

(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 102318301 A

(43) 申请公布日 2012. 01. 11

(21) 申请号 201080008672. 7

(51) Int. Cl.

(22) 申请日 2010. 02. 16

H04L 25/03(2006. 01)

H04L 27/26(2006. 01)

(30) 优先权数据

12/371971 2009. 02. 17 US

(85) PCT申请进入国家阶段日

2011. 08. 16

(86) PCT申请的申请数据

PCT/EP2010/051896 2010. 02. 16

(87) PCT申请的公布数据

W02010/094672 EN 2010. 08. 26

(71) 申请人 瑞典爱立信有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

(72) 发明人 A·赖亚尔 B·林多夫

(74) 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

司 72001

代理人 汤春龙 王洪斌

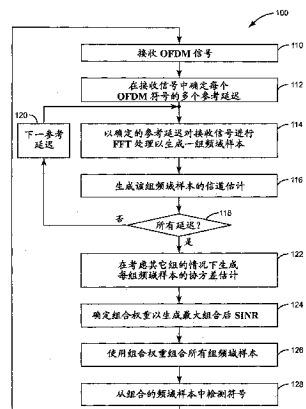
权利要求书 2 页 说明书 5 页 附图 5 页

(54) 发明名称

具有多个根据 G-RAKE 结构的 FFT 的 OFDM 接收器

(57) 摘要

处理接收的 OFDM 信号以确定多个参考延迟, 该参考延迟可包含多径信道的路径延迟。确定对应于每个参考延迟的有效信道估计, 这是在每个延迟观察到的 ISI 和噪声分量的协方差。对于所有副载波确定导致最大组合后 SINR 的组合权重。对应的多个 FFT 被应用于输入样本流, 每一个参考延迟一个。然后使用组合权重组合来自每个 FFT 输出的各个副载波。这产生具有抑制 ISI 的单个 FFT 输出, 其用于进一步处理。



1. 一种在无线通信接收器中处理接收的正交频分复用 (OFDM) 信号的方法, 包括:  
 在一个或多个天线处接收所述 OFDM 信号;  
 在所述接收信号中确定每个接收器天线的每个 OFDM 符号的至少两个参考延迟;  
 以每个确定的参考延迟对所述接收信号进行快速傅里叶变换 (FFT) 处理以生成至少两组频域样本;

确定所述组频域样本的组合权重;

使用所述组合权重组合所述至少两组频域样本; 以及

从组合频域样本中检测符号。

2. 如权利要求 1 所述的方法, 还包括生成每组频域样本的信道和干扰估计, 并且其中确定组合权重包括基于所述信道和干扰估计确定组合权重。

3. 如权利要求 1 所述的方法, 其中确定所述组频域样本的组合权重包括确定生成最大组合后信号与干扰和噪声比 (SINR) 的组合权重。

4. 如权利要求 1 所述的方法, 其中在所述接收信号中确定每个 OFDM 符号的至少两个参考延迟包括评估无线电信道分布图并检测所述无线电信道分布图中的峰值。

5. 如权利要求 4 所述的方法, 其中所述无线电信道分布图包括路径延迟分布图 (PDP)。

6. 如权利要求 5 所述的方法, 其中在所述接收信号中确定每个 OFDM 符号的至少两个参考延迟还包括基于所述 PDP 的形状增加附加延迟。

7. 如权利要求 1 所述的方法, 其中以每个确定的参考延迟对所述接收信号进行 FFT 处理包括将偏移了所述延迟的 FFT 采样窗口内的符号建模为通过所述偏移循环移位的原始样本序列的 FFT, 然后移除回绕部分, 并用相邻符号的干扰部分替代它。

8. 如权利要求 7 所述的方法, 其中所述采样窗口内的所述 FFT 由下式给出:

$$Y_k^{(i)} = \left( \sum_{m=1}^M g_m Q_N^{k(\tau_m - d_i)} \right) X_k + \sum_{m=1}^M g_m B(\tau_m, d_i) + V_k^{(i)}$$

