送天线是更为有利的。例如, 当通信信道的信噪比较低时, 当通信信道高度色散 (dispersive) 时, 当天线间存在较大相关性时, 或当接收器与传送器相比具有较少的天线时, 就可能希望使用少于全部传送天线。同样, 用户的数量和混合也可能影响天线选择。一般而言, 根据通信信道条件、用户混合、和 / 或接收器配置来为特定传输模式选择性地选取传送天线, 能够改进性能。在此将该过程称为天线选择。

[0005] 对于 WCDMA 系统中的 HSPDA 信道, 优选的是由基站控制天线选择, 这是因为基站知道在调度 (schedule) 时所使用的资源分配。此外, 只有基站知道每个用户的排队数据, 这也会影响天线选择。然而, 在基站执行天线选择, 需要将信道条件从移动台反馈到基站, 其中信道反馈的量与用户的数量成比例。当存在大量用户时, 反馈的量可能会过多并且对其他上行链路信道的质量和可靠性造成不利影响。因此, 所期望的是在 不牺牲性能的情况下尽可能地最小化反馈的量。

发明内容

[0006] 本发明提供了一种用于在移动通信网络中控制信道质量反馈量的方法和设备, 所述移动通信网络包括但不限于使用天线选择的 MIMO 系统。传送站 (通常是基站) 确定传输模式, 即被传送的信息流的数量, 而接收站 (通常是移动台) 为每个模式确定天线选择。接收站向传送站提供信道质量反馈, 以使得基站处的调度器能够对一个或多个接收站进行调度。

[0007] 在基站实现反馈控制机制, 以控制反馈负载。对于第一传输模式, 不论信道条件如何, 移动台都发送信道质量反馈。对于较高阶模式, 信道质量反馈依赖于当前信道条件。根据本发明的信道反馈控制可以通过使用阈值来实现, 所述阈值能够通过基站来修改以便控制反馈负载。可以通过被所有移动台监控 (monitor) 的广播信道将所述阈值传送到移动

台。对于较高阶传输模式,根据从基站接收到的阈值,移动台确定是否向基站发送信道质量反馈。

[0008] 附图描述

[0009] 图 1 图示了多输入多输出 (MIMO) 通信系统。

[0010] 图 2 图示了第一示例性实施例中的 MIMO 通信系统的传送器。

[0011] 图 3 图示了第一示例性实施例中的 MIMO 通信系统的接收器。

[0012] 图 4 图示了接收器的示例性解扩电路 (despreadng circuit)。

[0013] 图 5 图示了接收器的示例性信号解码电路。

[0014] 图 6 图示了第二示例性实施例中的 MIMO 通信系统的传送器。

[0015] 图 7 图示了第三示例性实施例中的 MIMO 通信系统的传送器。

具体实施方式

[0016] 图 1 图示了包括第一站 12 和第二站 14 的多输入 / 多输出 (MIMO) 无线通信系统 10。第一站 12 包括用于通过通信信道 16 向第二站 14 传送信号的传送器 100, 而第二站包括用于接收由第一站 12 传送的信号的接收器 200。本领域技术人员将会意识到, 第一站 12 和第二站 14 均可以包括传送器 100 和接收器 200 这二者以用于进行双向通信。在一个示例性实施例中, 第一站 12 是无线通信网络中的基站, 而第二站 14 是移动台。本发明对于在 WCDMA 系统中的高速下行链路分组接入 (HSPDA) 信道上将数据从基站 12 传送到移动台 14 尤其有用。

[0017] 二进制数据流形式的信息信号 $I(t)$ 被输入到位于第一站 12 的传送器 100。传送器包括控制器 101 和传送信号处理电路 103。控制器 101 控制传送器 100 的操作, 并且调度移动台 14 以在共享下行链路信道上接收数据。传送信号处理电路 103 执行误差编码, 将输入比特映射到复调制符号, 并且针对每个传送天线 150 而产生传送信号, 其可能是独立的、部分冗余的或完全冗余的。在上变频变换、滤波和放大之后, 传送器 100 将所述传送信号从各个传送天线 150 经通信信道 16 传送到移动台 14。在此处所描述的示例性实施例中, 把可用的传送功率在所有活动的传送天线 150 之间均匀分配。

[0018] 第二站 14 处的接收器 200 对在每个天线 250 处接收到的信号进行解调和解码。接收器 200 包括用于控制接收器 200 的操作的控制器 201 和接收信号处理电路 203。接收信号处理电路 203 对从第一站 12 传送的信号进行解调和解码。在没有误比特 (bit error) 的情况下, 来自接收器 200 的输出信号将会与传送器 100 处的原始信息信号输入 $I(t)$ 相同。接收器 200 例如可以包括连续干扰消除 (SIC) 接收器, 其对包含在复合信号内的多个信号进行连续解码。由于从不同天线 150 并行传送多个数据流, 所以在不增加带宽需求的情况下, 随着每对天线 150、250 被添加到系统, 吞吐率 (throughput) 呈线性增加。由于 MIMO 系统实现高频谱效率, 并因此实现高数据速率的潜力, 它们已成为世界范围内用于无线通信网络的广泛研究活动的主题。

[0019] 图 2 图示了基于每天线速率控制 (PARC) 体系结构的 MIMO 系统的示例性传送器 100。PARC 是在无线通信系统使用的、用以增加系统容量的多流 (multiple stream) 传送技术。传送器 100 包括多路分解器 (demultiplexer) 102、用于每个比特流的编码和调制电路 104 以及多个天线 150, 所述多路分解器 102 将原始信息比特流 I 分成 M 个比特流

$\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ 。用于每个比特流 $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ 的编码和调制电路 104 包括用于对比特流 $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ 进行编码的编码器 106、用于进一步将比特流 $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ 分成子流的多个多路分解器 108，用于将每个子流映射到信号星座图 (signalling constellation) 上的点的多个符号映射器 110、用于将所选择的扩展码 (spreading code) 应用到每个子流的多个信号扩展器 (spreader) 112、以及用于对子流进行重组以产生用于传输的传送信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ 的组合器 114。传送信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ 可以通过组合器 116 而被进一步与一个或多个被同时传送的其他信号 $u_m(t)$ 组合，所述一个或多个被同时传送的其他信号 $u_m(t)$ 包括多个专用信道和控制信道，以及公共导频信道。用于每个比特流 $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ 的编码器 106 以不同的速率对原始信息比特进行编码。所述速率取决于来自接收器 200 的信道质量指示器 (CQI) 反馈。然后，每个编码器 106 的编码信号输出被多路分解器 108 分成 K 个子流。每个子流都通过 K 个符号映射器 110 之一而被映射成符号，并且通过信号扩展器 112 使用 K 个扩展码之一进行扩展。所述 K 个扩展码可以针对不同调制电路 104 而被重用。组合器 114 对来自每个信号扩展器 112 的 K 个扩展信号进行重组。在图 2 所示的 PARC 方法中，编码信号的数量和传送天线 150 的数量是相同的。然而，所使用的传送天线 150 的数量可以因调度间隔的不同而有所不同。此外，所使用的传送天线 150 的子集能够通过使用天线选择而被优化。

