[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.
H04L 1/00 (2006.01)
H04L 1/06 (2006.01)
H04L 1/20 (2006.01)

[12] 发明专利申请公布说明书

[21] 申请号 200580029927.7

[43] 公开日 2007 年 9 月 5 日

[11] 公开号 CN 101032108A

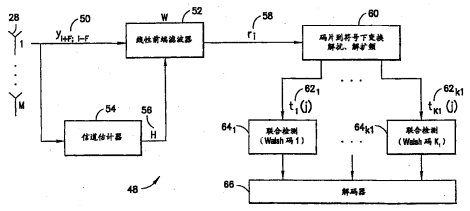
[22] 申请日 2005.7.12
[21] 申请号 200580029927.7
[30] 优先权
[32] 2004.7.15 [33] US [31] 10/892,833
[86] 国际申请 PCT/IB2005/001985 2005.7.12
[87] 国际公布 WO2006/008622 英 2006.1.26
[85] 进入国家阶段日期 2007.3.6
[71] 申请人 诺基亚公司
地址 芬兰埃斯波
[72] 发明人 张建中 B·拉格霍特哈曼 王 炎 G·曼德亚姆
[74] 专利代理机构 北京市金杜律师事务所
代理人 吴立明
权利要求书 9 页 说明书 21 页 附图 7 页
按照条约第 19 条的修改 7 页

[54] 发明名称

用于频率选择性信道中针对 MIMO 空时编码扩频系统的新颖的信道质量指示符的方法和检测器

[57] 摘要

在联合编码(JE)中，公开了扩频通信 MIMO 系统，在该系统中在多流上传输解多路复用分组，公开了两种版本的单信道质量指示符(CQI)：发射和接收码片向量之间的受约束的互信息 CMI 或广义 SNR。在接收器中，约束 CMI 使得滤波成为次优选。滤波器组优选为 LMMSE 或 MVDR 滤波器，用于将多径信道变换为单径信道，使得不需要联合序列检测。检测由每 Walsh 码结构所代替，其中多个 Walsh 码专用检测器在码片到符号的下变频后并行检测来自单信道码片的比特或符号。针对 JE MIMO 系统使用所公开的 CQI 实现链路到系统映射，因为 CQI 或相关信息返回发射器，其使得编码率和/或调制适于 CQI 表示的信道。



1. 一种用于检测在多径信道上接收的联合编码信号的方法，包括：

由 N 个接收天线接收多径信道上的联合编码信号，其中 N 是大于一的整数；

对于所述 N 个接收天线中的每一个，在码片间隔内对所述接收的信号进行采样，以得到针对所述 N 个接收天线的每一个的天线式码片向量；

使用信道质量指示符 CQI 对天线式码片向量块进行滤波，所述块包括所述 N 个天线式码片向量中的每一个，所述 CQI 描述了在其上接收所述联合编码信号的多径信道；

将所述滤波的块下变频为比特和符号之一；

对于通过其对所述联合编码信号进行扩频的每个扩频码，并行检测所述下变频的比特或符号。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中使用描述 MIMO 多径信道的 CQI 包括使用描述整个 MIMO 多径信道的单个 CQI。

3. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述 CQI 包括信噪比 SNR，所述信噪比 SNR 代表所述 MIMO 多径信道的所有信道使用，其中在所述 MIMO 多径信道上接收所述联合编码信号。

4. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述 SNR 是针对一个用户的广义信噪比 GSNR，使得

$$GSNR_k \triangleq \beta_k \frac{Trace(\sigma_d^2 \bar{I}_M)}{Trace(\bar{R}_{zz}(\bar{W}_{LMMSE}))}$$；其中

β_k 是为用户将码片级 SNR 转换为符号级 SNR 的标量因子；

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

$\bar{I}_M$ 是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的发射天线的数目；

$\bar{R}_{zz}$ 是误差协方差矩阵；以及

$\overline{W}_{LMMSE}$是滤波的码片式信号向量块。

5. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述滤波包括使得$\overline{W}_{MC}=\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0\overline{A}$的滤波；其中

$\overline{\overline{R}}\triangleq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^{H}+\sigma^2\overline{I}$；

σ_d^2是关于发射码片的噪声方差；

σ^2是关于接收码片的噪声方差；

$\overline{I}$是单位矩阵；

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；以及

$\overline{\mathrm{A}}$是任意可逆矩阵。

6. 根据权利要求 1 所述的方法，进一步包括估计发射码片向量；以及其中对所述块进行滤波包括进行滤波，以使码片式信号向量块与发射码片向量的估计之间的受约束的互信息进行最大化。

7. 根据权利要求 6 所述的方法，其中所述受约束的互信息$I(\overline{d}_i;\overline{y}_{i-F:i+F}\mid\overline{\mathrm{H}})$被最大化，使得$I(\overline{d}_i;\overline{y}_{i-F:i+F}\mid\overline{\mathrm{H}})=\log\det(\overline{I}_M+\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0^{H}\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)$；其中

$\overline{I}_M$是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的发射天线的数目；

σ_d^2是关于发射码片的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}}\triangleq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^{H}+\sigma^2\overline{I}$；

σ^2是关于接收码片的噪声方差；以及

$\overline{I}$是单位矩阵。

8. 根据权利要求 6 所述的方法，其中滤波包括使用线性最小均方误差 LMMSE 滤波器组$\overline{W}_{LMMSE}$，所述滤波器组用于根据$\overline{W}_{LMMSE}=\sigma_d^2\overline{R}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0$对码片式信号向量块进行滤波；其中

σ_d^2是关于发射码片的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵；以及

$\overline{R}^{-1}$是接收信号的逆协方差矩阵。

9. 根据权利要求 6 所述的方法，其中滤波包括使用最小方差无畸变

响应 MVDR 滤波器组 $\overline{W}_{MVDR}$，所述滤波器组用于根据 $\overline{W}_{MVDR}=\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0(\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)^{-1}$ 对码片式信号向量块进行滤波；其中

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 ^{H} 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}}\doteq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^H+\sigma^2\bar{I}$；

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

σ^2 是关于接收码片的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

10. 一种用于检测联合编码的扩频信号的符号的方法，包括：

在码片间隔内通过至少两个接收天线接收来自多径信道的信号；

在所述码片间隔内对所述信号采样，以从每个接收天线得到码片式信号向量；

将所述码片式信号向量存储为块；

使用所述码片式信号向量块估计所述多径信道，

使用所述对多径信道的估计，对所述码片式信号向量块进行滤波以恢复用于扩频所述信号的扩频码的正交性；

对所述滤波的码片式信号向量块进行下变频、解扰以及解扩频，以得到符号级信号向量的并行输出，每个并行输出对应于一个扩频码；以及

对于每个并行输出，使用一个扩频码在空间上检测比特或符号之一。

11. 根据权利要求 10 所述的方法，其中对所述码片式信号向量块进行滤波包括递送所述码片式信号向量块通过线性最小均方误差 LMMSE 滤波器。

12. 根据权利要求 10 所述的方法，其中所述 LMMSE 滤波器根据 $\overline{W}_{LMMSE}=\sigma_d^2\overline{R}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0$ 对所述码片式信号向量块进行操作；其中：

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵；以及

$\overline{R}^{-1}$ 是接收信号的逆协方差矩阵。

13. 根据权利要求 10 所述的方法，其中对所述码片式信号向量块进

行滤波包括递送所述码片式信号向量块通过最小方差无畸变响应MVDR滤波器。

14. 根据权利要求 13 所述的方法，其中所述 MVDR 滤波器根据 $\overline{W}_{MVDR} = \overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0(\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)^{-1}$ 对所述码片式信号向量块进行操作；其中：

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}} \triangleq \sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0\overline{\mathrm{H}}_0^H + \sigma^2\bar{I}$；

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

σ^2 是关于接收码片的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

15. 根据权利要求 10 所述的方法，其中在空间上检测比特或符号之一包括：在利用二进制码对接收信号进行联合编码的情况下在空间上检测比特。

16. 根据权利要求 10 所述的方法，其中对所述码片式信号向量块进行滤波以恢复正交性包括：均衡化所述多径信道的子信道。

17. 根据权利要求 10 所述的方法，其中对所述码片式信号向量块进行滤波包括：进行滤波从而最大化关于所述多径信道的发射码片和接收信号之间的受约束的互信息 $I(\bar{d}_i\bar{y}_{i-F,i+F}\,|\,\overline{\mathrm{H}})$，其中所述最大化的受约束的互信息定义为 $I(\bar{d}_i\bar{y}_{i-F,i+F}\,|\,\overline{\mathrm{H}}) = \log\det(\bar{I}_M + \sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)$；其中

$\bar{I}_M$ 是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的发射天线的数目；

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}} \triangleq \sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0\overline{\mathrm{H}}_0^H + \sigma^2\bar{I}$；

σ^2 是关于接收码片的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

18. 一种用于适应在无线通信系统中的传输的方法，包括：

在第一收发器中，

以第一编码率对待发射的第一信号进行联合编码，

以第一调制对所述待发射的第一信号进行调制，以及

在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射所述联合编码的和调制的第一信号;

在第二收发器中,

在所述多径信道上由至少两个接收天线接收所述联合编码的和调制的第一信号;

将在其上接收所述第一信号的所述多径信道变换为有效单径信道;

确定表征所述有效单径信道的单个信道质量指示符 CQI;

从所述有效单径信道,并行检测比特和符号之一,每个并行检测是根据一个扩频码的,通过所述扩频码在所述频谱上对所述第一信号扩频;以及

向所述第一收发器发射基于所述 CQI 的反馈;以及

在所述第一收发器中,

接收所述反馈;

对待发射的第二信号进行联合编码;

对所述待发射的第二信号进行调制;以及

在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射所述联合编码的和调制的第二信号,

其中,响应于所述反馈,所述第二信号是以下至少之一:以第二编码率被编码和以第二调制被调制。

19. 根据权利要求 18 所述的方法,其中所述反馈是根据所述 CQI 计算的估计的误差率。

20. 根据权利要求 18 所述的方法,其中所述反馈是基于所述 CQI 的用以改变编码率和调制格式至少之一的指令。

21. 根据权利要求 18 所述的方法,其中所述 CQI 是用于所述第二收发器的广义信噪比 GSNR,使得

$$GSNR_k \triangleq \beta_k \frac{Trace(\sigma_d^2 \bar{I}_M)}{Trace(\bar{R}_{zz}(\bar{W}_{LMMSE}))};\ \text{其中}$$

β_k是为用户将码片级 SNR 转换为符号级 SNR 标量因子;

σ_d^2是关于发射码片的噪声方差;

$\bar{I}_M$是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的第一收发器中的发射天线的数目;

$\bar{R}_{zz}$是误差协方差矩阵; 以及

$\bar{W}_{LMMSE}$是滤波的码片式信号向量块。

22. 根据权利要求 19 所述的方法，其中所述反馈是 GSNR。

23. 根据权利要求 20 所述的方法，其中所述 CQI 是所接收的第一信号的天线式码片向量块和所发射的码片向量块的估计之间的最大化的受约束的互信息$I(\bar{d},\bar{y}_{2F+1}\,|\,\bar{\mathrm{H}}) = \log\det(\bar{I}_M + \sigma_d^2\bar{\mathrm{H}}_0^H\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0)$。

24. 根据权利要求 23 所述的方法，其中所述反馈是所述最大化的受约束的互信息。

25. 一种接收器包括:

至少两个接收天线;

线性滤波器的滤波器组，具有耦合于每个接收天线输出的第一输入和第二输入，所述滤波器组用于将在多径信道的子信道上接收的信号向量均衡化为单个信道的单个向量;

信道估计器，具有耦合于每个接收天线的输出的输入以及耦合到所述滤波器组的第二输入的输出;

彼此并行的多个联合检测器，每个联合检测器具有耦合到所述滤波器组的输出的输入以及耦合到解码器的输出，每个联合检测器用于根据一个扩频码检测比特或符号之一;

码片到符号的下变频器、解扰器以及解扩频器，每一个设置在所述滤波器组和所述多个联合检测器之间。

26. 根据权利要求 25 所述的接收器，其中所述滤波器组包括 LMMSE 滤波器组，所述 LMMSE 滤波器组根据$\bar{W}_{LMMSE} = \sigma_d^2\bar{R}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0$在对码片式接收信号向量块进行操作; 其中:

σ_d^2是关于发射码片的噪声方差;

$\bar{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵; 以及

$\bar{R}^{-1}$是接收信号的逆协方差矩阵。

27. 根据权利要求 25 所述的接收器，其中所述滤波器组包括根据 $\overline{W}_{MVDR}=\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0(\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)^{-1}$ 对码片式接收信号向量块进行操作的 MVDR 滤波器组；其中：

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}}\triangleq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^H+\sigma^2\bar{I}$；

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

σ^2 是关于接收码片的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

28. 根据权利要求 25 所述的接收器，其中所述多个联合检测器的每一个是空间检测器。

29. 根据权利要求 25 所述的接收器，其中所述线性滤波器组操作用于将在其上接收所述接收的信号的多径信道变换为单径信道。

30. 根据权利要求 25 所述的接收器，具有 N 个接收天线，其中所述滤波器组操作用于对码片式接收信号向量块进行滤波，以使关于所述多径信道的发射码片和接收码片之间的受约束的互信息 $I(\bar{d}_i\bar{y}_{i-F:i+F}\mid\overline{\mathrm{H}})$ 最大化，其中所述最大化的受约束的互信息定义为 $I(\bar{d}_i\bar{y}_{i-F:i+F}\mid\overline{\mathrm{H}})=\log\det(\bar{I}_M+\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)$；其中