其中  $Y_k^{(i)}$  是以参考延迟  $i$  执行的 FFT, 第一项是期望符号, 第二项是 ISI, 并且第三项是噪声。

9. 如权利要求 8 所述的方法, 其中所述每个路径 ISI 项具有如下结构:

$$B(\tau_m, d_i) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{\Delta_{mi}-1} (x_{N-(\Delta_{mi}-n)}^p - x_{N-(\Delta_{mi}-n)}) Q_N^{kn}, & \Delta_{mi} > 0 \\ \sum_{n=0}^{\Delta_{mi}-1} (x_n^f - x_n) Q_N^{k(N-(\Delta_{mi}-n))}, & \Delta_{mi} < 0 \\ 0, & \Delta_{mi} = 0 \end{cases}$$

其中  $\Delta_{mi} = \tau_m - d_i$ 。

10. 如权利要求 1 所述的方法, 其中生成每组频域样本的干扰估计包括基于至少一个其它组频域样本生成每组频域样本的干扰协方差矩阵。

11. 如权利要求 2 所述的方法, 其中基于所述信道和干扰估计确定组合权重包括满足:

$$\mathbf{W}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{G}_k$$

其中  $W_k$  是副载波  $k$  的组合权重,

$G_k$  是副载波  $k$  的频域信道向量, 以及

$R_k$  是副载波  $k$  的协方差矩阵。

12. 如权利要求 1 所述的方法, 其中生成信道估计包括估计时域信道分布图并应用离散傅里叶变换 (DFT) 以产生频域系数。

13. 一种正交频分复用 (OFDM) 接收器, 包括:

一个或多个天线, 可操作用于接收 OFDM 信号;

定时控制单元, 可操作用于生成多个 FFT 处理参考延迟;

快速傅里叶变换 (FFT) 处理器, 可操作用于响应于所述定时控制单元以两个或更多参考延迟对所述接收信号进行 FFT 处理, 以便生成两组或更多组频域样本; 以及

符号检测器, 可操作用于生成组合权重, 并基于所述组合权重组合所述组频域样本以检测 OFDM 符号。

14. 如权利要求 13 所述的接收器, 还包括: 信道和协方差估计器, 所述信道和协方差估计器可操作用于生成每组频域样本的信道和协方差估计, 并且其中所述符号检测器可操作用于生成得出最大组合后信号与干扰和噪声比 (SINR) 的组合权重。

15. 如权利要求 13 所述的接收器, 还包括: 前端处理电路, 所述前端处理电路置于所述天线与所述 FFT 处理器之间, 并可操作用于向下转换和数字化所述接收信号。

16. 如权利要求 13 所述的接收器, 其中所述定时控制单元包括:

定时同步单元, 可操作用于生成所述接收信号的路径延迟分布图 (PDP); 以及

控制单元, 接收所述 PDP, 并可操作用于生成 FFT 处理参考延迟。

17. 如权利要求 16 所述的接收器, 其中所述定时同步单元还可操作用于基于所述 PDP 的形状生成附加延迟。

18. 如权利要求 13 所述的接收器, 其中所述 FFT 处理器可操作用于将偏移了参考延迟的 FFT 采样窗口内的符号建模为通过所述偏移循环移位的原始样本序列的 FFT, 然后移除回绕部分, 并用相邻符号的干扰部分替代它。

## 具有多个根据 G-RAKE 结构的 FFT 的 OFDM 接收器

### 技术领域

[0001] 本发明一般涉及无线通信系统,并且更具体地说,涉及用于接收并处理弥散环境中正交频分复用 (OFDM) 信号的系统和方法。

### 背景技术

[0002] OFDM 是对于若干现代无线通信系统、例如 WiFi、3GPP LTE、WiMax 等选择的无线电接入技术。OFDM 的主要思想是在频域并行发射若干窄带符号,将这些符号使用快速傅里叶逆变换和快速傅里叶变换 (IFFT/FFT) 操作有效地转换成对应的时域波形,或从对应的时域波形转换。由于各个单独副载波是窄带,因此符号相对频率选择性衰落或传播信道中的弥散 (也称为多径干扰) 也比较强健。对于中等多径,即使总体信号频带呈现衰落下降,但是信道对于其窄频带上的每个符号保持近似平坦,将符号间干扰 (ISI) 限制于充分的低水平用于可接受结果。