[0020] 图 3 图示了 MIMO 系统 10 的示例性 SIC 接收器 200。SIC 接收器 200 包括解扩电路 205 和多个解码级 210。解扩电路 205 对从每个接收天线 250 接收到的复合信号进行解扩。图 4 示出的解扩单元 205 可以被用作 SIC 接收器 200 中的解扩电路 205。在每个天线 250 处接收到的复合信号包括从 M 个传送天线 150 传送的 M 个所关心的信号。每个解码级 210 对从各个传送天线 150 传送的所关心的一个信号进行解码。解码顺序的选择是由基站发信号通知的，或者是根据移动台的最新反馈而预先确定的。多路复用器 (multiplexer) 246 对从每个信号解码级 210 输出的已解码信号进行组合，以产生原始串行信息流 I(t) 的估计 $\hat{I}(t)$ 。

[0021] 从解扩电路 205 输出的解扩信号被输入到第一信号解码级 210。用于每个连续信号解码级 210 的输入是由之前的信号解码级 210 来提供的。每个信号解码级都包括解码电路 220 和干扰消除电路 240。解码电路 220 对所关心的信号之一进行解码。因此，信号解码级 210 的数量等于所使用的传送天线 150 的数量。除最后的解码级 210 以外，每个解码级 210 的干扰消除电路 240 都从该信号解码级 210 的输入信号中消除已解码信号，以便为下一信号解码级 210 产生输入信号。因此，已解码信号在每个信号解码级 210 中被连续地消除，直到到达最后一个信号解码级 210 时仅剩下最后一个所关心的信号。前 M-1 级的输入信号将是复合信号，而最后一个解码级 210 的输入信号包含单个所关心的信号，该信号可能受到残留干扰的破坏，所述残留干扰可归因于没有被先前的干扰消除完全去除的、先前检测到的所关心信号。

[0022] 图 4 图示了用于接收器 200 的示例性解扩电路 205。解扩电路 205 包括多个相关器库 (bank) 212 和多个采样单元 216。每个相关器库 212 都包括多个也被称为 RAKE 耙指 (finger) 的相关器 214，其被调谐到 K 个扩展码之一并跨越多个接收天线 250。耙指布置 (placement) 处理器 218 以与传统单天线 GRAKE 接收器相同的方式来选择包括每个相关器

库 212 的 RAKE 耙指的耙指延迟。例如, 耙指布置处理器 218 可以对 RAKE 耙指进行布置, 以便最大化 GRAKE 组合电路 222 输出处的信号与干扰加噪声比 (SINR)。然后, 通过采样单元 216 以符号间隔对 RAKE 耙指输出进行采样, 以便在每个第 i 符号间隔产生多个由 $y_{mk}(i)$ 表示的解扩向量。下标 k 指示码道 (code channel), 而下标 m 指示 SIC 接收器的第 m 级。对于第一级 ($m = 1$), 解扩向量 $y_{mk}(i)$ 表示在第 K 码道上从 M 个传送天线 150 传送的 M 个编码信号的复合。

[0023] 图 5 图示了第 m 级的示例性解码电路 220。在下文中, 可以理解的是第 m 级是与传送器 100 所使用的特定天线子集选择的第 m 个传送天线 150 相关联的。示例性解码电路 220 使用 GRAKE 组合 (其考虑了码损 (code impairment) 相关性和可能的码互相关), 但也可以使用传统的 RAKE 组合。解码电路 220 包括 K 个 GRAKE 组合器 222、 K 个软值 (soft value) 发生器 224、并行 - 串行转换器 226 以及解码器 228, 所述 K 个 GRAKE 组合器 222 中的每一个与第 m 个天线相匹配。对于 K 个码道中的每一个, 都存在着一个 GRAKE 组合器 222 和一个软值发生器 224。每个 GRAKE 组合器 222 使用组合权向量 $w_{mk}(i)$ 对解扩向量 $y_{mk}(i)$ 进行组合, 以产生 GRAKE 输出信号 $z_{mk}(i)$, 其对应于数据子流之一。每个软值发生器 224 产生与编码比特相对应的软值流 $d_{mk}(t)$ 。

[0024] 组合权向量 $w_{mk}(i)$ 通过 RAKE 处理器 230 来计算。RAKE 处理器 230 包括信道估计器 232、缺损 (impairment) 相关性估计器 234、组合权计算器 236 和 SINR 计算器 238。信道估计器 232 产生用于缺损估计器 234 和组合权计算器 236 的信道估计。缺损相关性估计器 234 根据信道估计和扩展码来计算组合权计算器 236 所使用的缺损相关性。组合权计算器 236 根据由缺损相关性估计器 234 提供的缺损相关性和由信道估计器 232 提供的信道估计来确定组合权。用于第 m 个传送天线 150 和第 k 个多码的组合权向量 $w_{mk}(i)$ 由下式给出:

$$[0025] \quad w_{mk}(i) = R_{ym}^{-1}(k, i) h_{mk}(i). \quad (1)$$

[0026] 其中, $R_{ym}(k, i)$ 是第 m 级的缺损协方差矩阵, $h_{mk}(i)$ 是来自第 m 个传送天线 150 的信道的净响应 (net response) 向量。缺损协方差矩阵 $R_{ym}(k, i)$ 考虑了用于扩展数据子流 $d_{mk}(i)$ 的扩展码之间的互相关, 以减少由于码重用而引起的多接入干扰 (MAI) 和符号间干扰 (ISI)。在图 5 示出的实施例中, 由于连续干扰消除的缘故, 每个解码级 210 的缺损协方差矩阵 $R_{ym}(k, i)$ 是不同的。每个传送天线 150 的净响应向量 $h_{mk}(i)$ 也会不同, 从而使得每个传送天线 150 的 RAKE 组合权不同。如下文所描述的, SINR 计算器 238 根据缺损协方差矩阵 $R_{ym}(k, i)$ 和净响应向量 $h_{mk}(i)$ 来估计一个或多个传输模式的 SINR。在以上描述中, 净响应、缺损协方差以及因此组合权都是所期望符号的扩展码的函数。还能够达到所期望符号的扩展码的平均值, 并且获得针对非特定码的净响应、缺损协方差以及组合权。

[0027] GRAKE 输出信号 $z_{mk}(i)$ 被提供至各个软值发生器 224。每个软值发生器 224 接收相应的 GRAKE 输出信号 $z_{mk}(i)$, 并产生软值 $d_{mk}(i)$ 。软值被输入到并行 - 串行转换器 226, 其将并行软值流转换成单个串行的软值流 $\dot{d}_m(t)$ 。复合软值流 $\dot{d}_m(t)$ 被输入到解码器 228, 以获得与从第 m 个传送天线 150 传送的所关心信号相对应的解码比特流 $\dot{b}_m(t)$ 。第二并行 - 串行转换器 246 起多路复用器的作用。并行 - 串行转换器 246 接收所有传送天线 150 的解码比特流 $\dot{b}_m(t)$, 并且输出原始信息流 $I(t)$ 的估计 $\dot{I}(t)$ 。

[0028] 在 MIMO 系统中, 使用所有可用的传送天线 150 来向移动台 14 进行传送并不总是

有益的。在某些环境中，使用少于全部传送天线 150 的传送天线来将数据传送到移动台 14 可能更好。可以通过选择性地改变传送天线的数量来实现某些改进。确定要使用的传送天线数量的过程在此被称为模式选择。在此所使用的术语传输模式指的是将被用于将信息传送到移动台 14 的传送天线 150 或流的数量。在 PARC 的情况下，传送天线 150 的数量和流之间是一对一的对应关系。在此传输模式被指定为模式 n，其中 n 是传送天线 150 的数量。这样，模式 2 指的是使用两个传送天线 150 的传输模式。对于采用使有少于所有可用的传送天线 150 的传输模式，应该选择传送天线的“最佳”子集来将数据传送到移动台 14。“最佳”的一种解释是最大化数据传送率的传送天线 150 的子集。确定要使用的 传送天线 150 的子集的过程被称为天线选择。具有选择性可变的传输模式的 MIMO 传输方案被称为选择性 MIMO。