σ_d^2 是关于发射码片的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}}\triangleq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^H+\sigma^2\bar{I}$；

σ^2 是关于接收码片的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

31. 一种发射器，包括：

编码器，用于将输入信号联合编码为跨码片的至少一个符号的集合；

调制器，用于将所述至少一个符号的集合调制到载波上；

扩频器，具有耦合到所述编码器和调制器的输出的输入，用于根据一系列扩频码对所述至少一个符号的集合进行扩频；

M 个天线，用于在多径无线信道上发射所述至少一个符号的集合；

以及

处理器，具有耦合到无线反馈信道的输入以及耦合到所述编码器和调制器中至少之一的输出，所述处理器响应于信道质量反馈，以引起以下至少之一：所述编码器改变编码率和所述调制器改变调制。

32. 根据权利要求 31 所述的发射器，其中所述信道质量反馈是对发射码片向量和接收码片向量之间的受约束的互信息的测量。

33. 根据权利要求 32 所述的发射器，其中所述信道质量反馈是对整个多径无线信道的广义信噪比的测量，其中通过所述多径无线信道，所发射的至少一个符号的集合传播到提供所述信道质量反馈的接收器。

34. 一种接收器，包括：

至少两个无线信号接收装置；

线性滤波装置组，具有耦合到每个无线信号接收装置输出的第一输入和第二输入，所述线性滤波装置组用于将在多径信道的子信道上接收的信号向量均衡化为单个信道的单个向量；

信道估计装置，具有耦合到每个接收天线的输出的输入以及耦合到所述线性滤波装置组的第二输入的输出；

彼此并行的多个联合检测装置，每个联合检测装置具有耦合到所述线性滤波装置组的输出的输入以及耦合到解码装置的输出，每个联合检测装置用于根据一个扩频码检测比特或符号之一；

码片到符号的下变频器、解扰器以及解扩频器，每一个设置在所述线性滤波装置组和所述多个联合检测装置之间。

35. 一种发射器，包括：

编码装置，用于将输入信号联合编码为跨码片的至少一个符号的集合；

调制装置，用于将所述至少一个符号的集合调制到载波上；

扩频装置，具有耦合到所述编码装置和调制装置的输出的输入，用于根据一系列扩频码对所述至少一个符号的集合进行扩频；

M 个天线传输装置，用于在多径无线信道上发射所述至少一个符号的集合；以及

处理装置，具有耦合到无线反馈信道的输入以及耦合到所述编码装置和所述调制装置至少之一的输出，所述处理装置响应于信道质量反馈以引起以下至少之一：所述编码装置改变编码率和所述调制装置改变调制。

36. 一种机器可读指令程序，有形地包含在信息承载介质并且可由数字数据处理器执行，以执行被导向来根据在发射第一信号后所接收的信道质量指示符发射第二信号的动作，所述动作包括：

以第一编码率对待发射的信号进行联合编码，

以第一调制对所述待发射的第一信号进行调制，以及

在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射所述联合编码的和调制的第一信号；

接收包括表征有效单径信道的信道质量指示符 CQI 的反馈消息；

对待发射的第二信号进行联合编码，

对所述待发射的第二信号进行调制，以及

在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射所述联合编码的和调制的第二信号，

其中，响应于所述反馈消息，所述第二信号是以下至少之一：以第二编码率被编码和以第二调制被调制。

用于频率选择性信道中针对MIMO空时编码扩频系统的新颖的信道质量指示符的方法和检测器

技术领域

本发明涉及使用至少两个发射天线和/或两个接收天线的诸如CDMA的空时编码扩频通信系统。本发明具体涉及反馈机制，通过该机制可以针对此系统优化接收器滤波器。

背景技术

多发射、多接收天线（多输入/多输出或MIMO）系统提供了实现无线通信系统的高频谱效率的潜力。信息理论研究建立了这样的理论：在独立的平坦衰落信道环境中，此类MIMO系统的容量随着天线数目而线性增大。一种此类实际MIMO配置是贝尔实验室的分层空时（BLAST）系统，其实现了针对窄带TDMA系统的高频谱效率。还考虑在WCDMA/HSDPA中对MIMO机制的标准化，并且在不久的将来还可以考虑针对CDMA2000的MIMO机制，二者都用于码分多址（CDMA）系统的下行链路。

对角BLAST假设MIMO信道是瑞利衰落的，并且假设在接收器处已知信道参数而在发射器处不知该信道参数，因此对角BLAST是开环方法。V-BLAST是对角BLAST的较简单的实现方法，V-BLAST提倡以信号数据流的简单的解多路复用代替某些特定的空时编码。用于V-BLAST的对应接收器结构体系也较简单。通常，各种BLAST方法在每个发射天线或天线对（取决于反馈和空间信道实现）上以相同速率发射，并在接收器处在基于编码符号的干扰消除之后使用最小均方误差线性变换。因为

V-BLAST 的开环方法，所以 V-BLAST 使用多个天线上的编码分组的符号的简单的解多路复用。

MIMO 系统研究的一个关键方面是设计能够对频率选择性信道中的所发射的信号可靠解码的接收器。对于单输入、单输出（SISO）CDMA 链路，码片级均衡成为改善频率选择性信道中接收器性能的有前景的手段。存在两种主要类型的 FIR 线性均衡，即基于线性最小均方误差（LMMSE）或基于最小方差无畸变响应（MVDR）的非自适应线性均衡，以及自适应线性均衡。另一可选方案是递归卡尔曼滤波方法，其中显示出递归卡尔曼滤波方法胜出 LMMSE 方法，但有稍微高的复杂度。对 CDMA 下行链路应用 MIMO 配置对接收器设计提出另外的挑战，这是由于接收器必须克服码间干扰（ICI）和同信道干扰（CCI）两者，以便实现可靠通信。目前已显示 LMMSE 算法以及卡尔曼滤波算法两者都可以扩展至 MIMO 系统。

除了通过更好的接收器设计来改善 MIMO 传输的性能之外，对这种先进的接收器的研究带来了对于 MIMO 链路特性的更佳理解。从整体的系统评估角度看这种特性是非常重要的。尤其是，蜂窝系统中的空中接口包括基站（BS）和也被称为移动台（MS）的终端之间的链路。通过分别对这些链路进行仿真来量化空中接口的性能。实践上不可能将对这些链路中每一个的位真（bit-true）仿真嵌入系统级仿真。幸运的是，物理层以上的各层只需要有限数量的信息，例如帧和分组的误差、信令误差等。因此，广泛使用了穷举链路仿真的一种可选方案，其中以随机方式对这些参数建模，同时仍将它们的统计行为确定为如单个链路仿真所预测的。这种对链路性能加以抽象的过程公知为链路到系统映射。这种映射的功能之一是使用对链路质量的某些测量（例如信噪比（SNR））来估计可以预期的帧误差率（FER）。

此种链路到系统映射过程在过去已进行了研究并主要用于 SISO 链路。为了促进对用于 MIMO 机制的链路到系统映射的解

释，规定：从具有前向纠错编码的分组传输角度出发，MIMO 传输可以分为两个宽泛的种类：联合编码（下文表示为 JE）以及单独编码（SE）。在 JE 传输模式下，正如其名，在解多路复用之后在多个流上传输单个编码分组，而在 SE 下，每个流包括单独编码的分组。编码的 BLAST 及其变体以及网格（trellis）编码空时调制方案落入第一种类的范围，而每天线率控制（PARC）及其变体属于第二种类。对于 SNR 对比 FER 映射问题的方法依赖于所使用的传输方案的类型。即使在准静态信道条件下，SE 方案也使得在均衡后每个流只得到唯一与自身相关联的单个 SNR，并因此到 FER 的映射成为了二维问题，正如在 SISO 中的情况。

已在 2001 年的第三代合作伙伴计划 2（3GPP2）的“lx EV-DV Evaluation Methodology”中针对 SISO 系统解决了该问题。对于具有单独编码的 MIMO 系统的解决方法也已在至少三篇不同的论文中提出：2001 年 10 月 Proceeding of IEEE Vehicular Technology Fall Conference 的第 915-919 页由 S. T. Chung、A. Lozano 以及 H. Huang 发表的“Approaching eigenmode BLAST channel capacity using VBLAST with rate and power feedback”；2001 年 Lucent（朗讯）发表的“Contribution to 3GPP: R1-010879: Increasing MIMO Throughput with Per-Antenna Rate Control”；以及 2004 年 Mitsubishi（三菱）发表的“Contribution to 3GPP: R1-040290: Double Space Time Transmit Diversity with Sub-Group Rate Control(DSTTD-SGRC) for 2 or More Receiver Antennas”。

这些解决方法并未准备好适合于 JE MIMO 系统中的使用，这是因为在 JE 方案中，分组的各部分得到不同的 SNR，并因此映射潜在地是多维问题。本发明人并未获悉现有技术中存在针对在频率选择性信道中联合空时编码（JE）MIMO 方案的 CQI（信道质量指示符）的建议。现有技术需要准确表征使用联合编码的 MIMO 系统中无线链路的信道质量指示符（CQI）。此种 CQI 对于在系统级评估中链路到系统映射和链路自适应两者都是必需

的。使用此种 CQI 的接收器可以帮助实现由 JE MIMO 通信系统所提供的理论容量的增加。

发明内容

本发明一方面是用于检测在多径信道上检测联合编码信号的方法。该方法包括由 N 个接收天线在多径信道上接收联合编码信号，其中 N 是大于一的整数。对于该 N 个接收天线中的每一个，在码片间隔内对接收的信号进行采样以得到针对 N 个接收天线的每一个的天线式（antenna-wise）码片向量。使用信道质量指示符 CQI 对这些天线式码片向量块进行滤波。CQI 描述了在其上接收联合编码信号的多径信道。进一步在本发明中，将滤波的块下变频为比特和符号之一。本发明的一个重要方面是，对于通过其对联合编码信号进行扩频的每个扩频码，并行检测下变频的比特或符号。如下文将详述的，CQI 优选为估计的发射码片向量与接收的码片式信号向量块之间的受约束的互信息（Constrained Mutual Information）。

在另一方面，本发明是一种用于检测联合编码的扩频信号的符号的方法。在该方法中，在码片间隔内在至少两个接收天线上接收来自多径信道的信号，并在所述码片间隔内对其采样以便从每个接收天线获得码片式信号向量。将这些码片式信号向量存储为块，并使用该码片式信号向量块估计多径信道。使用对多径信道的所述估计，对该码片式信号向量块滤波以恢复用于在传输中对信号进行扩频的扩频码的正交性。对滤波的码片式信号向量块进行下变频、解扰以及解扩频，从而得到符号级信号向量的并行输出，每个并行输出对应于扩频码。对于每个并行输出，使用一个扩频码在空间上检测比特或符号之一。

在又一方面，本发明是一种用于适应在无线通信系统中的传输的方法。该方法分为第一收发器和第二收发器。在第一收发器中，对待发射的第一信号以第一编码率进行联合编码，并以第一

调制进行调制，例如 QPSK 或 16-QAM。在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射联合编码的和调制的第一信号。在第二收发器中，在多径信道上由至少两个接收天线接收该联合编码的和调制的第一信号，将该多径信道变换为有效单径信道，并确定表征有效单径信道的单个信道质量指示符 CQI。仍在第二收发器中并从有效单径信道，并行检测比特和符号之一，每个并行检测根据一个扩频码进行，通过该扩频码将第一信号在频谱上进行扩频。第二收发器也向第一收发器发射基于 CQI 的反馈，该反馈优选为 CQI 其自身或从 CQI 推导出的估计的帧误差率。进一步在本方法中并在第一收发器中，接收反馈，并对待发射的第二信号进行联合编码和调制，以及在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射联合编码的和调制的第二信号。本发明的一方面是，响应于该反馈，第二信号的编码率和调制至少之一不同于第一信号的编码率和调制。

本发明的另一方面是一种接收器，该接收器具有：至少两个接收天线；线性滤波器的滤波器组，具有耦接于每个接收天线输出的第一输入和第二输入；信道估计器；以及彼此并行的多个联合检测器。该滤波器组用于将在多径信道的子信道上所接收的信号向量均衡化为单个信道的单个向量。信道估计器具有耦合到每个接收天线的输出的输入以及耦合到滤波器组的第二输入的输出。每个联合检测器具有耦合到滤波器组的输出的输入以及耦合到解码器的输出，并且每个联合检测器用于根据一个扩频码检测比特或符号之一。该接收器还具有码片到符号的下变频器、解扰器以及解扩频器，每一个设置在滤波器组和多个联合检测器之间。

在另一方面，本发明是一种发射器，具有编码器、调制器、扩频器、多个发射天线、以及处理器。编码器用于将输入信号联合编码为跨码片的至少一个符号的集合。调制器用于将至少一个符号的集合调制到载波上。扩频器具有耦合到编码器的输出和调

制器的输出的输入，用于根据一连串扩频码对所述至少一个符号的集合进行扩频。优选地，编码器和调制器可组合为信号空间编码器，其将编码和调制一起执行，在这种情况下该扩频器具有耦合到信号空间编码器的输出的输入。处理器具有耦合到无线反馈信道的输入以及耦合到编码器和调制器至少之一的输出。响应于信道质量反馈，处理器引起以下至少之一：编码器改变编码率和调制器改变调制。