[0003] 为了进一步改进多径鲁棒性,可通过在发射之前向时域 OFDM 符号的开头预先追加那个符号的最后部分的拷贝而引入循环前缀 (CP)。如果信道弥散比 CP 的长度短,则使用 CP 完全消除 ISI,这在本领域是公知的。

[0004] 图 4 中描绘了基线 OFDM 接收器结构 10。OFDM 信号在一个或多个天线 12 处接收,并由前端接收器电路 14 处理,前端接收器电路 14 可包含低噪声放大、频率向下转换、模拟滤波等。该信号由模数转换器 (ADC) 16 数字化,并由数字滤波器 18 基带滤波。定时参考例如使用 CP 属性或已知的同步信号建立,并提供给快速傅里叶变换 (FFT) 处理器 20。开始于定时参考的长度为 N 的样本序列然后由 FFT 20 处理。各个载波被反旋以撤销信道估计块 22 中每个载波信道的的影响,并且发射的符号由符号检测器 24 恢复。

[0005] 当在严重弥散信道上尝试 OFDM 发射时,所得到的 ISI 可能不可忽略不计,而不管在 OFDM 方案中构建的鲁棒性的程度如何。这个结果甚至可发生在应用 CP 时。限制实际系统中 CP 的长度,因为它选为提供“典型”情形下的保护与最小化未直接改进可用数据速率或覆盖的“浪费的”发射能量之间的折中。特别是,多个小区站点合作发射同一信号的单频网络 (SFN) 或协调多点 (CoMP) 部署将引起具有非常大延迟扩展的有效多径信道,即便各个单独信道会十分小时也如此。

[0006] 由此,存在延迟扩展将超过 CP 并在 OFDM 中引入 ISI 的实际传播情形。当尝试以高编码率发射时,甚至中等 ISI 都将是不利的,并限制用户体验的数据速率。简单地延长 CP 的长度是不可取的,因为 CP 是冗余信息,发射冗余信息消耗空中接口带宽,而无助于数据传送。

### 发明内容

[0007] 处理接收的 OFDM 信号以确定多个参考延迟,该参考延迟可包含多径信道的路径延迟,以及不对应于传播路径的其它延迟。确定对应于每个参考延迟的有效信道估计,这是每个延迟观察到的噪声分量和 ISI 的协方差。对于所有副载波确定导致最大组合后 SINR

的组合权重。对应的多个 FFT 被应用于输入样本流, 每一个参考延迟一个。然后使用组合权重组合来自每个 FFT 输出的各个副载波。这产生具有抑制 ISI 的单个 FFT 输出, 其可用于所有进一步处理。备选地, 可在随后级的基带处理中组合多个 FFT 输出。

[0008] 本发明的一个实施例涉及一种在无线通信接收器中处理接收的 OFDM 信号的方法。在一个或多个天线处接收 OFDM 信号。在接收的信号中每个 OFDM 符号确定至少两个参考延迟。以每个确定的参考延迟对接收信号进行 FFT 处理以生成至少两组频域样本。对于每组频域样本生成信道和干扰估计。基于信道和干扰估计确定组合权重以生成最大组合后 SINR。使用组合权重组合至少两组频域样本, 并且从组合的频域样本中检测符号。

[0009] 本发明的另一个实施例涉及 OFDM 接收器。该接收器包含可操作用于接收 OFDM 信号的一个或多个天线和可操作用于生成多个 FFT 处理参考延迟的定时控制单元。该接收器还包含可操作用于响应于定时控制单元以两个或更多参考延迟对接收信号进行 FFT 处理以生成两组或更多组频域样本的 FFT 处理器。该接收器还包含可操作用于生成每组频域样本的信道和协方差估计的信道和协方差估计器以及可操作用于生成得出最大组合后 SINR 的组合权重并基于组合权重组合所述组频域样本以检测 OFDM 符号的符号检测器。