[0029] 模式选择和天线选择可以由基站 12 处的控制器 101、移动台 14 处的控制器 201 来执行，或者被在基站控制器 101 和移动台控制器 201 之间分开来执行。如果模式选择和天线选择这二者都在基站控制器 101 处执行，则移动台控制器 201 将需要反馈所有可能模式的所有可能天线组合的 SINR。可替换地，移动台控制器 201 可以反馈信道质量指示 (CQI)，其本质上是通过将移动台 14 处的 SINR 映射到相应 CQI 值而获得的量化 SINR。反馈的量取决于被使用的传送天线 150 的数量。例如，如果传送天线 150 的数量等于 4，则移动台 14 将需要为 4 个模式 -1 天线组合中的每一个反馈 1 个 CQI，为 6 个模式 -2 的天线组合中的每一个反馈 2 个 CQI，为 4 个模式 -3 的天线组合中的每一个反馈 3 个 CQI，以及为单个模式 -4 组合反馈 4 个 CQI，从而产生总共 32 个 CQI 值。

[0030] 可以通过让移动台控制器 201 为每个可能模式选择天线 150 的最佳组合，并且让基站控制器 101 选择传输模式来减少反馈量。在这种情况下，移动台控制器 201 为每个传输模式确定使速率最大化的传送天线 150 的组合，并且为每个模式反馈所选择天线 150 的 SINR 或 CQI。继续四个传送天线 150 的例子，这种方法要求移动台控制器 201 为模式 1 反馈一个 CQI，为模式 2 反馈 2 个 CQI，为模式 3 反馈 3 个 CQI，以及为模式 4 反馈 4 个 CQI，总共 10 个 CQI。另外，移动台控制器 201 将需要反馈用于每个模式的天线选择。

[0031] 通过将每个较低阶模式的天线组合限制为较高阶模式的天线组合的子集，能够进一步减少反馈量。该约束在此被称为子集特性，并且在 2004 年 5 月 7 日提交的美国专利申请第 10/841911 号中描述，该申请被并入本文作为参考。继续四个传送天线 150 的例子，如果天线 3 被选择用于模式 1，则模式 2 组合必须包括天线 3。这样，可能的模式 2 组合包括 {1,3}，{2,3}，{4,3}。假设模式 2 的天线选择为 {1,3}。移动台控制器 201 被限制于考虑包括天线 1 和 3 的模式 3 天线组合，即 {2,1,3} 和 {4,1,3}。对于最高阶模式，移动台控制器 201 仅需要考虑一种天线组合。如果模式 3 的最佳天线组合是 {2,1,3}，则移动台 14 仅需要为模式 4 考虑一种天线组合，即 {4,2,1,3}。如果移动台控制器 201 反馈了用于模式 4 的天线选择，则基站 12 能够推断出低阶模式的天线选择。这样，仅需要反馈一个天线选择指示器到基站 12。由于将在后续讨论中变得明显的原因，天线选择还指示解码顺序。

[0032] 天线选择中子集特性的使用仅对性能有很小影响，但却使反馈的显著减少。下面的表 1 给出了在假定上述天线选择的情况下使用子集特性的時候的 SIC 接收器 200 中每一级的 SINR 的一般形式。

[0033] 表 1

[0034]

模式	天线选择	级			
		1	2	3	4
1	{3}	$\frac{S_3}{N}$			
2	{1,3}	$\frac{\frac{1}{2}S_1}{\frac{1}{2}S_3 + N}$	$\frac{\frac{1}{2}S_1}{N}$		
3	{2,1,3}	$\frac{\frac{1}{3}S_2}{\frac{1}{3}(S_1 + S_2) + N}$	$\frac{\frac{1}{3}S_2}{\frac{1}{3}S_3 + N}$	$\frac{\frac{1}{3}S_2}{N}$	
4	{4,2,1,3}	$\frac{\frac{1}{4}S_4}{\frac{1}{4}(S_2 + S_3 + S_4) + N}$	$\frac{\frac{1}{4}S_4}{\frac{1}{4}(S_1 + S_3) + N}$	$\frac{\frac{1}{4}S_4}{\frac{1}{4}S_3 + N}$	$\frac{\frac{1}{4}S_4}{N}$

[0035] 根据 $S_3 > S_1 > S_2 > S_4$ 的关系（其是子集特性的直接结果），能够很容易地看到模式 1 的 SINR 是最大的，并且如下文进一步所讨论的，当从最低模式到最高模式排序时，下行链路传输模式的第一级的 SINR 单调下降。对于模式 1，仅有单个数据子流被从传送器 12 传送到移动台 14。这样，SINR 由表示为 S_3 的、来自天线 3 的数据信号的功率除以噪声功率 N 来给出，即 S_3/N 。对于模式 2，两个数据子流被从传送器 12 传送到移动台 14。信号被以强度的逆序来解码。因此，在 SIC 接收器 200 的第一级中，来自天线 1 的信号被解码，继之以来自天线 3 的信号。在 SIC 接收器 200 的第一级中，来自天线 3 的信号对来自天线 1 的信号产生干扰。这样，对于模式 2，SIC 接收器 30 的第一级 210 中的 SINR 由下式给出：

$$[0036] \quad SINR_1 = \frac{\frac{1}{2}S_1}{\frac{1}{2}S_3 + N} \quad (2)$$

[0037] 在 SIC 接收器 200 的第二级 210 中，来自天线 3 的信号被解码；然而，来自天线 1 的信号已经被消除，并且不会产生干扰。因此，来自天线 3 的信号的 SINR 由下式给出：

$$[0038] \quad SINR_2 = \frac{\frac{1}{2}S_3}{N} \quad (3)$$

[0039] 在模式 2 中接收器 200 的第二级中的 SINR 与带比例因子 (scale factor) 的模式 1 中的第一级的 SINR 相同，应用所述比例因子是为了考虑到传送功率在模式 2 的两个传送天线 150 之间平均分配的事实。

[0040] 类似地，在模式 3 中三个流被从三个天线 150 传送，以及在模式 4 中四个流被四个天线 150 传送。按照类似的推理，能够看出，对于任意给定模式，除第一级 SINR 之外的所有 SINR 都与较低阶模式的第一级 SINR 相关。这种特性是强制天线选择遵循子集特性的直接结果。因此，移动台 14 仅需要反馈每个传输模式的第一级 SINR，加上用于指示解码顺序的天线选择指示器。接着，基站 12 仅通过按比例缩放 (scale) 第一级 SINR 就能够构建每个模式每级的 SINR，所述按比例缩放是考虑到功率在针对该模式所使用的天线数量范围内的平均分配而进行的。之后，基站 12 能够根据实际的资源分配来调整所构建的每一级的 SINR，并确定支持最大数据速率的传输模式。