参考下文描述并结合附图，本发明实施方式的这些以及其他特征、方面以及有益效果将变得明显。然而，应该理解，附图仅出于图示的目的而不作为对本发明的限定。

附图说明

图 1 是示出了具有 M 个天线的发射器和 N 个天线的接收器的 MIMO 通信系统的框图，并且是对于本发明的现有技术背景；

图 2 是示出了根据本发明的被检测并被解码的发射信号的现有技术框图；

图 3A 是根据本发明的接收器的框图；

图 3B 是根据本发明的发射器的框图；

图 4 是示出了比特吞吐量对比几何形状的关系图，其中对 V-BLAST 和 PARC MIMO 系统做了对比；

图 5 是示出了帧误差率对比广义 SNR 的关系图；以及

图 6 是示出了帧误差率对比受约束的互信息的关系图。

具体实施方式

本发明涉及在频率可选择信道中的针对空时联合编码 MIMO CDMA 系统的新颖的信道质量指示符（CQI）。总体而言，本发明的 CQI 基于包括前端线性滤波器的所谓的每沃尔什（per-Walsh）编码联合检测结构，其中该检测在所有流之间的联合符号检测之后。当在发射器处使用联合编码时，存在多径信道

破坏在 Walsh 类型的扩频码之间的正交性，明显的事实是在RAKE接收器中，在帧误差率高于0.1处达到噪声最低限度(noise floor)。此处所描述的线性滤波器设计用于将多径信道变换为单径信道以恢复Walsh码的正交性，并用以避免对于联合序列检测的需要。这些滤波器最大化了所谓的受约束的互信息，以及属于此类滤波器的 LMMSE 和 MVDR 均衡器。相似于广义 SNR（GSNR）的概念，受约束的互信息提供描述MIMO链路质量的CQI测量。

基于信道质量的测量的通信系统是相关的，其中该通信系统是本发明应用的并且是最为有利。图 1 是作为针对现在的 CQI 以及后续讨论的背景的MIMO通信系统20的现有技术框图。通信系统20包括发射器22，该发射器22在多个（M个）发射天线24上向具有多个（N个）接收天线28的接收器26进行发射。传输发生在多径信道30上，其中每个路径或子信道表示为$h_{n,m}$，其中小写下标n和m指第n个接收天线24以及第m个发射天线26。为了便于讨论，假设该发射器在小区基站内并且该接收器在诸如蜂窝移动电话的移动台内。在实践中，每个基站和移动台在不同的时刻使用发射器和接收器两者。

在发射器22处，一系列信息比特32被输入到编码和调制块34 用以在编码后将该信息比特解析为分组，使该系统成为联合编码MIMO系统20。编码和调制块34还包括串并转换器，该串并行转换器用以向M个扩频和加扰块36输出分组的M个版本。重要的是注意，调制的分组或符号流在传输之前就被解多路复用，优选地在信道编码和调制块 34 中进行。信道编码可以在发射天线24上联合进行，或可以对于不同的发射天线24分别进行。

每个扩频和加扰块 36 使用诸如 Walsh 码的扩频码 k，以在由时间和频率所定义的各窗中对分组扩频。每个扩频和加扰块36向发射天线24中的一个进行输出，该发射天线中的每一个在多个子信道上发射分组或符号流。举例而言，第一（m=1）发射

天线 24 在子信道$h_{1,1}$、$h_{2,1}$、$h_{3,1}$……、$h_{N,1}$上发射每个分组或符号流。对于其余的每个发射天线同样保持这样。同样，相同的分组经受由于在其上传输该分组的各个子信道所引起的不同 SNR。

在接收器 26 处，N 个接收天线 28 中的每一个在每个子信道上进行接收。举例而言，第一（n=1）接收天线 28 在子信道$h_{1,1}$、$h_{1,2}$、$h_{1,3}$……、$h_{1,M}$上从 M 个发射天线 24 中的每一个接收。其余的接收天线 28 相似地进行接收。在检测和解码块 38 中收集接收天线 28 的输出。

将系统中有效用户的数目表示为 U 并把分配给这些用户的 Walsh 码 42 的数目表示为K_1、……、K_U，其中$K \equiv \sum_{u=1}^{U} K_u$是有效 Walsh 码的总数目。不失一般性地说，后续描述假设第一用户 u=1 为感兴趣用户。图 2 是示出了发射器 22 处信号模型的框图，其中图 1 的一个扩频和加扰块 36 被分割为一系列的K_u个扩频块 40 和一个加扰块 44，每个扩频块 40 应用K_u个扩频码 42 之一，在加扰块 44 中扩频符号在从第 m 个发射天线 24 传输之前被加扰。以下给出在第 m 个发射天线 24 处的信号模型，

$$d_m(i) = c(i)\sum_{k=1}^{K}\sum_{j}\alpha_k \alpha_{k,m}(j) s_k(i - jG) \qquad (1)$$

其中 G 是系统的扩频增益，i、j、m 和 k 分别是用于码片、符号、发射天线 24 以及扩频码 42 的索引。

尽管诸如 1x EV-DV 的实际系统对于数据和语音业务使用了不同的扩频增益，但是为了简化记号，本说明书假设固定扩频增益；在逻辑上之后是对于可变扩频增益的适应。应注意通过定义 j=[i/G]，其中[*]表示向上取整运算。基站加扰码由 c(i)表示；并且分配给扩频码 k 的功率由α_k表示（为了简单，假设针对给定的 Walsh 码 k，幅度对于所有的发射天线 24 都相同，在逻辑上之后是扩展至具有跨越发射天线 24 的不均匀功率的 MIMO 系统）。项$\alpha_{k,m}(j)$表示关于第 k 个 Walsh 码的在第 m 个发射天线 24 处发射的第 j 个符号，并且项$s_k = [s_k(1),...,s_k(G)]^T$是第 k 个 Walsh 码 42k。

应该注意，这种模型隐含地假设了跨越所有发射天线 24 使用相同的 Walsh 码 42 集合。

所发射的信号通过 MIMO 多径衰落信道 30 传播，表示为 $\bar{H}_0$、……、$\bar{H}_L$，其中每一个矩阵都是 $N\Delta \times M$ 维度的，其中 Δ 表示每码片的采样数目。因此，在跨越所有接收天线累加所接收的采样之后，对于第 i 个码片间隔，接收天线 28 处的该信号模型由下式给出：

$$\bar{y}_i = \sum_{l=0}^{L} \bar{H}_l \bar{d}_{i-1} + \bar{n}_i \qquad (2)$$

注意 $\bar{y}_i = [\bar{y}^T_{i,1},...,\bar{y}^T_{i,N}]^T$ 长度为 $N\Delta$，并且每个小向量 $\bar{y}_{i,n}$ 包括在第 i 个码片间隔内的所有时间采样。同时 L 是信道存储器长度，$\bar{d}_{i-l} = [d_i(i-1),...,d_M(i-l)]^T$ 是在时间 $i-l$ 所发射的码片向量，并且 $\bar{n}_i$ 是 $N\Delta \times 1$ 维高斯白噪声向量，其中 $\bar{n}_i \approx N(\bar{0},\sigma^2 \bar{I}_{N\Delta})$。应注意，$\sigma^2$ 表示噪声方差并且 $\bar{I}_{N\Delta}$ 是尺寸为 $N\Delta \times N\Delta$ 的单位矩阵。

此外，为了利于对于接收器处线性滤波器的讨论，对具有 2F+1 个小接收向量块进行累加（记号 2F+1 表示滤波器的“中心”被定为在因果侧（casual side）和反因果侧（anti-casual side）二者上具有 F 个抽头）：

$$\bar{y}_{i+F:i-F} = \bar{H}\bar{d}_{i+F:i-F-L} + \bar{n}_{i+F:i-F} \qquad (3)$$

其中 2F+1 是 LMMSE 均衡滤波器的长度，并且

$$\bar{y}_{i+F:i-F} = \left[\bar{y}^T_{i+F},...,\bar{y}^T_{i-F}\right]^T, ((2F+1)N\Delta \times 1)$$

$$\bar{n}_{i+F:i-F} = \left[\bar{n}^T_{i+F},...,\bar{n}^T_{i-F}\right]^T, ((2F+1)N\Delta \times 1)$$

$$\bar{d}_{i+F:i-F-L} = \left[\bar{d}^T_{i+F},...,\bar{d}^T_{i-F-L}\right]^T, ((2F+L+1)M \times 1)$$

$$\bar{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \bar{H}_0 & \cdots & \bar{H}_L & & \\ & \ddots & & \ddots & \\ & & \bar{H}_0 & \cdots & \bar{H}_L \end{bmatrix}, ((2F+1)N\Delta \times (2F+L+1)M)$$

其中矩阵的维数在在矩阵定义右侧的括号中给出。为了保持该记号更为直观，下标保持在“块”级。举例而言，$\bar{y}_{i+F:i-F}$ 是包括块 $\bar{y}_{i+F},...,\bar{y}_{i-F}$ 的向量，其中每个块是尺寸为 $N\Delta \times 1$ 的向量。假设所发射的码片向量 $\bar{d}_{i+F:i-F-L}$ 是零均值、白随机向量，其协方差矩阵由

$\bar{R}_{dd}=\sigma_d^2\bar{I}_{2F+L+1}$ 给出。为将来使用定义进一步的记号：$\bar{d}_{\bar{i}}\triangleq\bar{d}_{i+F:i-F-L}\setminus\bar{d}_i$，其中 $\bar{d}_{i+F:i-F-L}\setminus\bar{d}_i$ 表示了包括除了 $\bar{d}_i$ 中的那些元素之外的 $\bar{d}_{i+F:i-F-L}$ 的所有元素的 $\bar{d}_{i+F:i-F-L}$ 的子矩阵。

使用这种记号，将等式（3）的信号模型重写为：

$$\bar{y}_{i+F:i-F}=\bar{\mathrm{H}}\bar{d}_{i+F:i-F-L}+\bar{n}_{i+F:i-F}=\bar{\mathrm{H}}_0\bar{d}_i+\bar{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\bar{d}_{\bar{i}}+\bar{n}_{i+F:i-F}\qquad(4)$$

其中子矩阵 $\bar{H}_{\bar{0}}=\bar{H}\setminus\bar{H}_0$ 如上所示。此外，所接收信号 $\bar{y}_{i+F:i-F}$ 的协方差矩阵被定义为 $\bar{R}\triangleq E[\bar{y}_{i+F:i-F}\bar{y}^H{}_{i+F:i-F}=\sigma_d^2\overline{HH}^H+\sigma^2\bar{I}]$ 以及关联矩阵 $\bar{\bar{R}}\triangleq\bar{R}-\sigma_d^2\bar{H}_0\bar{H}_0{}^H=\sigma_d^2\bar{H}_{\bar{0}}\bar{H}_{\bar{0}}{}^H+\sigma^2\bar{I}$。

一种检测联合空时编码信号的现有技术方法是向量维特比算法（VAA），是由 W. V. Etten 在 1976 年 2 月 IEEE Transactions on Communications 卷 COM-24 第 276-284 页发表的名为“ Maximum-Likelihood Receiver for Multiple Channel Transmission Systems”的文章中所描述的最佳检测器。通过最大化长度为 N_b 的块内的接收信号的条件密度，VVA 针对 k、m 和 j 的所有值而联合检测符号 $\bar{a}\triangleq\{a_{k,m}(j)\}$ 的集合：

$$\bar{a}^{opt}=\arg\max_{\bar{a}}f_{\bar{y}|\bar{a}}(\bar{y}\,|\,\bar{a})\qquad(5)$$

其中 $\bar{y}\triangleq\bar{y}_{0:N_b}$ 是块中的总信号，$\bar{a}^{opt}$ 是 $\bar{a}$ 的最佳解并且条件密度函数 $\bar{y}$ 表示为 $f_{\bar{y}|\bar{a}}(\bar{y}\,|\,\bar{a})$。

为了评估在联合编码 MIMO 系统中的 VVA 算法的复杂度，暂时假设对于调制尺寸 Q 跨越所有发射天线 24 均相同。此外，应注意对于最实际的系统信道长度小于扩频增益，即，L<G，这意味着尽管信道间干扰 ICI 存储器长度为 L，但符号间干扰 ISI 存储器长度仅仅是 $L_{ISI}=1$。有了这些假设，由欧几里德距离（ED）计算的数目来测量的这种算法的复杂度为 $\vartheta(\Omega^{(L_{ISI}+1)MK}\varepsilon)=\vartheta(\Omega^{2MK}\varepsilon)$，其中 ε 表示欧几里德距离计算。应该注意尽管我们只关注希望的用户的第一（K_1）Walsh 码上所携带的符号，但该信号模型的性质要求 VVA 被联合地应用于所有 K 个 Walsh 码。VVA 的检测复杂度极高，即使在使用了基于以下描述的次优方法的集合划分的

一些复杂度降低方法之后，所述次优方法的描述例如在由 N. Benvenuto、R. Sandre 以及 G. Sostrato 于 2002 年 2 月 IEEE Journal on Selected Areas Communications 卷 20 第 264－272 页的名为“Reduced-State Maximum-Likelyhood Multiuser Detection for Down-Link TD-CDMA Systems”的文章中，以及在由 J. Zhang、H. Berg、A. Sayeed 以及 B. VanVeen 于 2002 年 Proceeding of Asilomar Conference 中名为“Reduced-state MIMO sequence estimation for EDGE systems”的文章中。在这种问题下应用 VVA 的其他缺点包括 a)对于知晓所有 K 个有效 Walsh 码的不真实假设，以及 b)在处理实际 CDMA 系统中多速率信号发送中的另外的困难。举例而言，CDMA Ix EV-DV 系统允许具有扩频增益为 32 的数据业务与扩频增益为 64 或 128 语音业务的同时传输。