#### 附图说明

[0010] 图 1 是描绘根据本发明实施例的 OFDM 处理的概念方法的定时图。

[0011] 图 2 是描绘根据本发明实施例处理弥散环境中 OFDM 信号的方法的流程图。

[0012] 图 3 是根据本发明实施例用于处理弥散环境中 OFDM 信号的 OFDM 接收器的功能框图。

[0013] 图 4 是现有技术 OFDM 接收器的功能框图。

#### 具体实施方式

##### [0014] 记号和信道模型

[0015] 考虑具有符号长度  $N$  的 OFDM 发射系统, 并且为了说明简便, 没有 CP。令所关注的当前符号  $X$  含有  $N$  个按副载波的符号  $X_n$ 。前面和后面的符号分别由  $X^p$  和  $X^f$  表示。期望符号的对应发射波形然后由 IFFT 给出:

$$[0016] \quad x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} Q_N^{-kn} X_k$$

[0017] 其中  $Q_N = e^{\frac{j2\pi}{N}}$ 。令传播信道由  $M$  个路径组成, 延迟为  $\tau_m$ ,  $m = 1 \dots M$ , 并且具有复信道系数  $g_m$ 。最后, 令接收器 FFT 输入样本序列对齐的那组参考延迟是  $d_i$ ,  $i = 1 \dots F$ 。

[0018] 接收的信号将是多个缩放和移位的拷贝加上噪声之和:

$$[0019] \quad y_n = \sum_{m=1}^M g_m x_{n-\tau_m} + v_n$$

[0020] 表示  $E |x_n|^2 = E_c$ , 和  $E |v_n|^2 = N_0$ 。

##### [0021] 接收器操作

[0022] 如果信道由单个路径组成, 则原始符号理想上将由以延迟  $\tau_1$  放置的 FFT 恢复:

$$[0023] \quad Y_k = \sum_{n=0}^{N-1} Q_N^{kn} y_n = X_k$$

[0024] 然而,在存在多径信号分量时,信号的其它移位拷贝将干扰。为了抑制这个干扰,本发明的实施例以不同参考延迟执行 FFT,并考虑干扰分量将相关的事实。这提供了可用于通过抗干扰组合 (IRC) 原则抑制不期望信号分量的冗余。

[0025] 副载波 k 的以参考延迟 i 执行的 FFT 由  $Y_k^{(i)}$  表示。图 2 中用图形演示了不理想对齐的样本序列的有用模型。落在延迟为 d 的 FFT 窗口中的信号包含第一符号的大部分但并非全部以及后面符号的前导部分 (标识为 ISI)。这可建模为 (即等于) 通过该偏移循环移位的原始样本序列的 FFT,然后移除 (减去) 回绕部分,并用 (加上) 后面 (或前面) 符号的干扰部分替代它。对于副载波 k 以参考延迟 i 执行的 FFT 由此可使用如下结构表示:

$$[0026] \quad Y_k^{(i)} = \left( \sum_{m=1}^M g_m Q_N^{k(\tau_m - d_i)} \right) X_k + \sum_{m=1}^M g_m B(\tau_m, d_i) + V_k^{(i)}$$

[0027] 其中第一项是期望信号,第二项是 ISI,并且第三项是噪声。每个路径 ISI 项具有如下结构:

$$[0028] \quad B(\tau_m, d_i) = \begin{cases} \sum_{n=0}^{\Delta_{mi}-1} (x_{N-(\Delta_{mi}-n)}^p - x_{N-(\Delta_{mi}-n)}) Q_N^{kn}, & \Delta_{mi} > 0 \\ \sum_{n=0}^{\Delta_{mi}-1} (x_n^f - x_n) Q_N^{k(N-(\Delta_{mi}-n))}, & \Delta_{mi} < 0 \\ 0, & \Delta_{mi} = 0 \end{cases}$$