[0041] 如果如以上所描述的那样使用子集特性，则反馈负载被减少到只有四个 SINR 或 CQI 和一个天线选择指示器。解码顺序是 M 个整数的排列 (permutation)，并且针对每个可能模式指示应该以什么顺序来对来自各个传送天线 150 的信号进行解码。因为有 $M!$ 种可

能的解码顺序,所以解码顺序的反馈需要 $\text{ceil}(\log_2(M!)) = 5$ 比特(对于 $M = 4$ 的情况)。

[0042] 通常,基站 12 处的调度器将会偏爱具有最佳信道条件的用户。因此,拥有有利信道条件的用户远比拥有不利条件的用户更有可能被调度。可能会出现例外,例如,在公平性准则被使用以确保所有用户都被服务的情况下。对来自不大可能被调度的用户的信道质量信息进行反馈益处不大。然而,如果用户要保持对调度的竞争,则可能需要来自处于不利条件的用户的信道质量反馈。在其他情形中,反馈信道质量信息的代价可能超过其益处,即使是对具有有利条件的用户而言也是如此。例如,如果较高阶传输模式的数据传送速率的预期增长可以被忽略,则较高阶传输模式的信道质量信息可能不是有益的。在这种情况下,在对性能没有任何可察觉的影响的情况下通过仅为较低阶传输模式反馈信息,可以实现反馈负载的极大减少。

[0043] 根据本发明的一个方面,可以通过基站 12 处的控制器 101 来实现反馈控制机制,以控制来自移动台 14 的反馈负载。反馈控制可以通过使用阈值来实现,所述阈值能够通过基站 12 处的控制器 101 来修订以控制反馈负载。所述阈值可以通过广播信道被传送到移动台 14,所述广播信道受到所有移动台 14 的监控。根据从基站 12 接收到的阈值,移动台 14 确定要发送到基站 12 的反馈量。不论信道条件如何,移动台 14 都可以发送针对模式 1 的信道质量反馈。针对较高阶模式的信道质量反馈基于性能度量与阈值的比较。因此,针对较高阶模式的反馈取决于当前信道条件。

[0044] 在一个示意性实施例中,移动台 14 始终提供针对单天线传输模式(即模式 1)的信道质量反馈。移动台 14 是否针对较高阶传输模式(即模式 2-M)发送反馈,取决于阈值。例如,在本发明的一个实施例中,基站 12 将 SINR 阈值发送到移动台 14。共享 HSDPA 信道的移动台 14 将单天线传输模式的 SINR 与 SINR 阈值进行比较。如果计算得到的单天线传输模式 SINR 超过了阈值,则移动台 14 计算并反馈所有可能传输模式的第一级 SINR。如果单天线传输模式的 SINR 没有超过阈值,则移动台 14 仍反馈单天线反射模式的第一级 SINR,以保持对共享的下行链路信道的竞争。

[0045] 通过修订阈值,基站 12 能够控制通过上行链路发送的反馈总量,以使只有最有可能被调度的用户会反馈较高阶传输模式的信道质量信息。如果阈值设得较高,则仅有少数用户会反馈较高阶传输模式的信道质量信息。当阈值被降低时,更多的用户将会反馈较高阶传输模式的信道质量信息。例如,阈值可以根据资源利用率和系统容量来设定。当系统负载较轻时,阈值可以被设定为较低的值。另一方面,当系统负载较重时,可以增加阈值以减少反馈量。

[0046] 因为当在天线选择过程中使用了子集特性时,单天线传输模式的 SINR 是所有可能模式中最大的 SINR,所以它是用于反馈控制的适当度量。如果单天线传输模式的 SINR 较低,则较高阶模式的总数据速率不大可能会比单天线传输模式更大。因此,没什么必要反馈较高阶传输模式的信道质量反馈。然而,通过仅反馈单天线传输模式的信道质量信息,信道条件不良的用户保持对共享信道的竞争。例如,信道条件不良的用户可能是唯一在他 / 她的队列中有数据的用户,这样尽管信道条件不良,他 / 她也可以被调度。同样,如果通过调度算法应用均衡的(proportional)公平性准则,则信道条件不良的用户还是可以被调度。拥有至少单天线传输模式的信道质量反馈使得基站 12 能够在这样的环境下调度用户。

[0047] 在本发明的另一个实施例中，移动台 14 可以将 SINR 阈值应用到高于模式 1 的每个模式。模式 1 的信道质量反馈被提供给基站 12。移动台 14 对较高阶模式的第一级 SINR 和阈值进行连续比较，并且当第一级 SINR 超过 SINR 阈值时，发送每个较高阶模式的信道信息。例如，在具有 $M = 4$ 个传送天线 150 的例子中，在 SINR 阈值落在传输模式 2 和 3 的第一级 SINR 之间的情况下，移动台 14 可以针对传输模式 1 和 2 提供信道质量反馈。因为模式 3 的 SINR 没有达到 SINR 阈值，所以移动台 14 将不需计算模式 4 的 SINR，这样就节约了移动台 14 的处理能力。

[0048] 除了 SINR 阈值，基站 12 还可以广播最大模式指示器，所述最大模式指示器通知移动台 14：如果单天线传输模式的 SINR 超过 SINR 阈值，则只反馈最高为（含）该指示器的值的传输模式的第一级 SINR。例如，如果最大模式指示器指示模式 3，则如果第 1 级的 SINR 超过 SINR 阈值，移动台 14 就会向基站 12 传送模式 1 到 3 的信道质量反馈。

[0049] 同样，除 SINR 阈值外，还可以使用速率增量阈值，或使用速率增量阈值代替 SINR 阈值。速率增量阈值指定了在移动台 14 被允许传送较高阶模式的信道信息之前所必须满足的最小速率增加。如上所述，所有移动台 14 都提供单天线传输模式的信道质量反馈。移动台 14 可以连续地为每个附加传输模式确定预期速率增加，并且只为达到速率增量阈值的那些附加传输模式发送信道质量反馈。例如，假设模式 1 能支持的数据传输速率是 R_1 ，模式 2 能支持的数据传输速率是 R_2 ，而预期速率增加为 $\Delta R_2 = R_2 - R_1$ ，或 $\frac{R_2}{R_1}$ 比率。如果 ΔR_2

达到速率增量阈值，则移动台 14 就发送模式 2 的信道质量反馈。对于始于模式 2 且结束于模式 M 的每个传输模式，连续重复同样的处理。

[0050] 图 6 和 7 示出能够被用于替代 PARC 体系结构的两个附加传送器体系结构。SINR 阈值或速率增量阈值也可用于这些传送器体系结构以减少反馈。

[0051] 图 6 图示了根据基于空间多路复用 (SM) 体系结构的第二实施例的示例性传送器 300。在该实施例中，输入数据流在被拆分之前被编码，然后分离的比特流被独立地调制和传送。传送器 300 包括用于对原始信息流 $I(t)$ 进行编码以产生编码比特流的编码器 302、用于将编码比特流分成 M 个比特流 $\{b_1(t), b_2(t), \dots, b_M(t)\}$ 的多路分解器 304、用于每个比特流的调制电路 306 以及多个传送天线 320。用于每个比特流的调制电路 306 包括用于将每个编码比特流分成多个子流的多路分解器 308、用于将每个子流映射到信号星座图上的点的多个符号映射器 310、用于将所选择的扩展码应用到每个子流的多个信号扩展器 312、以及用于对子流进行重组以产生用于传输到第二站 14 的传送信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ 的组合器 314。传送信号 $\{x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)\}$ 可以通过组合器 316 而被进一步与一个或多个同时传送的其他信号 $u_m(t)$ 组合， $u_m(t)$ 包括多个专用信道、控制信道、以及公共导频信道。在使用 SM 体系结构的情况下，传送器还能够根据信道条件和无线电资源的可用性来调节比特流的数量（模式）。为了对此提供支持，移动台 14 将需要向回发信号通知 (signal back) 与例如每个可能模式能支持的传输数据速率相对应的信道质量。根据我们的发明，较高阶模式的信道质量反馈基于性能度量与阈值的比较。这样，较高阶模式的反馈取决于当前信道条件。