为避免该同最佳联合 VVA 序列检测方法相关的问题，本发明关注于一类具有所谓的每 Walsh 码联合检测结构的次优接收器，如图 3A 所示。图 3A 是根据本发明的接收器 48 的框图。至少两个的接收天线 28 中的多个（M 个）接收该多径信道上的信号。如上所述，从每个天线 28 接收到的信号每码片间隔被采样Δ次，而来自每个接收天线 28 的采样如式（2）中总体示出的那样累加并存储，以及更具体地用于式（3）中的中心滤波器抽头。图 3 中没有示出解调和采样块，但其应被设置于接收天线 28 以及所描述的前端滤波器组 52 之间。

将在单个码片间隔内的信号采样组合在码片式信号向量 50 的块中，码片式信号向量 50 被输入线性滤波器组 52 以及信道估计器 24 中，其中该信道估计器 54 将估计信道 56 送回滤波器组 52。在接收器 48 的优选实施方式中，线性滤波器组 52$\overline{W}$（尺寸为 2(F+1)NΔxM）以某最优方式将该多径 MIMO 信道转换为有效的单径 MIMO 信道。这被称为对多径信道的信道进行均衡化，而在滤波器组输出 58 的结果是：

$$\bar{r}_i = \overline{W}^H \bar{y}_{i+F:i-F} = \overline{W}^H \overline{\mathrm{H}}_0 \bar{d}_i + \overline{W}^H \overline{\mathrm{H}}_0 \bar{d}_i + \overline{W}^H \bar{n} \qquad (6)$$

其中 M×M 矩阵$\overline{W}^H\overline{H}_0$表示该有效后置滤波单抽头 MIMO 信道，$\tilde{n} \triangleq \overline{W}^H\overline{H}_{\bar{0}}\bar{d}_{\bar{0}} + \overline{W}^H\bar{n}_{i+F:i-F} \approx N(\bar{0}, \delta^2\overline{W}^H\overline{R}\overline{W})$是 M×1 后置滤波干扰加噪声。此外，注意 c(i)是加扰码而 j=[i/G]是符号索引。

矩阵$\overline{C}(j) \triangleq diag\{c(jG),...c(jG+G-1)\}$被定义为表示用于第 j 个符号间隔的加扰操作的对角矩阵。使用该项，复合块 60 对码片向量$\{\bar{r}_{jG},...,\bar{r}_{jG+G-1}\}$集合执行码片到符号的下变频、解扰以及解扩频，而复合块 60 的符号级信号向量 62_k 可以被表示为：

$$\bar{t}_k(j) = \left[\bar{r}_{jG},...,\bar{r}_{jG+G-1}\right]\overline{C}^H(j)\bar{s}(k) = \alpha_k\overline{W}^H\overline{H}_0\bar{a}_k(j) + \hat{n} \qquad (7)$$

其中 k=1,...K_1，而$\bar{a}_k(j) \triangleq \left[a_{k,1}(j),...,a_{k,M}(j)\right]^T$是针对于该第 j 个符号间隔的在第 k 个 Walsh 码上携带的发射的符号向量，且$\hat{n} \approx N(\bar{0}, \frac{\sigma^2}{G}\overline{W}^H\overline{\overline{R}}\overline{W})$。注意到式（7）中隐含使用如下事实：a)该 Walsh 码是正交的，即$\bar{s}_{k1}^T\bar{s}_{k2} = \delta_{k1,k2}$；以及 b)该加扰编码是伪随机的，即，E[c(il)c*(i2)]= $\delta_{i1,i2}$，其中 E[.]表示数学期望运算而(.)*表示共轭运算。该复合块 60 的输出 62 是并行的，并且其中每一个专用于针对对应于一个用户（例如，如上所述的 u=1）的接收器的一个扩频码 k。相比较于上述使用所有 K 个扩频码的 VVA 方法，这使得复杂度降低。

余下的是从符号级信号向量 62_k $\bar{t}_1(j),...,\bar{t}_{K1}(j)$ 中生成用于该解码器的软比特。由于每个符号级信号向量 62 仅与用于第 u 个用户的一个扩频码相关，所以多个（K_1）Walsh 码联合检测器 64_k 检测来自符号向量 62（其中比特被输入到符号向量 62）中比特。这些通常作为经受解码器 66 的改变的软决策比特的输出。需要注意，如果使用了非二进制信道编码，应将软符号代替软比特传送给该解码器。然而，在本说明书中为了表达的简便，假设使用二进制信道编码。令$Q_b \triangleq \log_2 Q$是映射到每个符号的比特的数目，而令$b_{k,m}^1(j),...,b_{k,m}^{Q_b}(j)$是映射到符号 $a_{k,m}(j)$的比特。

以公知的对数似然比（LLR）给出输出软比特：

$$LLR\left[b_{k,m}^q(j)\right] = \ln\frac{\left\{\sum_{\bar{a}_k(j)\in\Lambda_{q,1}} f_{b|\bar{a}}(b_{k,m}^q(j)=1\,|\,\bar{a}_k(j))\right\}}{\left\{\sum_{\bar{a}_k(j)\in\Lambda_{q,0}} f_{b|\bar{a}}(b_{k,m}^q(j)=0\,|\,\bar{a}_k(j))\right\}} \qquad (8)$$

其中 q=1,...,Q_b; k=1,...,K_1; 而 m=1,...,M。注意集合 $A_{q,1}$ 被定义为 $A_{q,1} \triangleq \{$使得$\bar{b}^q_{k,m}(j)=1$的所有$\bar{a}_k(j)\}$，并且 $A_{q,0}$ 类似定义。同最优 VVA 序列检测相比，该每 Walsh 码联合检测方法提供了双重的复杂度降低的益处。第一，用户仅需检测其自身的 Walsh 码（码 1 到 K_1）上携带的符号；第二，在式（7）中的有效信道是无记忆的并且该联合检测仅发生于空间维度上。该每 Walsh 码联合检测的复杂度由$\vartheta(K_1Q^M\varepsilon)$给出，其显著小于VVA 的 $\vartheta(Q^{2MK}\varepsilon)$。

上述对每 Walsh 码联合检测的结构的描述假设具有前端线性滤波器 $\bar{W}$ 的知识。下面是对该前端线性滤波器以及如何对其进行优化的描述。在获得该最优的 $\bar{\bar{W}}$ 中，互信息用作对该最优性的测量，而且将示出该解与线性最小均方误差（LMMSE）或最小方差无畸变响应（MVDR）的解一致。这些解也提供了直观上令人满意的用于链路到系统映射的信道质量指示符（CQI）。

所描述的滤波器 $\bar{\bar{W}}$ 为所发射和接收的码片向量 $\bar{d}_i$ 以及 $\bar{r}_i(\bar{W})$ 之间提供了最大化的互信息，其中 $\bar{r}_i$ 被重写为 $\bar{r}_i(\bar{W})$ 以表明其依赖于 $\bar{\bar{W}}$。如果假设 $\bar{d}_i$ 是高斯的，以便获得闭式解，该问题实际上是最大化该互信息的（高斯）上界。

定理：假设 $\bar{d}_i$ 是高斯的，针对任何 M×M 可逆矩阵 $\bar{A}$（其中下标 MC 表示最大容量），通过 $\bar{W}_{MC}=\bar{\bar{R}}_{-1}\bar{H}_0\bar{A}$ 来最大化条件互信息 $I(\bar{d}_i;\bar{r}_i(\bar{W})\,|\,\mathrm{H})$。

证明：因为 $\bar{d}_i$ 是高斯的，所以 $\bar{r}_i(\bar{W})$ 也是高斯的。此互信息是：

$$I(\bar{d}_i;\bar{r}_i(\bar{W})\,|\,\bar{\mathrm{H}})=H(\bar{r}_i(\bar{W})\,|\,\mathrm{H})-H(\bar{r}_i(\bar{W})\,|\,\bar{\mathrm{H}},\bar{d}_i)=\log\det(\bar{W}^H\bar{R}\bar{W})-\log\det(\bar{W}^H\bar{\bar{R}}\bar{W})$$

。

该最优滤波器 $\bar{\bar{W}}_{MC}$ 可通过求解下式获得

$$\bar{W}_{MC}=\arg\max_{\bar{W}}\log\det(\bar{W}^H\bar{R}\bar{W})-\log\det(\bar{W}^H\bar{\bar{R}}\bar{W})$$

$$=\arg\max_{\bar{W}}\log\det(\bar{I}_M+\sigma_d^2\bar{W}^H\bar{\mathrm{H}}_0\bar{\mathrm{H}}_0^H\bar{W}(\bar{W}^H\bar{\bar{R}}\bar{W})^{-1}) \qquad (9)$$

其中 $\bar{I}_M$ 是尺寸为 M×M 的单位矩阵。给定 $\bar{W}$ 是 $(2F+1)N\Delta\times M$ 矩阵，则直接优化式（9）是困难的。T.M.Cover 和 J.A.Thomas 的

"Elements of Information Theory"（Wiley Interscience 1991 年出版）中给出的数据处理引理被用于提供互信息 $I(\bar{d}_i;\bar{r}_i(\bar{W})|\bar{H})$ 的上界，并接着示出该上界是可达到的。至此，注意由于 $\bar{r}_i(\bar{W})=\bar{W}^H\bar{y}_{i+F;i-F}$，$\bar{d}_i\rightarrow\bar{y}_{i+F;i-F}\rightarrow\bar{r}_i(\bar{W})$ 形成了马尔可夫链，其以对该信道$\bar{\mathrm{H}}$的知识为条件。

因此，通过数据处理引理，不等式

$$I(\bar{d}_i;\bar{r}_i(\bar{W})|\bar{\mathrm{H}})\le I(\bar{d}_i;y_{i+F;i-F}|\bar{\mathrm{H}}) \qquad (10)$$

适用于任何滤波器 $\bar{W}$。根据该符号模型 $\bar{y}_{i+F;i-F}=\bar{H}_0\bar{d}_i+\bar{H}_{\bar{0}}\bar{d}_{\bar{i}}+\bar{n}_{i+F;i-F}$，可以得到

$$\begin{aligned}I(\bar{d}_i;\bar{y}_{i+F;i-F}|\bar{\mathrm{H}})&=H(\bar{y}_{i+F;i-F}|\bar{\mathrm{H}})-H(\bar{y}_{i+F;i-F}|\bar{\mathrm{H}})\\&=\log\det(\bar{I}_{(2F+1)N\Delta}+\sigma_d^2\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0\bar{\mathrm{H}}_0^H)\\&=\log\det(\bar{I}_M+\sigma_d^2\bar{\mathrm{H}}_0^H\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0)\end{aligned} \qquad (11)$$

其中最后式子是恒等式 $\log\det(\bar{I}+\bar{A}\bar{B})=\log\det(\bar{I}+\bar{B}\bar{A})$ 的结果。从式（9）和（11）中，可以证明通过针对任何可逆矩阵$\bar{\mathrm{A}}$设置 $\bar{W}_{MC}=\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0\bar{A}$，即 $I(\bar{d}_i;\bar{r}_i(\bar{W}_{MC})|\bar{H})=I(\bar{d}_i;y_{i+F;i-F}|\bar{H})$，则可达到该上界。

上述定理不意味着滤波器$\bar{\bar{\mathrm{W}}}_{\mathrm{MC}}$是信息无损的。事实上，显然通过将信道$\bar{H}$从多径转换为单径，滤波器$\bar{\bar{\mathrm{W}}}$总是有损的。这是因为该所恢复的多径信息是 $I(\bar{d}_i;\bar{y}_{i+F;i-F})$（其中为简化记号略去了关于$\bar{H}$的条件），其总是小于信道 $I(\bar{d}_i,\bar{d}_i,y_{i+F;i-F})$ 的总互信息，其中 $\bar{d}_{\bar{i}}$ 被看作信号而非干扰。因此，该定理不意味着在执行多径到单径信道转换（需要该转换用于避免多用户联合序列检测）的该类有损滤波器中，该解$\bar{\bar{\mathrm{W}}}_{\mathrm{MC}}$是希望的最佳解。为本公开的目的，该减少的互信息 $I(\bar{d}_i;\bar{y}_{i+F;i-F})$ 也被称为受约束的互信息。

从多径信道向单径信道转换的概念被更好地理解为 CDMA 下行链路的码片级均衡，通常使用 LMMSE 或 MVDR 算法。定义误差向量 $\bar{z}=\bar{d}_i-\bar{W}^Hy_{i+F;i-F}$，以及协方差矩阵 $\bar{R}_{zz}=E[\bar{z}\bar{z}^H]$，该 MIMO LMMSE 码片级均衡 $\bar{W}$ 是如下问题的解：

$$\bar{W}_{LMMSE}=\arg\min_{\bar{W}}Trace(\bar{R}_{zz})=\arg\min_{\bar{W}}E\left\|\bar{d}_i-\bar{W}^H\bar{y}_{i+F;i-F}\right\|^2 \qquad (12)$$

其最优解由$\overline{\overline{W}}_{LMMSE}=\sigma_d^2\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0$给出。