[0029] 其中  $\Delta_{mi} = \tau_m - d_i$ 。对于给定信道实现,副载波 k 的可用 FFT 输出的最优线性组合  $Y_k^{(i)}$  由下式给出:

$$[0030] \quad Y_k = \sum_{i=1}^F W_k^{(i)*} Y_k^{(i)}$$

[0031] 或者以向量形式:

$$[0032] \quad Y_k = \mathbf{W}_k^H \mathbf{Y}_k$$

[0033] 组合权重计算

[0034] 组合权重必须满足:

$$[0035] \quad \mathbf{R}_k \mathbf{W}_k = \mathbf{G}_k$$

[0036] 其中  $\mathbf{G}_k$  是副载波 k 的频域信道向量,并且  $\mathbf{R}_k$  是副载波 k 的协方差矩阵。

[0037] 下面概述  $\mathbf{G}_k$  和  $\mathbf{R}_k$  的确定。实际的接收器可通过使用各种已知技术求解所需的 LSE 或通过明确对协方差矩阵求逆来计算权重:

$$[0038] \quad \mathbf{W}_k = \mathbf{R}_k^{-1} \mathbf{G}_k。$$

[0039] 信道系数计算

$$[0040] \quad \text{系数列向量 } \mathbf{G}_k \text{ 具有元素 } G_k^{(i)} = E[Y_k^{(i)}] = \sum_{m=1}^M g_m Q_N^{k(\tau_m - d_i)}。$$

[0041] 接收器可相关到已知同步信号,例如在 3GPP LTE 系统情况下是 S-SCH、P-SCH,以确定路径延迟  $\tau_m$ 。然后可通过计算频域信道估计的所关注样本的 IDFT 来找到中间信道系数  $g_m$ 。备选地,通过在频域执行信道估计的全 IFFT 并检测峰值来找到峰值位置。

[0042] 协方差矩阵计算

[0043] 可根据如下形式分解协方差矩阵:

[0044]

$$\mathbf{R}_k = E[(\mathbf{Y}_k - E\mathbf{Y}_k)(\mathbf{Y}_k - E\mathbf{Y}_k)^H] = \mathbf{R}_{ISI,k} + \mathbf{R}_{N,k}$$

[0045] ISI 项具有如下元素:

$$[0046] \quad \mathbf{R}_{ISI,k}(d_i, d_j) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^M g_m g_l^* E(B(\tau_m, d_i) B^*(\tau_l, d_j))$$

[0047] 再次表示  $\Delta_{mi} = \tau_m - d_i$  并且  $\Delta_{lj} = \tau_l - d_j$ , 得出:

[0048]

$$\mathbf{R}_{ISI,k}(d_i, d_j) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^M g_m g_l^* \cdot \begin{cases} 2E_c Q_N^{k(\Delta_y - \Delta_m)} \cdot \min(|\Delta_{mi}|, |\Delta_{lj}|), & \text{sgn}(\Delta_{mi}) = \text{sgn}(\Delta_{lj}) \\ E_c Q_N^{k(\Delta_y + \Delta_m)} \cdot \max(|\Delta_{mi} - \Delta_{lj}| - N, 0), & \text{sgn}(\Delta_{mi}) \neq \text{sgn}(\Delta_{lj}) \\ 0 & \Delta_{mi} = 0 \text{ or } \Delta_{lj} = 0 \end{cases}$$

[0049] 关于噪声项:

[0050]

$$\mathbf{R}_{N,k}(d_i, d_j) = E[\mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^H] = N_0 Q_N^{k(d_i - d_j)} \cdot \max(|d_i - d_j| - N, 0)$$

[0051] 可利用以上构造估计协方差,其中缩放参数  $E_c$  和  $N_0$  根据其它接收器处理阶段可知,或者使用已知参数估计例程估计。备选地,可使用来自对应于每个参考延迟的 FFT 的导频符号,根据数据盲(以非参数方式)估计协方差。

[0052] 图 2 描绘了接收和处理 OFDM 信号的方法 100,并且图 3 描绘了用于实施方法 100 的接收器架构 130。在一个或多个天线 132 处接收 OFDM 信号(步骤 110)。接收的信号在前端接收器电路 134 中处理,该前端接收器电路 134 例如可包含低噪声放大、频率向下转换、模拟滤波等。该信号由模数转换器(ADC)136 数字化,并由数字滤波器 138 基带滤波。在时间同步电路 142 中确定来自每个天线 132 的每个 OFDM 符号的多个参考延迟(步骤 112),其例如可采取路径延迟分布图形式。例如可通过相关到同步信号或参考信号来确定 PDP。PDP 由确定 FFT 采样实例的控制单元 144 接收。