[0052] 图 7 图示了根据基于匹配场传送分集 (MFTD) 体系结构的第三实施例的示例性传送器 400。输入数据流被从多个传送天线 420 传送到具有一个或多个接收天线 250 的接收

器 200。输入流被预滤波以匹配传送和接收天线 420、250 之间的信道。在该体系结构中，每个流都被从所有传送天线 420 传送。传输模式对应于流或传送信号的数量。预滤器 412 用于将每个传送信号集中在所选择的接收天线 250 上。

[0053] 传送器 400 包括用于将信息比特流分成多个比特流的多路分解器 402、用于每个子流的编码和调制电路 404、被匹配成传送器 400 和接收器 200 之间的通信信道的预滤器 412、以及多个传送天线 420。每个编码和调制电路 404 包括用于对相应比特流进行编码的编码器 406、用于将编码比特映射到调制符号的符号映射器 408、用于将所选择的扩展码应用到每个子流的信号扩展器 410。从调制和编码电路 404 输出的信号是要被传送到接收器 200 的传送信号 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t)$ ，其中 N 小于或等于接收器 200 处天线 250 的数量。传送信号 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_N(t)$ 被输入到预滤器 412。预滤器 412 根据传送器 400 和接收器 200 之间的通信信道的知识来对传送信号进行滤波。预滤器 412 的计算在 2005 年 1 月 28 日提交的共同待决美国专利申请第 11/045,877 号中被描述，该申请被并入本文作为参考。预滤器 412 将经滤波的信号 $x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)$ 输出到天线 420 以用于传输到接收器 200。在这种情况下，N 的值能够被称为传输模式。传送器能够根据信道状态和无线电资源的可用性来调节传输模式。

[0054] 对于每个传送信号，移动台 14 需要向回发信号通知与例如能支持的传输数据速率相对应的 CQI，以及预滤器 412 集中传送信号所需要的信道信息。根据我们的发明，就较高模式而言用于确定预滤器 412 所需的信道信息和传输数据速率的信道质量反馈基于性能度量与阈值的比较。因此，较高阶模式的质量反馈取决于当前信道条件。

[0055] 虽然上文将本发明描述成天线选择过程的一部分，将会意识到本发明在没有天线选择的情况下也能工作。例如，当解码顺序被选择成使得 SINR 从第一级增加到最后一级时，本发明并不需要天线选择。根据该实施例，移动台 14 还能够比较来自最后级别的 SINR，即具有最大速率的 SINR。当来自最后级别的 SINR 没有超过阈值时，移动台 14 仅反馈一个 SINR（或者 1 比特指示器）以向基站指示不要调度该移动台 14。

[0056] 当然，在不脱离本发明范围和基本特征的情况下，可以采用不同于本文所列出的那些方式的其他特定方式来实现本发明。因此，所给出的实施例在各方面都应被视为是说明性的而非限定性的，并且所附权利要求的意义和等同物范围内的所有更改都旨在涵盖于其中。

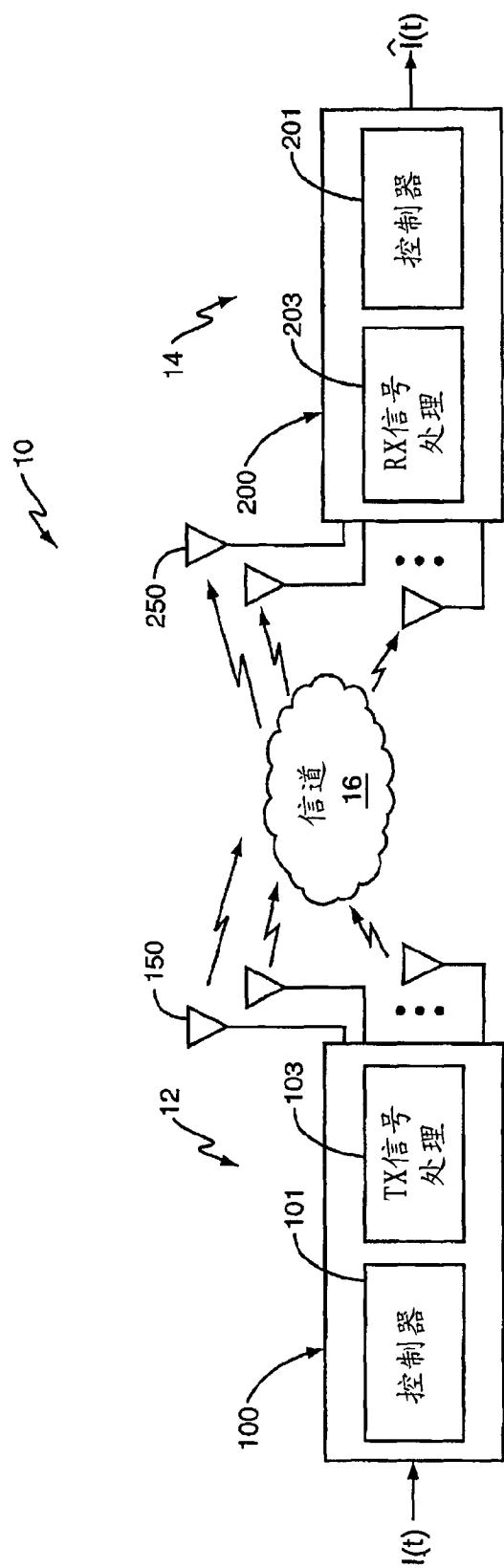
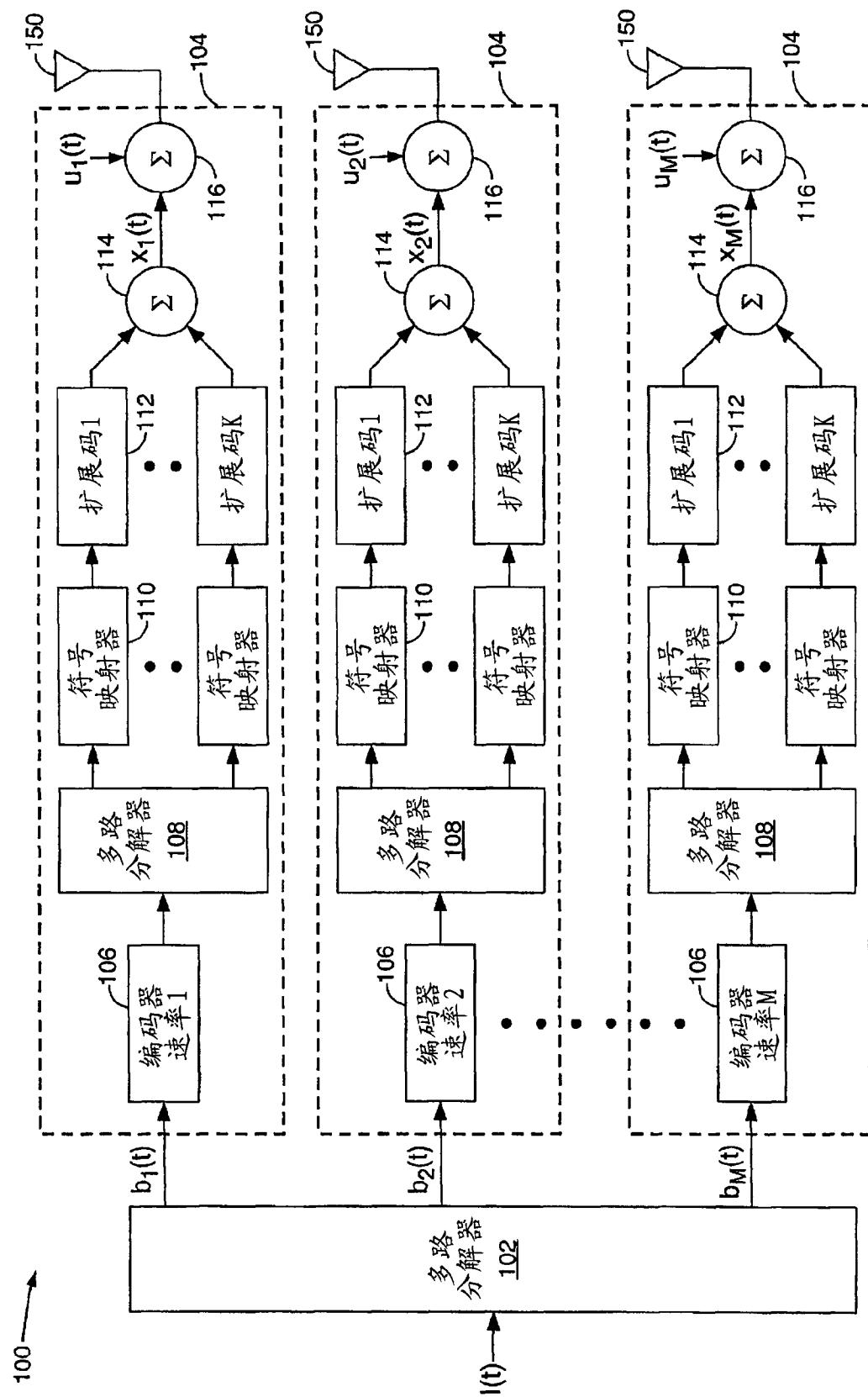