定义$\hat{d}_{i,LMMSE}=\overline{\overline{W}}_{LMMSE}^H\bar{y}_{i+F:i-F}$为估计的码片向量，可以看出该估计是有偏的，因为$E\left[\hat{d}_{i,LMMSE}\mid\bar{d}_i\right]=\sigma_d^2\overline{\overline{H}}_0^2\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0\bar{d}_i\neq\bar{d}_i$。无偏估计可通过替代地解决 MIMO MVDR 问题而获得:

$$\overline{\overline{W}}_{MVDR}=\arg\min_{\overline{\overline{W}}}Trace(\overline{\overline{W}}^H\overline{\overline{R}}\overline{\overline{W}}),s.t.\overline{\overline{W}}\overline{\overline{H}}_0=\bar{I}_M \qquad (13)$$

其解为$\overline{\overline{W}}_{MVDR}=\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0(\overline{\overline{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0)^{-1}$。从而，MVDR 解是由 N.Al-Dhahir 在 2001 年 2 月 IEEE Transactions on Communications 的第 49 卷第 213-218 页的名为“FIR Channel-Shortening Equalizers for MIMO ISI Channels”的文章中描述的所谓的 FIR MIMO 信道压缩滤波器的特例。

下面的推论表明 LMSE 和 MVDR 二种解实际上都是互信息的最大化。该结果表明，只要这些滤波器之后是在空间维度上的联合检测，则简单的 LMMSE 或 MVDR 滤波器是最容易得到的。

推论: LMMSE 和 MVDR 均衡器解$\overline{\overline{W}}_{LMMSE}$和$\overline{\overline{W}}_{MVDR}$二者都是互信息最大化的。

证明: 通过设定和应用上述定理，对于$\overline{\overline{W}}_{LMMSE}$该推论是显而易见的。另一方面，借助于由 L.Scharf 在 Statistical Signal Processing: Detection, Estimation and Time Series Analysis（Addison Wesley 出版社, 1990 年）中所描述的矩阵逆引理，可以将$\overline{\overline{W}}_{LMMSE}$重写为

$$\overline{\overline{W}}_{LMMSE}=\sigma_d^2\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0=\sigma_d^2\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0(\bar{I}_M+\sigma_d^2\overline{\overline{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0)^{-1} \qquad (14)$$

并令$\overline{\overline{A}}=\sigma_d^2(\bar{I}_M+\sigma_d^2\overline{\overline{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\overline{H}}_0)^{-1}$以完成该证明。

CQI 或从其得到的诸如预测帧误差率的其他信息可以被图 3A 中的接收器作为反馈传输到发射器，例如图 3B 的框图中所述的发射器 70。发射器 70 在联合译码器 72 处以第一编码速率编码第一输入信号（或第一信息比特集合），联合译码器 72 至少在空间、时间和频率中的二者上进行编码。调制器 74 将该编码的信号映射到存储于存储器 76 的诸如 16-QAM 的载波波形，这可

以认为是第一调制。该存储器存储至少两种不同的调制，以便该发射器可以使其调制方案适应如下所述的多径信道。优选地，编码器 72 和调制器 74 被组合为执行两种功能的单个空间译码器，诸如图 1 的编码和调制块 34，其中编码和调制一起执行而不是顺序执行。继而，使用前面详细描述的 Walsh 类型扩频码 80，将该编码的和调制的信号在可用频谱中扩频，并在扩频器块 78 处对该信号加扰。然后由路由器 82 将该扩频的和加扰的信号在 M（示出的是 M=2）个发射天线 84 之间分配，并在该多径信道上传输。路由器 82 可以使用注水（Water-filling）算法在发射天线 84 之间分配分组，以获得给定信道质量的最大容量。该信道质量可在下面描述的反馈 86 中提供。

根据本发明，具体通过基于从在多径信道上发送的第一信号的接收者而接收到的反馈 86 而改变调制、编码率或其二者，发射器 70 使用反馈 86 使将来的传输适应由信道质量指示符 CQI 所表示的信道。下面详细介绍了 CQI 的两种变体。反馈 86 可通过多径信道自身、侧信道（side channel）、专用反馈信道等等到达发射器 70；本发明不限于特定的反馈通路。反馈 86 不需要是 CQI 自身，但可以是基于 CQI 的帧误差率的估计、用于发射器 70 改变编码率和/或调制的指令、或从 CQI 推导出的优点的任何中间形态。在其他情况中，在发送反馈 86 的接收器中计算该反馈 86，例如图 3A 中所示。

在该接收器中的处理器 88 接收反馈 86，并作为响应，使编码器 72 改变编码率、使调制器 74 改变调制或其二者，以用于在第一信号之后在多径信道上传输的第二信号。编码率和调制可以如下表 2 所示而被改变，而可以改变分组尺寸以符合所适应的编码率和调制方案，如下表 3 所示，每次适应都基于代表多径信道的 CQI。由于发射器 70 和接收器 48 中的每个都在整体通信系统中发射和接收，所以在无线多径通信系统中，可以认为所描述的发射器 70 是第一收发器，且可以认为所描述的接收器 48 是第二

收发器。

对于包括联合空时编码的 MIMO 传输方案，由于每个接收天线 28 得到不同的 SNR，因此不具有良好定义的 FER（SNR）曲线。尽管在原则上，总可以定义多维的映射 FER（$SNR_1,\ldots,SNR_M$），由于每个链路映射所需要的大量信息，即使如果可能，这实际上也是不需要的。所提出的是两种可选的用于克服此难点的 MIMO 链路映射方法。显然，解决问题的关键是找到完全表征 MIMO 链路特征的单个信道质量指示符（CQI）。实现的一种方式是使用所谓的广义 SNR（GSNR）:

$$GSNR_k \triangleq \beta_k \frac{Trace(\sigma_d^2 \bar{I}_M)}{Trace(\bar{R}_{zz}(\bar{W}_{LMMSE}))} \qquad (15)$$

其中 $\bar{R}_{zz}$ 在上述式（12）中定义，而 $\beta_k \triangleq \sigma_k^2 G$ 是将码片级 SNR（$\bar{d}_i$ 的 SNR）转换为符号级的 SNR（$\bar{t}_i(j)$的 SNR）的标量（scalar）因子。在大部分实际情况中，符号幅度 σ_k 同属于相同用户的那些 Walsh 码的符号幅度相同，即 $\sigma_1 = \ldots = \sigma_{K1}$，并因此，$GNSR=GNSR_1=\ldots=GNSR_{K1}$。因此链路到系统映射被降低回到单维映射 FER（GSNR）。

一种可选的方法是使用以上描述为表征该 MIMO 链路的单个 CQI 的受约束的互信息。认识到以下是重要的：利用调制和编码被直接应用于该码片信号 $\bar{d}_i$ 的假设，而获得该受约束的互信息 $I(\bar{d}_i;\bar{y}_{i+F;i-F})$。由于在实际 CDMA 系统中，调制和编码总是被应用于符号 $\bar{a}_k(j)$，所以使用符号级互信息 $I(\bar{a}_k(j);\bar{t}_k(j))$ 作为该链路的 CQI 是更好的。然而，一旦在图 3 中的前端滤波器 $\bar{W}_{MC} = \bar{\bar{R}}^{-1}\bar{H}_0\bar{A}$ 是固定的，则其直接示出

$$I(\bar{a}_k(j);\bar{t}_k(j)) = \log\det(\bar{I}_M + \beta_k\sigma_d^2\bar{H}_0^H\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{H}_0) \qquad (16)$$

因此，单维映射的可选方案选择是 $FER\left(\frac{1}{K_1}\sum_{k=1}^{K_1} I(\bar{a}_k(j);\bar{t}_k(j))\right)$，其中 CQI 是分配给用户的 K_1 Walsh 码的平均互信息。注意，此处条件 $\sigma_1 = \cdots = \sigma_{K_1}$ 不是必需的。

在码片和符号互信息之间的差别建议在图 3A 中的滤波器块 $\bar{W}$和随后的块（下变频等）可以被组合为复合滤波器块，并继而直接优化该符合滤波器。然而，更进一步的检查表明这样做显著的增加了记号的复杂度而没有揭示出对该问题的另外的见解。因此，本发明人选择在此公开中保持宽松地定义码片级互信息。该码片与符号互信息的对比类似于在本领域中所公知的码片与符号级均衡问题的对比。

上述算法和概念已在真实的符合 CDMA2000 1x EV-DV 标准的链路级仿真器上得到评估。仿真结果表现为两部分。第一部分通过比较在存在链路适应情况下的编码的 VBLAST 和 PARC 系统的性能，显示了将受约束的互信息展示为 CQI 测量以驱动空时联合编码系统的链路适应过程的有用性。第二，假设在发射器处使用编码的 VBLSAT 方案，示出了参考在链路到系统映射的背景中的式（15）和（16）而讨论的两种 CQI 测量的有效性。注意，尽管本公开关注编码的 VBLAST 和 PARC 方案，这里所描述的算法和概念可以被扩展到更复杂的 MIMO 传输方案。

所使用的仿真参数在下表 1 中列出。使用编码的 VBLAST 方案以展示将该受约束的互信息$I(\vec{d}_i;\vec{y}_{i+F:i-F})$作为在存在链路适应情况下的 CQI 的有用性。

表 1：仿真参数

参数名	参数值
系统	CDMA 1x EV-DV
扩频长度	32
信道简档	媒介 A
移动速度	30 km/h
滤波器长度	16
Tx/Rx 天线数目	2/2
调制格式	QPSK
系统中的有效 Walsh 码总数	25

作为比较，还示出了 PARC 方案的性能，其中在发射器处的信号分别被编码。该 PARC 方案采用连续解码结构，现有技术已

经表明该连续解码结构针对无记忆信道是容量可实现的。这些结果被扩展到频率选择信道，其中表明在多径信道中，连续解码得到了以上详细描述的受约束的互信息。注意，在 PARC 方案中，由于每个天线分别被编码，所以类似于$I(\bar{d}_i;\bar{y}_{i+F;i-F})$的联合 CQI 是不可行的。

为展示具有链路适应的 MIMO 模式的性能，每个分组传输的参数从表 2 推导出，包括 4 组参数，每组公知为调制和编码方案（MCS）。表 2 是在“Contribution RL-040366, Draft Document for Multiple-Input Multiple Output in UTRA”（3GPP TSG-RAN）文章的 5 级表的子表。为近似地达到这些频谱效率，在 1x EV-DV 分组数据信道的背景中使用表 3 中示出的参数组。注意，为达到表 3 中的这些有效的编码率，在 5ms（4 个时隙）内传输每个 PARC 分组，而在 2.5ms（2 个时隙）内传输每个编码的 VBLAST 分组。在编码 VBLAST 和 PARC 之间的吞吐率的比较在图 4 中示出。

表 2：用于链路适应的调制和编码模式

	调制	编码率	频谱效率
1	QPSK	1/4	0.5
2	QPSK	1/2	1.0
3	16-QAM	1/2	2.0
4	16-QAM	3/4	3.0

表 3：用于链路适应的 1x EV-DV PDCH 参数（分配的 4 个 Walsh 码）

	分组尺寸	调制	编码
1	QPSK	1/4	0.5
2	QPSK	1/2	1.0
3	16-QAM	1/2	2.0
4	16-QAM	3/4	3.0

注意，这里除了业务E_c/I_{or}是固定的而几何形状（Geometry）是允许改变的之外，大部分仿真参数与表 1 中的相同。当然，由于链路适应，在此情况下 MCS 也是可用的。假定该链路适应是

无延迟的理想反馈，即，在每一帧结束后，该发射器立即改变该MCS。结果表明编码的 VBLAST 在这些仿真中略微胜过 PARC。为达到特定的两个容量组，PARC 方案使用两种较小的分组尺寸，而编码的 VBLAST 方案将使用一种单一的较大的分组尺寸。由于较大的分组尺寸，图 4 中所见的增益可归功于在 turbo 码中的交织器的尺寸的增加。另一方面，相对于链路适应，PARC 具有更大灵活性，在此仿真中其没有被完全利用，在此仿真中仅使用了一小组 MCS 方案。在链路适应中的更大粒度可能导致不同的结果。

对于链路到系统映射，使用计算机仿真以获得用于映射编码的 VBLAST 方案的 FER（CQI）曲线。特别地，在图 5 和图 6 中使用了以上详细描述的 GSNR 和受约束的互信息 $I(\bar{d}_i;\bar{y}_{i+F;i-F})$ 两种信道矩阵。这两种度量支持由单个 CQI 对 MIMO 链路的表征，这样，可避免多维映射方法。