[0053] 接收的信号由 FFT 处理器 140 以确定的 FFT 定时实例处理(步骤 114)。对于所有副载波所得到的这些组频域样本被存储在缓冲器中,并由信道和协方差估计单元 146 用于产生每组频域样本的信道估计(步骤 116)。对于所有标识的 FFT 采样延迟执行 FFT 处理和信道估计(步骤 118、120)。块 146 还计算每组频域样本的协方差估计(步骤 122),它们与其它组频域样本相关。形成组合权重(步骤 124)。在本发明的一个实施例中,组合权重基于信道和干扰估计,并且例如可以是得出最大组合后 SINR 的权重。使用组合权重组合所有组频域样本(步骤 126)。然后在符号检测器块 148 中从组合信号中检测符号(步骤 128)。

[0054] 为了例证的简便, 本文的论述已经假设在 OFDM 符号中没使用 CP; 延迟扩展不超过符号长度  $N$ ; 噪声在时间上不相关; 并且接收器 130 利用单个天线 132。然而, 给出了本公开的示教, 本领域技术人员将容易认识到, 本发明不被这些假设限制, 并且可容易地导出对于不同条件下的组合权重计算过程的所需校正。

[0055] 在本发明的一个实施例中, 参考延迟的放置可以是所检测路径延迟的超集, 其中附加参考延迟选择成为 ISI 抑制提供有用信息。

[0056] FFT 参数的一些示范值可以是  $N = 128, 256, 512, 1024$  或  $2048$ 。

[0057] 本发明的实施例可作为预先处理步骤应用于现有技术 OFDM 接收器, 其中所有随后基带处理都保持不变。备选地, 可使延长组的 FFT 输出可用于均衡和 / 或空间组合阶段, 使用所描述的协方差关系, 用它们的更大当量替代原始  $N_{rx}$  元素运算。

[0058] 本发明的实施例呈现出与应用于 WCDMA 的 GRAKE 接收器结构的一些概念相似性。从而, 在 GRAKE 上下文中开发的若干延伸和变量可应用于本发明的实施例, 并且可提供改进的性能和 / 或计算简单性。这些例如包含参考延迟选择、拟合参数估计、数值鲁棒组合权重计算等技术。

[0059] 本发明的实施例给 OFDM 操作提供在严重多径中改进的鲁棒性, 无需过长的 CP。的确, 本发明的实施例可允许 OFDM 操作, 无需使用 CP, 消除了通过空中接口发射 CP 的开销。抑制 ISI 移除 (或至少提升) 了在更高几何形状的可获得有效 SINR 上限。作为结果获得了改进的用户吞吐率、高速率覆盖范围和 / 或网络容量。

[0060] 图 5 描绘了在用于单天线和双天线接收器的两抽头多径信道上利用抗干扰组合 (IRC) 的 ISI 抑制的一些示例。FFT 长度是  $N = 128$ 。低弥散信道具有在 2 和 4 的路径, 并且组合以采样实例 0、2、4 和 6 的 4 个 FFT。高弥散信道具有在 20 和 40 的路径, 并且 FFT 采样实例是 0、20、40 和 60。在所有中至高几何形状情形中看到了改进。

[0061] 本领域的技术人员将容易认识到, 图 3 中描绘为功能块的单元、诸如数字滤波器 138、FFT 处理器 140、定时同步单元 142、控制单元 144、信道和协方差估计器 146 和符号检测器 148 可实现为模拟或数字硬件电路、与适当固件耦合的可编程逻辑或执行一个或多个通用处理器或数字信号处理器 (DSP) 的软件模块。而且, 可以合并任何或所有功能块, 和 / 或包含在一个块中的功能可分到两个或更多功能块中。类似地, 图 2 中描绘的方法步骤可以合并或分开, 并且在任何具体实现中可以省略一个或多个步骤, 和 / 或增加附加步骤。