图 1



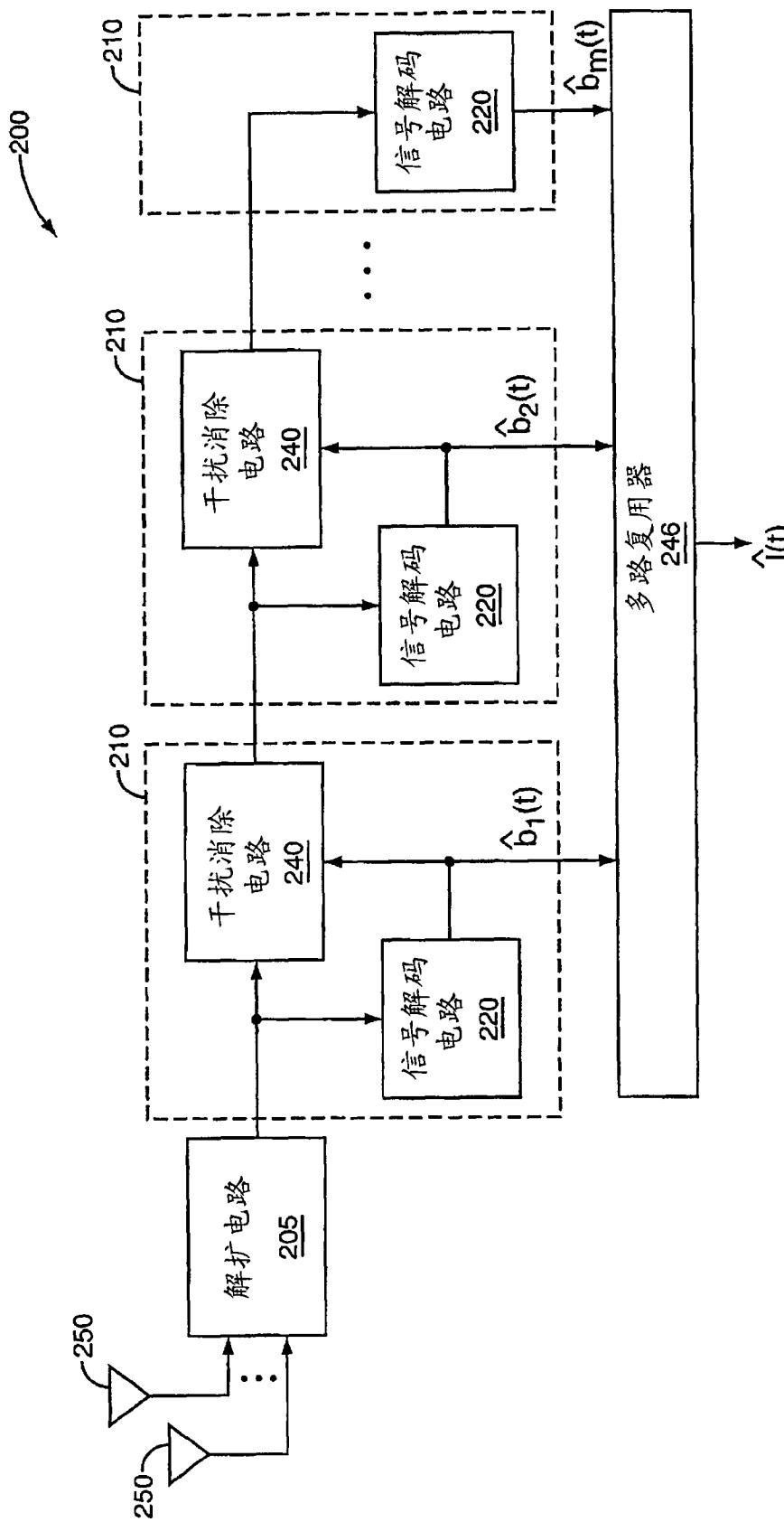


图 3

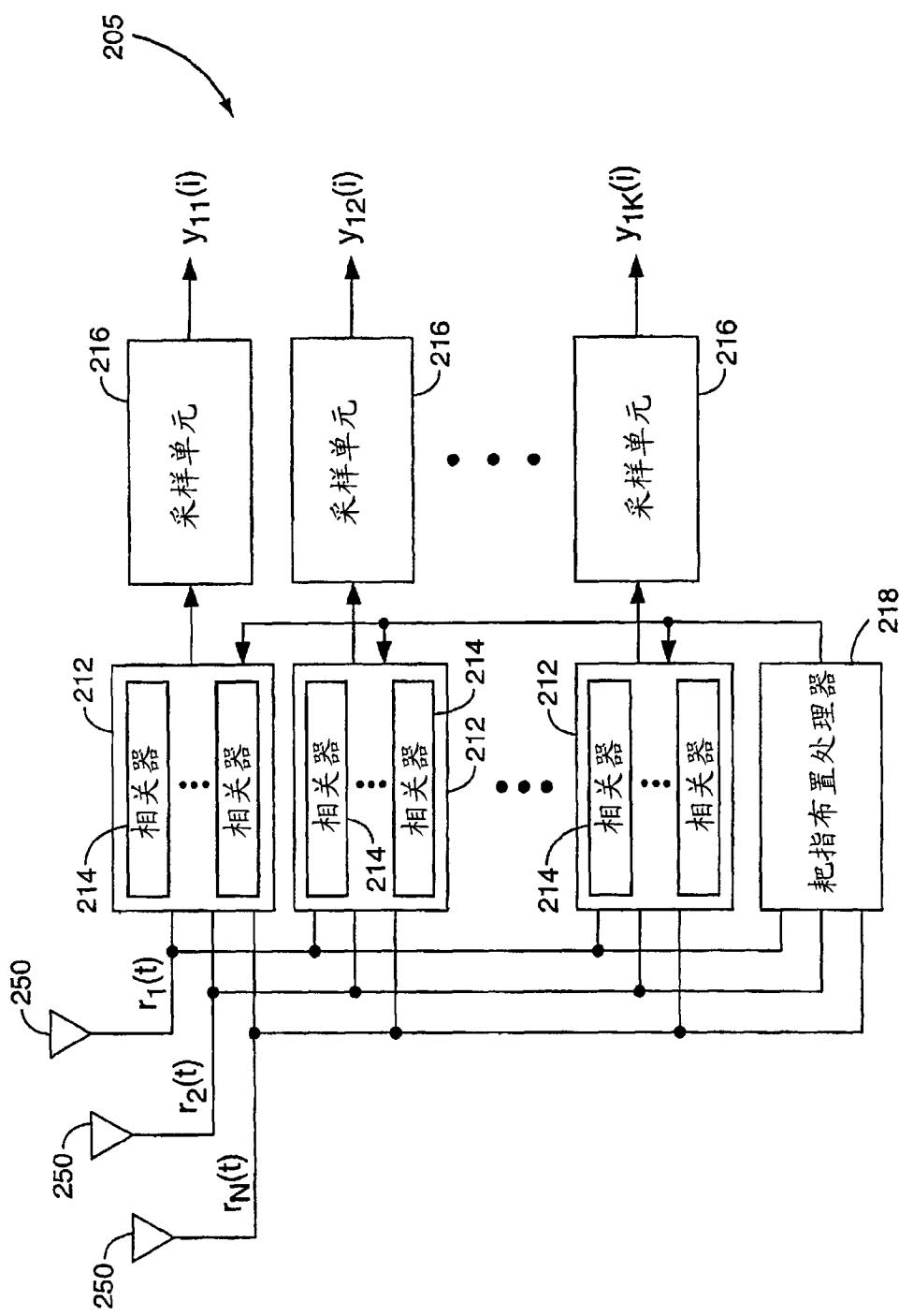