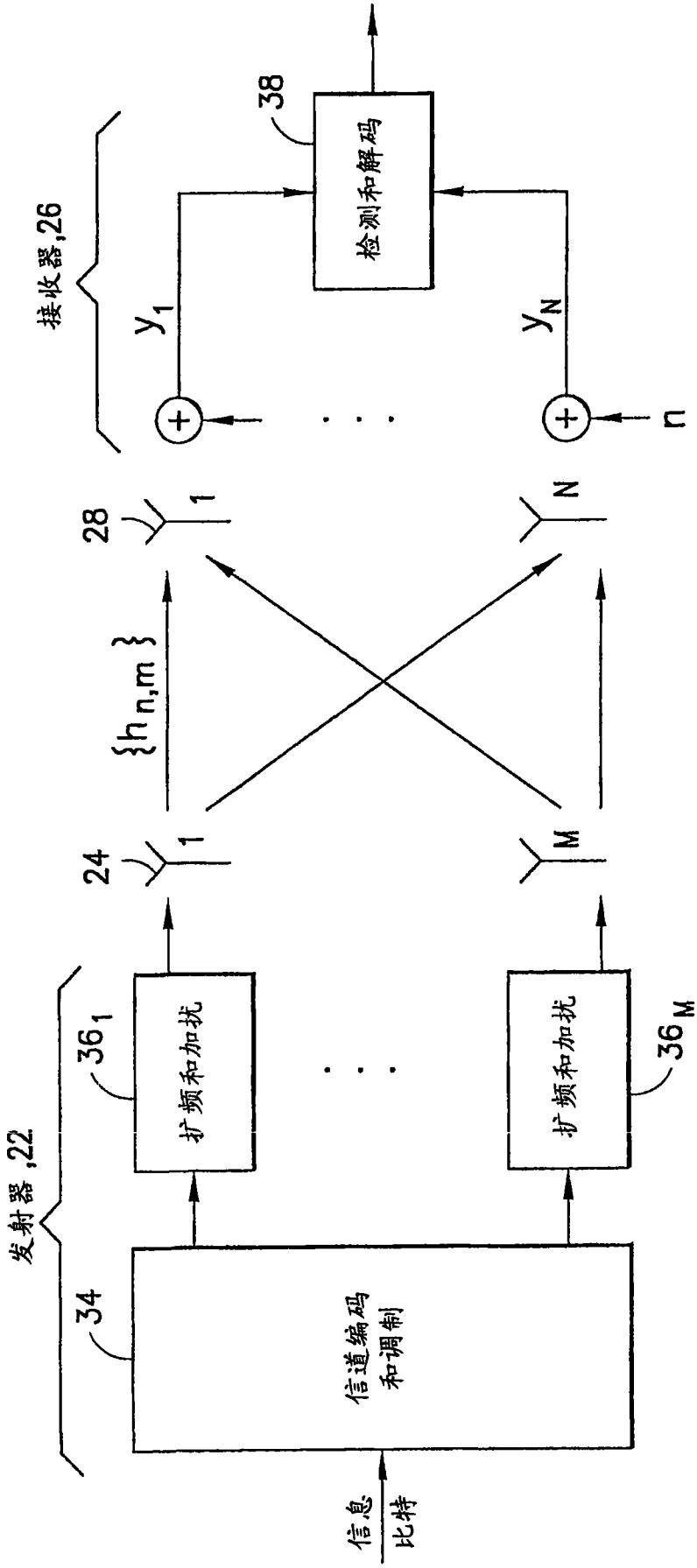
在仿真中，如在 2003 年 4 月 3GPP-3GPP2 SCM AHG "3SCM-132: Spatial Channel Model Text Description" 中所述的，采用空间信道模型（SCM），并实现了城市宏观场景。在 SCM 中，信道延迟简档是具有针对每种实现不同的多径信道简档的随机向量。使用了此类随机向量的十种独立实现。

使用遵循如上所述的每 Walsh 联合检测算法的 LMMSE 接收器。在表 1 中示出了该链路参数（除了在图 5-6 的仿真中，几何形状被设置为 0）。图 5 绘出了作为 GSNR 的瞬时值函数的 FER，而图 6 提供了关于该受约束的互信息的类似图。对于任何给定的 CQI 测量，带有不同实现的曲线的变化越少，作为链路质量指示符的测量越有效。给定此准则，同 GSNR 相比较，该受约束的互信息看起来更合适。

综上，此公开将受约束的互信息的使用表征为在频率选择性信道中用于空时编码 MIMO CDMA 系统的信道质量指示符（CQI）。此类 CQI 测量被表明是两种链路适应所必需的，并且

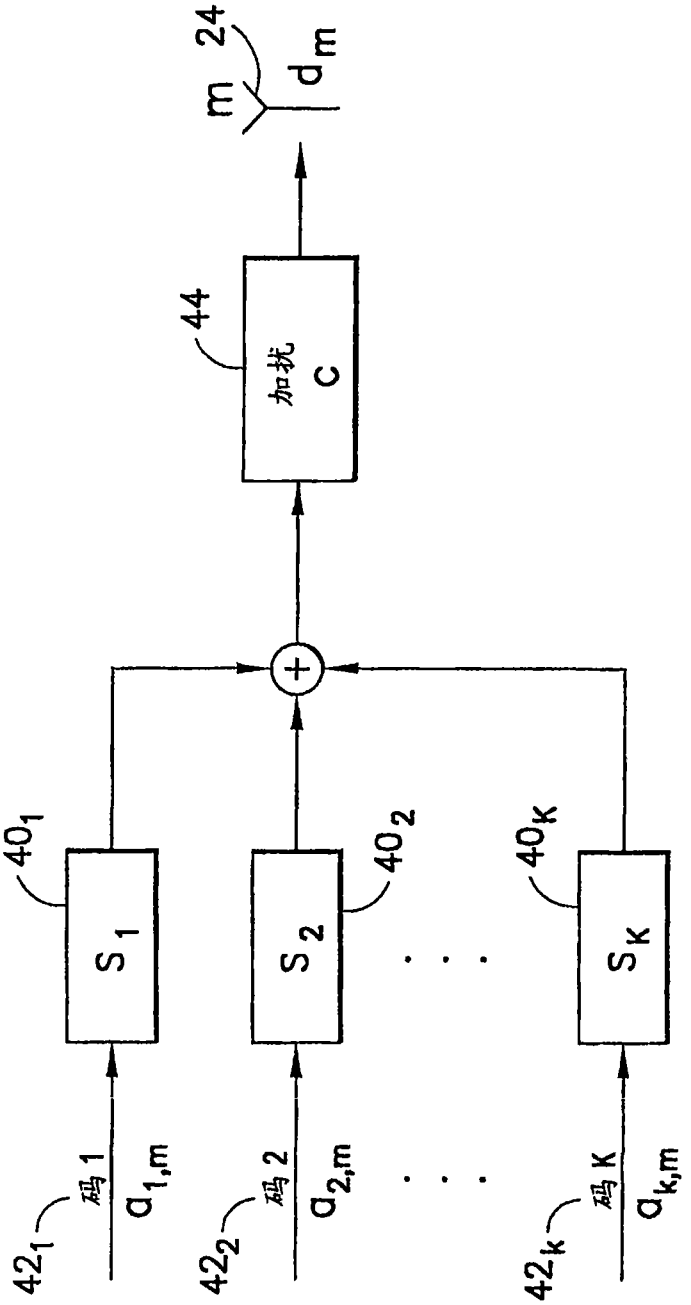
还提供针对联合编码的 MIMO CDMA 系统的链路到系统映射装置。

虽然已经介绍和描述了目前被认为是本发明的优选的和可选的实施方式，应该理解，到对于本领域技术人员，可能出现多种改变和修改。所附的权利要求旨在覆盖在要求保护的本发明的精神和范围内的改变和修改。


信息比特
发射器,22
34
信道编码和调制
36 1
扩频和加扰
36 M
扩频和加扰
24
1
M
{h n,m }
28
1
N
接收器,26
y 1
y N
n
38
检测和解码

现有技术

图 1



现有技术

图 2

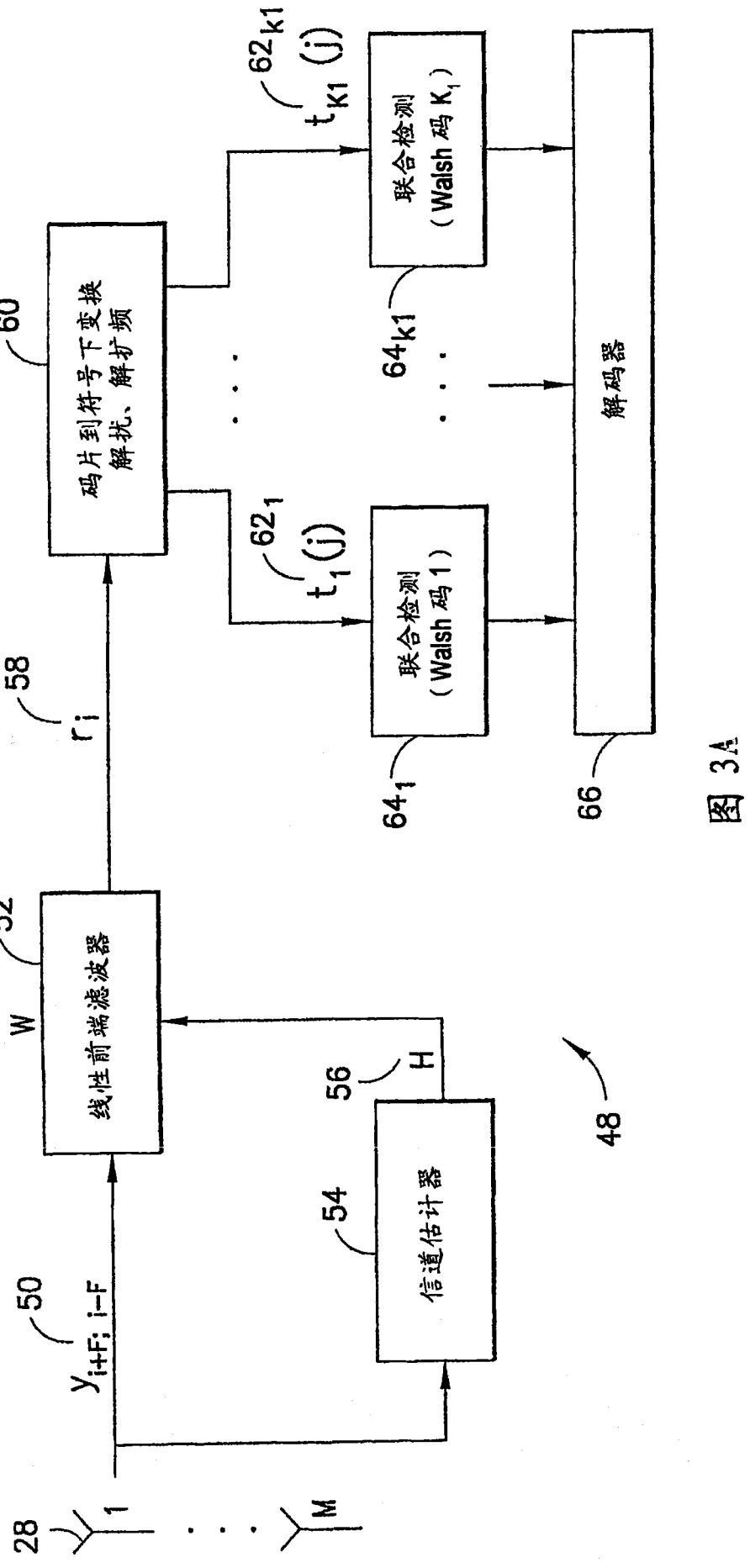

28
1
M
50
$y_{i+F;\ i-F}$
54
信道估计器
56
H
48
52
W
线性前端滤波器
58
r_i
60
码片到符号下变换
解扰、解扩频
62_1
$t_1(j)$
62_{K1}
$t_{K1}(j)$
联合检测
(Walsh 码 1)
联合检测
(Walsh 码 K_1)
64_1
64_{K1}
解码器
66

图 3A

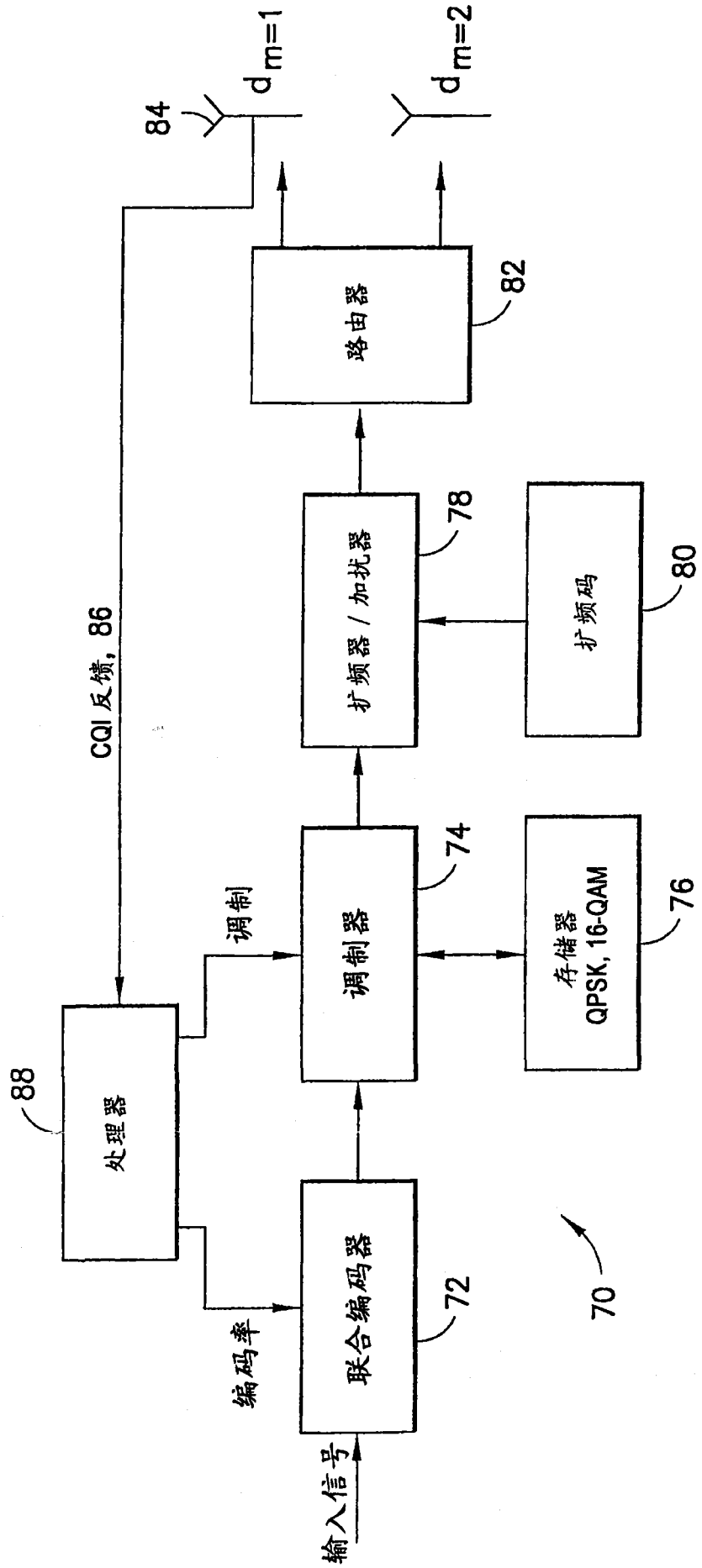

输入信号
编码率
联合编码器
72
调制
调制器
74
存储器
QPSK, 16-QAM
76
扩频器 / 加扰器
78
扩频码
80
路由器
82
84
$d_{m=1}$
$d_{m=2}$
CQI 反馈, 86
处理器
88
70