图 4

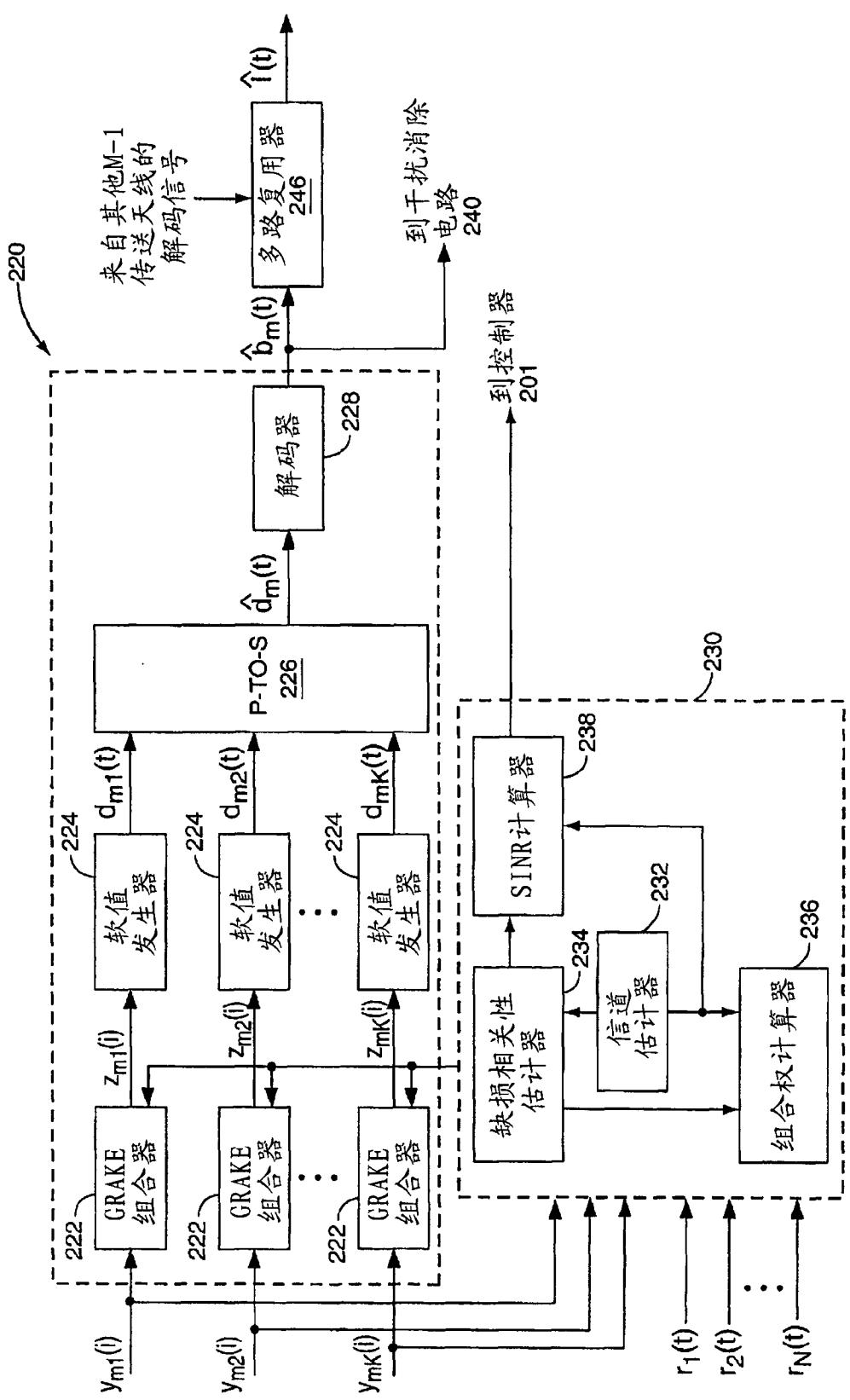


图 5