图 3B

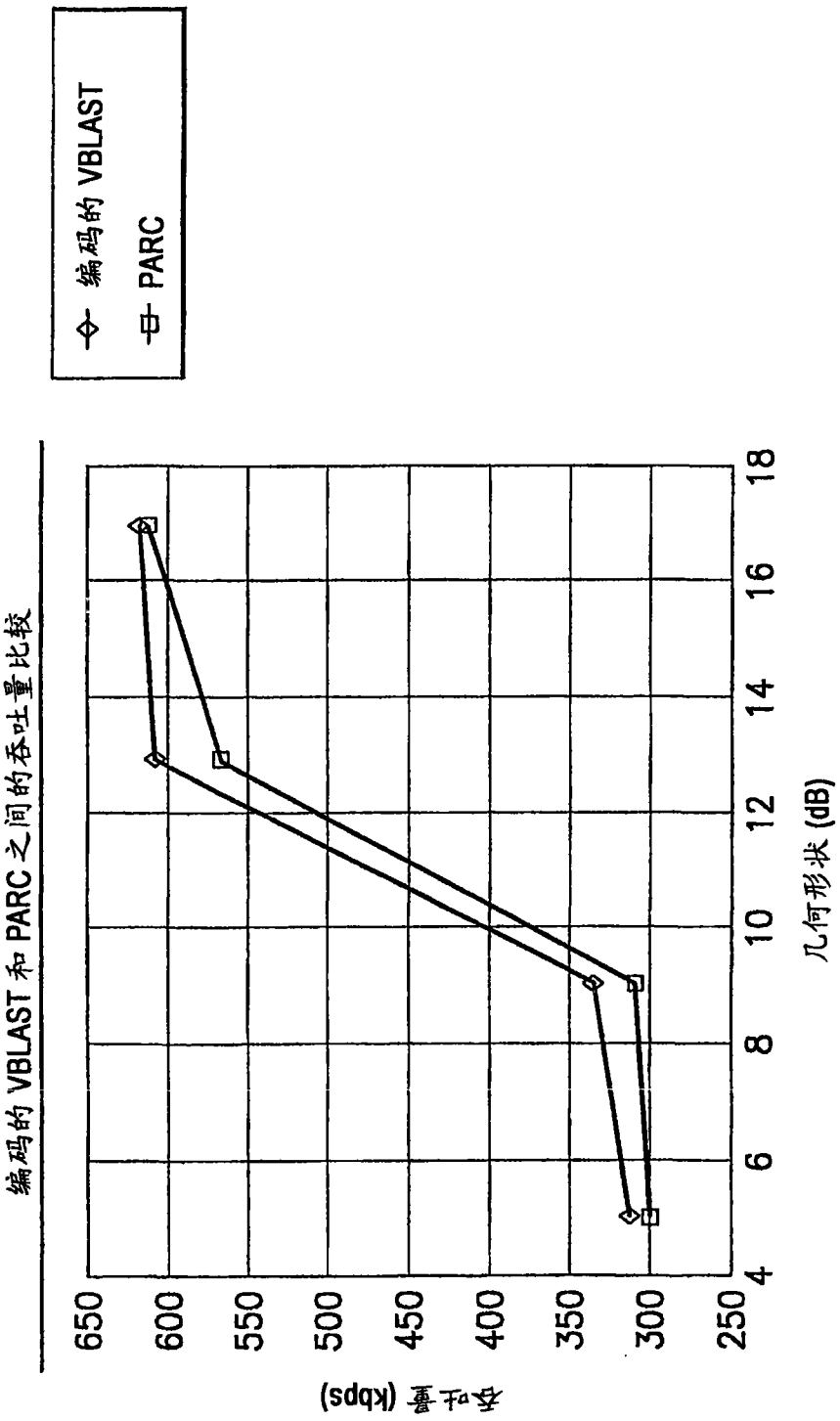

编码的 VBLAST
PARC
编码的 VBLAST 和 PARC 之间的吞吐量比较
吞吐量 (kbps)
650
600
550
500
450
400
350
300
250
4
6
8
10
12
14
16
18
几何形状 (dB)

图 4

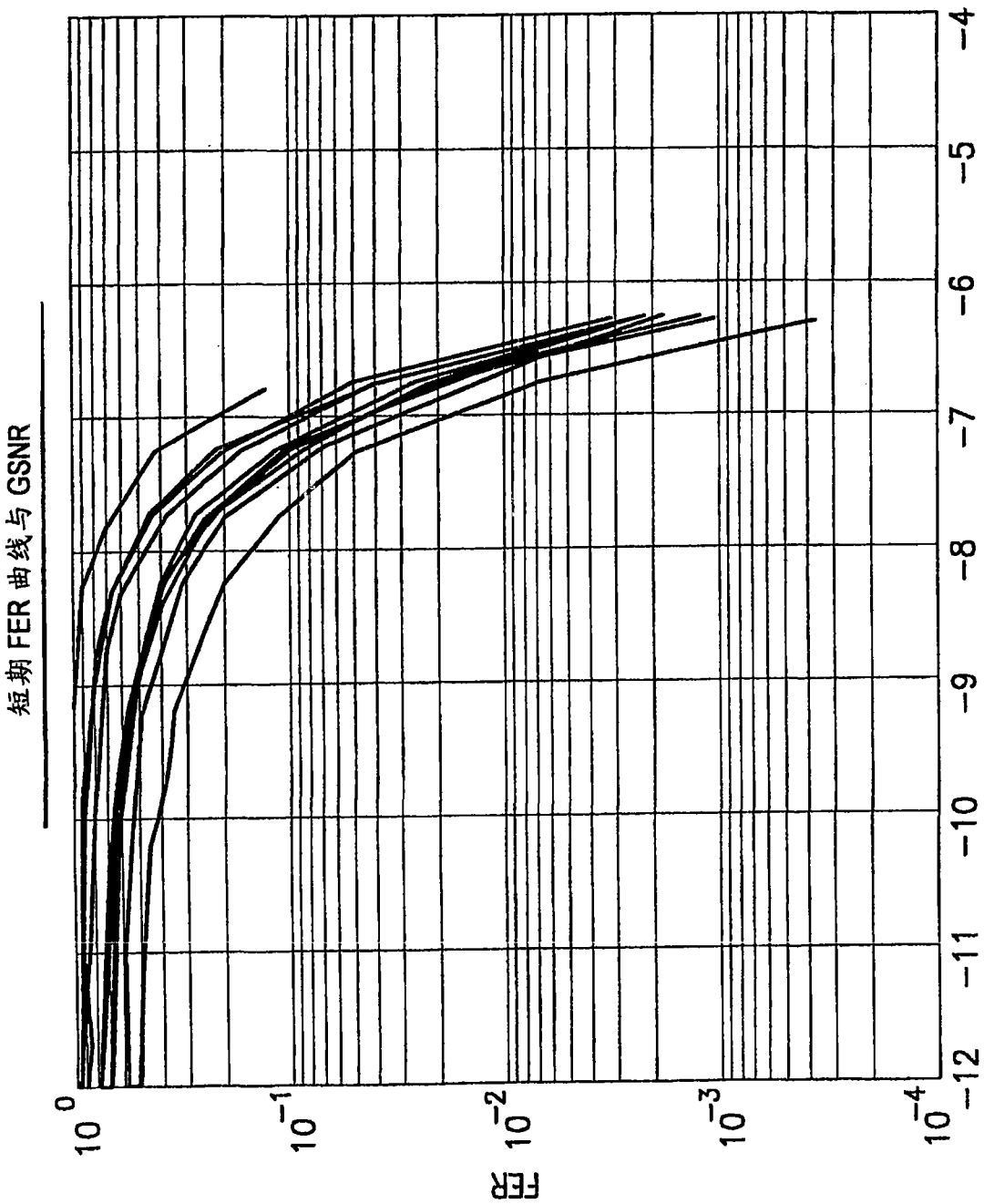


图 5

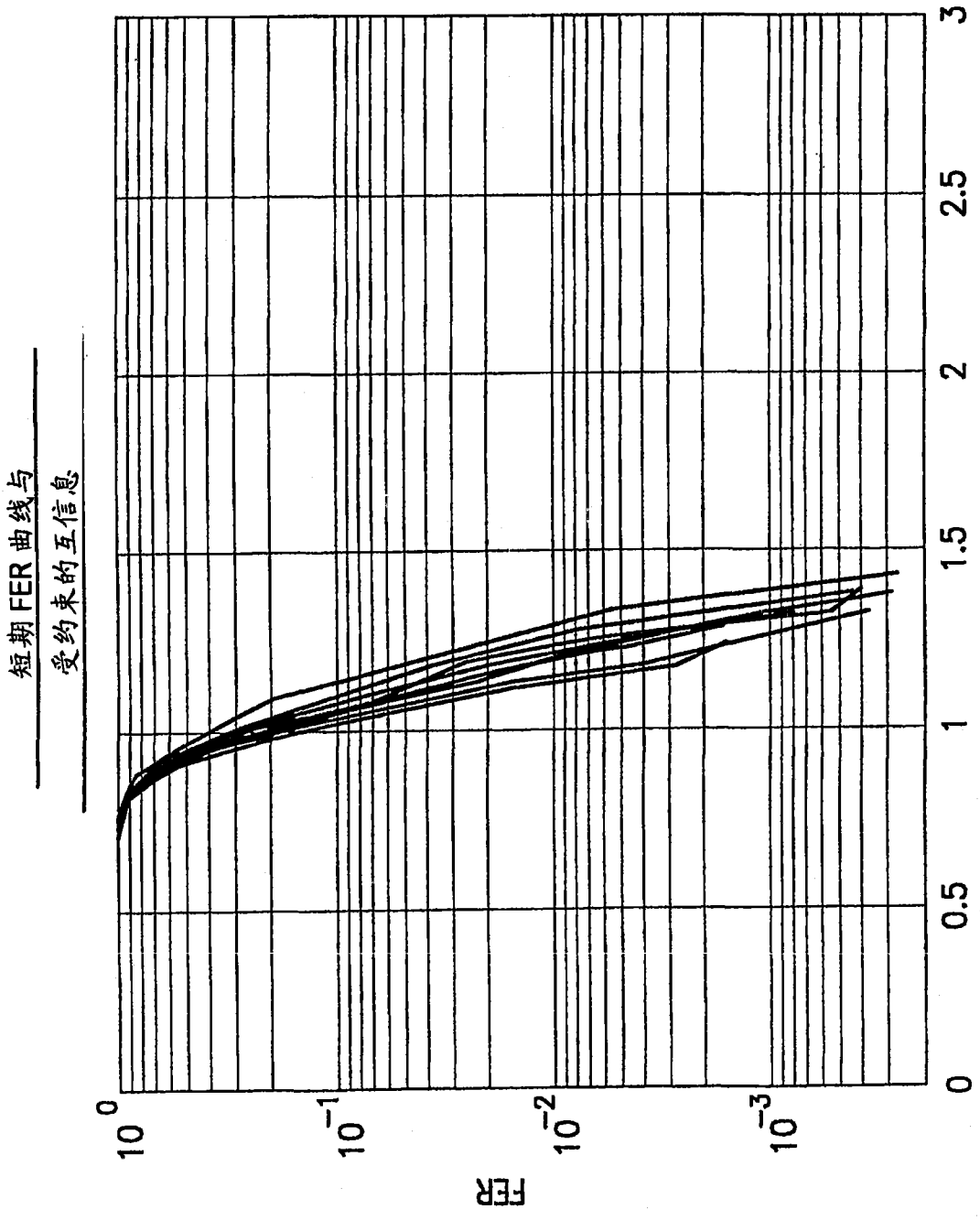


图 6

1. 一种用于检测在多径信道上接收的联合编码信号的方法，包括:

由 N 个接收天线接收多径信道上的联合编码信号，其中 N 是大于一的整数;

针对所述联合编码的信号，估计码片间隔内所发射的码片向量;

对于所述 N 个接收天线中的每一个，在所述接收的信号进行采样，以得到针对所述 N 个接收天线的每一个的天线式码片向量;

使用信道质量指示符 CQI 对天线式的接收的码片向量块进行滤波，所述块包括所述 N 个天线式码片向量中的每一个，所述 CQI 最大化所述估计的发射码片向量和所述天线式的接收的码片向量之间的受约束的互信息;

将所述滤波的块下变频为比特和符号之一;

对于通过其对所述联合编码信号进行扩频的每个扩频码，并行检测所述下变频的比特或符号。

2. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述 CQI 描述整个多径信道，在所述多径信道上由所述 N 个天线接收信号。

3. 根据权利要求 2 所述的方法，其中所述 CQI 包括广义信噪比 GSNR，所述广义信噪比 GSNR 代表所述 MIMO 多径信道的所有信道使用，其中在所述 MIMO 多径信道上接收所述联合编码信号。

4. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述 GSNR 通过下式计算:

$$GSNR_k \triangleq \beta_k \frac{Trace(\sigma_d^2 \bar{I}_M)}{Trace(\overline{R}_{zz}(\overline{W}_{LMMSE}))};\ \text{其中}$$

β_k 是为第 k 个用户将码片级 SNR 转换为符号级 SNR 的标量因子;

σ_d^2 是关于估计的发射码片向量的噪声方差;

$\bar{I}_M$ 是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的发射天线的数目;

$\overline{R}_{zz}$ 是误差协方差矩阵; 以及

$\overline{W}_{LMMSE}$是滤波的天线式码片向量块。

5. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述滤波包括使得$\overline{W}_{MC}=\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0\overline{A}$的滤波；其中

$\overline{\overline{R}}\triangleq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0\overline{\mathrm{H}}_0^H+\sigma^2\overline{I}$;

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差；

σ^2是关于天线式接收码片向量块的噪声方差；

$\overline{I}$是单位矩阵；

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；以及

$\overline{\mathrm{A}}$是任意可逆矩阵。

6. 根据权利要求 1 所述的方法，其中所述受约束的互信息$I(\overline{d}_i\overline{y}_{i-F:i+F}\mid\overline{\mathrm{H}})$被最大化，使得$I(\overline{d}_i\overline{y}_{i-F:i+F}\mid\overline{\mathrm{H}})=\log\det(\overline{I}_M+\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)$；其中

$\overline{I}_M$是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的发射天线的数目；

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}}\triangleq\sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0\overline{\mathrm{H}}_0^H+\sigma^2\overline{I}$;

σ^2是关于天线式接收码片向量块的噪声方差；以及

$\overline{I}$是单位矩阵。

7. 根据权利要求 1 所述的方法，其中滤波包括使用线性最小均方误差 LMMSE 滤波器的滤波器组$\overline{W}_{LMMSE}$，所述滤波器组用于根据$\overline{W}_{LMMSE}=\sigma_d^2\overline{R}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0$对天线式码片向量块进行滤波；其中

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵；以及

$\overline{R}^{-1}$是天线式接收码片向量块的逆协方差矩阵。

8. 根据权利要求 1 所述的方法，其中滤波包括使用最小方差无畸变响应 MVDR 滤波器组$\overline{W}_{MVDR}$，所述滤波器组用于根据$\overline{W}_{MVDR}=\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0(\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)^{-1}$对码片式信号向量块进行滤波；其中

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}} \triangleq \sigma_d^2 \overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}} \overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^H + \sigma^2 \bar{I}$;

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差;

σ^2是关于天线式接收码片向量块的噪声方差;以及

$\bar{I}$是单位矩阵。

9. 一种用于检测联合编码的扩频信号的符号的方法,包括:

在码片间隔内通过至少两个接收天线接收来自多径信道的信号;

估计针对所述信号发射的码片向量;

对所述信号采样,以从每个接收天线得到码片式信号向量;

将所述码片式信号向量存储为块;

通过确定所述码片式信号向量和所估计的发射的码片矢量之间的互信息,估计所述多径信道,

使用所述对多径信道的估计,对所述码片式信号向量块进行滤波以恢复用于扩频所述信号的扩频码的正交性;

对所述滤波的码片式信号向量块进行下变频、解扰以及解扩频,以得到符号级信号向量的并行输出,每个并行输出对应于一个扩频码;以及

对于每个并行输出,使用一个扩频码在空间上检测比特或符号之一。

10. 根据权利要求 9 所述的方法,其中对所述码片式信号向量块进行滤波包括递送所述码片式信号向量块通过线性最小均方误差 LMMSE 滤波器。

11. 根据权利要求 10 所述的方法,其中所述 LMMSE 滤波器根据$\overline{W}_{LMMSE} = \sigma_d^2 \overline{R}^{-1} \overline{\mathrm{H}}_0$对所述码片式信号向量块进行操作;其中:

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差;

$\overline{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵;以及

$\overline{R}^{-1}$是码片式信号向量块的逆协方差矩阵。

12. 根据权利要求 9 所述的方法,其中对所述码片式信号向量块进行滤波包括递送所述码片式信号向量块通过最小方差无畸变响应 MVDR 滤波器。

13. 根据权利要求 12 所述的方法，其中所述 MVDR 滤波器根据 $\overline{\overline{W}}_{MVDR} = \overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0(\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)^{-1}$ 对所述码片式信号向量块进行操作；其中：

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}} \triangleq \sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^H + \sigma^2\bar{I}$；

σ_d^2 是关于估计的发射码片向量的噪声方差；

σ^2 是关于码片式信号向量块的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

14. 根据权利要求 9 所述的方法，其中在空间上检测比特或符号之一包括：在利用二进制码对接收信号进行联合编码的情况下在空间上检测比特。

15. 根据权利要求 9 所述的方法，其中对所述码片式信号向量块进行滤波以恢复正交性包括：均衡化所述多径信道的子信道。

16. 根据权利要求 9 所述的方法，其中确定互信息包括确定最大化的受约束的互信息 $I(\bar{d}_i\bar{y}_{i-F,i+F}\,|\,\overline{\mathrm{H}})$，使得 $I(\bar{d}_i\bar{y}_{i-F,i+F}\,|\,\overline{\mathrm{H}}) = \log\det(\bar{I}_M + \sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_0^H\overline{\overline{R}}^{-1}\overline{\mathrm{H}}_0)$；其中

$\bar{I}_M$ 是尺寸为 M×M 的单位矩阵，其中 M 是从其发送编码的信号的发射天线的数目；

σ_d^2 是关于估计的发射码片向量的噪声方差；

$\overline{\mathrm{H}}_0$ 是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\overline{\overline{R}} \triangleq \sigma_d^2\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}\overline{\mathrm{H}}_{\bar{0}}^H + \sigma^2\bar{I}$；

σ^2 是关于码片式信号向量块的噪声方差；以及

$\bar{I}$ 是单位矩阵。

17. 一种用于适应在无线通信系统中传输的方法，包括：

在第一收发器中，

以第一编码率对待发射的第一信号进行联合编码，

以第一调制对所述待发射的第一信号进行调制，以及

在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射所述联合编码的和调制的第一信号；

在第二收发器中，

在所述多径信道上由至少两个接收天线接收所述联合编码的和调制的第一信号；

将在其上接收所述第一信号的所述多径信道变换为有效单径信道；

通过约束发射码片的估计与天线式接收码片向量块之间的互信息，确定表征所述有效单径信道的单个信道质量指示符 CQI；

从所述有效单径信道，并行检测比特和符号之一，每个并行检测是根据一个扩频码的，通过所述扩频码在所述频谱上对所述第一信号扩频；以及

向所述第一收发器发射基于所述 CQI 的反馈；以及

在所述第一收发器中，

接收所述反馈；

对待发射的第二信号进行联合编码；

对所述待发射的第二信号进行调制；以及

在扩频多径无线信道上由至少一个发射天线发射所述联合编码的和调制的第二信号，

其中，响应于所述反馈，所述第二信号是以下至少之一：以第二编码率被编码和以第二调制被调制。

18. 根据权利要求 17 所述的方法，其中所述反馈是根据所述 CQI 计算的估计的误差率。

19. 根据权利要求 17 所述的方法，其中所述反馈是基于所述 CQI 的用以改变编码率和调制格式至少之一的指令。

20. 根据权利要求 17 所述的方法，其中所述 CQI 是用于所述第二收发器的广义信噪比 GSNR，使得

$$GSNR_k \triangleq \beta_k \frac{Trace(\sigma_d^2 \bar{I}_M)}{Trace(\overline{R}_{zz}(\overline{W}_{LMMSE}))}$$；其中

β_k 是为用户将码片级 SNR 转换为符号级 SNR 标量因子；

σ_d^2 是关于对发射码片的估计的噪声方差；

$\bar{I}_M$是尺寸为M×M的单位矩阵，其中M是从其发送编码的信号的第一收发器中的发射天线的数目；

$\bar{R}_{zz}$是误差协方差矩阵；以及

$\bar{W}_{LMMSE}$是滤波的天线式接收码片向量块。

21. 根据权利要求18所述的方法，其中所述反馈是GSNR。

22. 根据权利要求19所述的方法，其中所述CQI是最大化的受约束的互信息$I(\bar{d}_i\bar{y}_{2F+1}|\bar{\mathrm{H}}) = \log\det(\bar{I}_M + \sigma_d^2\bar{\mathrm{H}}_0^H\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0)$。

23. 根据权利要求20所述的方法，其中所述反馈是所述最大化的受约束的互信息。

24. 一种接收器包括:

至少两个接收天线;

线性滤波器的滤波器组，具有耦接于每个接收天线输出的第一输入和第二输入，所述滤波器组用于通过约束发射的码片的估计与天线式的接收的码片向量块之间的互信息，将在多径信道的子信道上接收的信号向量均衡化为单个信道的单个向量;

信道估计器，具有耦接于每个接收天线的输出的输入以及耦接于所述滤波器组的第二输入的输出;

彼此并行的多个联合检测器，每个联合检测器具有耦接于所述滤波器组的输出的输入以及耦接于解码器的输出，每个联合检测器用于根据一个扩频码检测比特或符号之一;

码片到符号的下变频器、解扰器以及解扩频器，每一个设置在所述滤波器组和所述多个联合检测器之间。

25. 根据权利要求24所述的接收器，其中所述滤波器组包括LMMSE滤波器组，所述LMMSE滤波器组根据$\bar{W}_{LMMSE} = \sigma_d^2\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0$进行操作；其中:

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差;

$\bar{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵；以及

$\bar{\bar{R}}^{-1}$是天线式接收码片向量的逆协方差矩阵。

26. 根据权利要求24所述的接收器，其中所述滤波器组包括根据

$\bar{W}_{MVDR}=\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0(\bar{\mathrm{H}}_0^H\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0)^{-1}$进行操作的 MVDR 滤波器组；其中：

$\bar{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\bar{\bar{R}}\triangleq\sigma_d^2\bar{\mathrm{H}}_0\bar{\mathrm{H}}_0^H+\sigma^2\bar{I}$；

σ_d^2是关于估计的发射码片矢量的噪声方差；

σ^2是关于估计的发射码片矢量的噪声方差；以及

$\bar{I}$是单位矩阵。

27. 根据权利要求 24 所述的接收器，其中所述多个联合检测器的每一个是空间检测器。

28. 根据权利要求 24 所述的接收器，具有 N 个接收天线，其中所述滤波器组操作用于使受约束的互信息$I(\bar{d},\bar{y}_{i-F:i+F}\mid\bar{\mathrm{H}})$最大化，使得$I(\bar{d},\bar{y}_{i-F:i+F}\mid\bar{\mathrm{H}})=\log\det(\bar{I}_M+\sigma_d^2\bar{\mathrm{H}}_0^H\bar{\bar{R}}^{-1}\bar{\mathrm{H}}_0)$；其中

σ_d^2是关于估计的发射码片向量的噪声方差；

$\bar{\mathrm{H}}_0$是无记忆多径信道估计矩阵，并且上标 H 表示汉米尔顿运算；

$\bar{\bar{R}}\triangleq\sigma_d^2\bar{\mathrm{H}}_0\bar{\mathrm{H}}_0^H+\sigma^2\bar{I}$；

σ^2是关于估计的发射码片矢量的噪声方差；以及

$\bar{I}$是单位矩阵。

29. 一种接收器，包括：

至少两个无线信号接收装置；

线性滤波装置组，具有耦接于每个无线信号接收装置输出的第一输入和第二输入，所述线性滤波装置组用于通过从接收的信号确定对发射的码片的估计和天线式的接收的码片向量块之间的互信息，将在多径信道的子信道上接收的信号向量均衡化为单个信道的单个向量；

信道估计装置，具有耦接于每个接收天线的输出的输入以及耦接于所述线性滤波装置组的第二输入的输出；

彼此并行的多个联合检测装置，每个联合检测装置具有耦接于所述线性滤波装置组的输出的输入以及耦接于解码装置的输出，每个联合检测装置用于根据一个扩频码检测比特或符号之一；

码片到符号的下变频器、解扰器以及解扩频器，其中每一个设置在所述线性滤波装置组和所述多个联合检测装置之间。