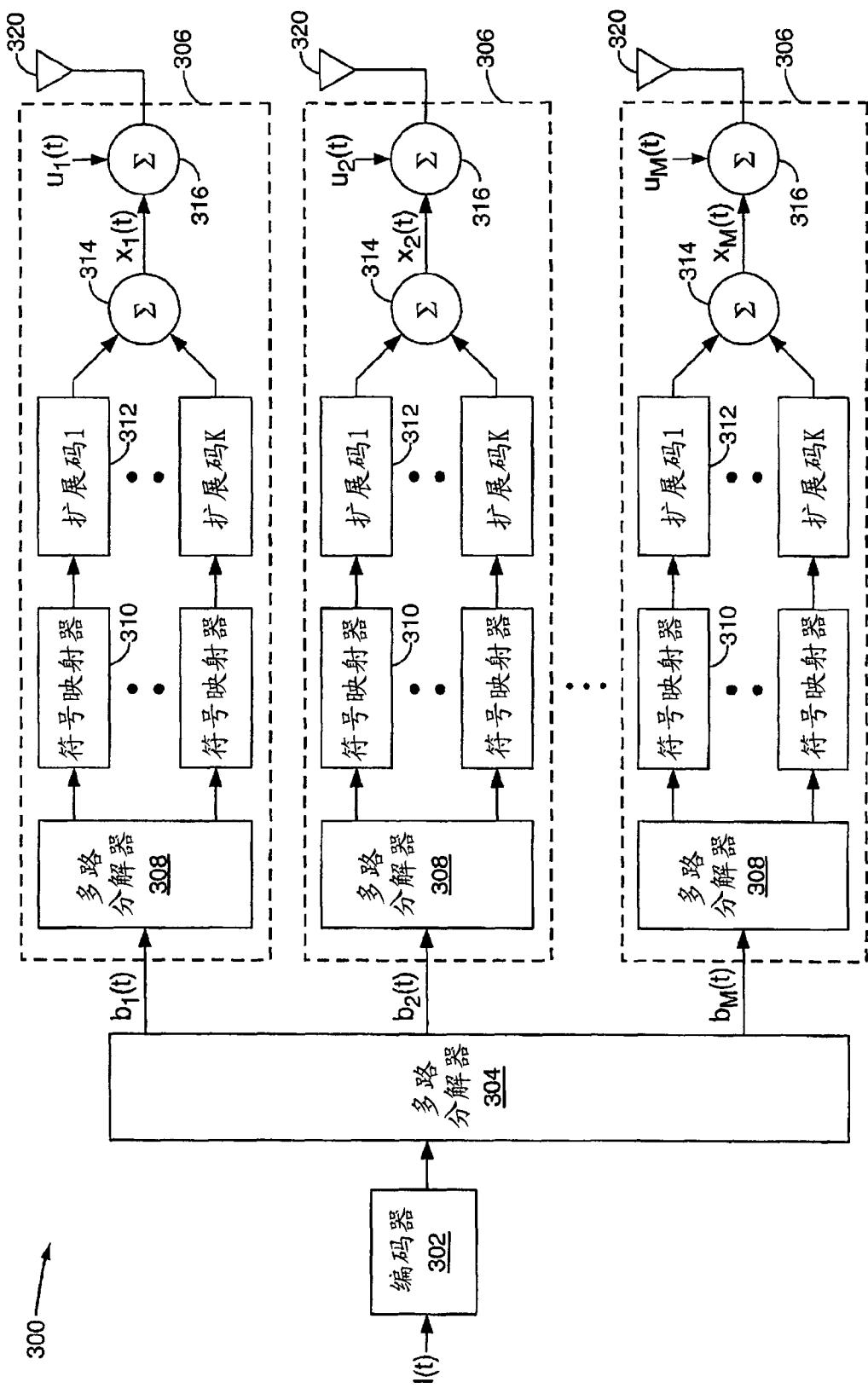


图 6

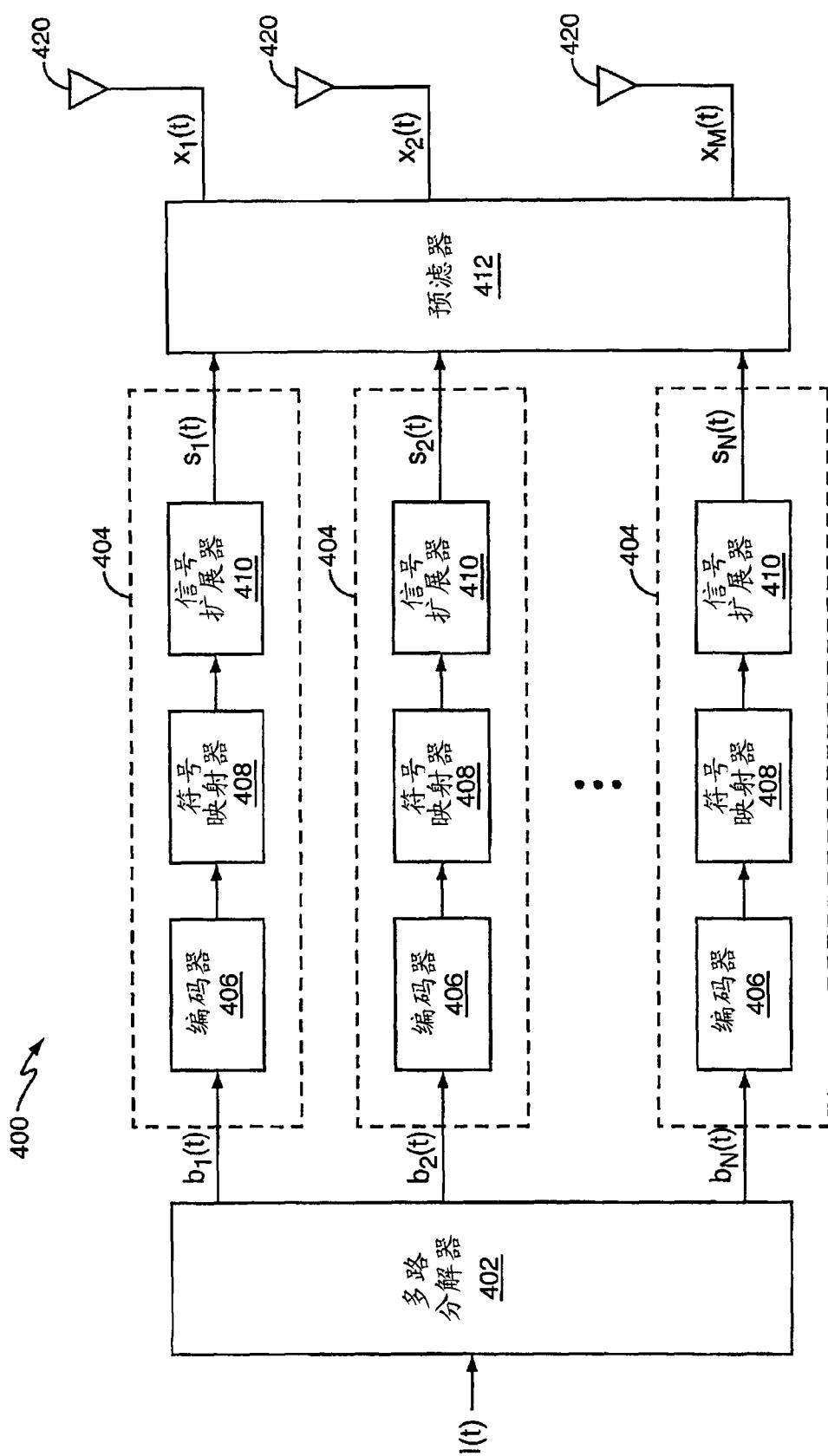


图 7