[0062] 当然, 在不脱离本发明的实质特性的情况下本发明可以与本文特别阐述的那些不同的其它方式执行。本发明目前的实施例在所有方面都要视为例证性的而非限制性的, 并且来自所附权利要求书的意义和等效范围内的所有改变都打算包含在其中。





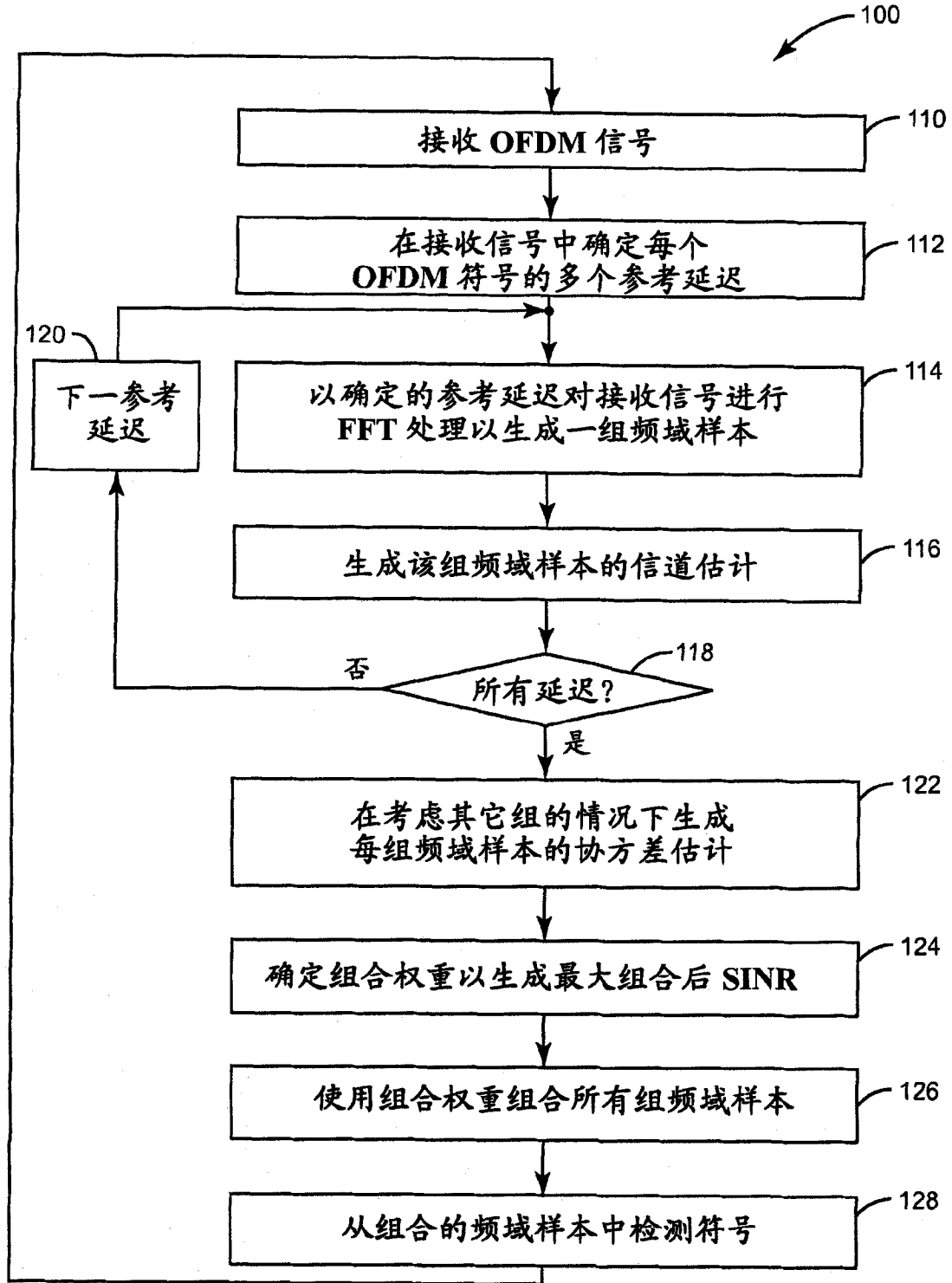


图 2

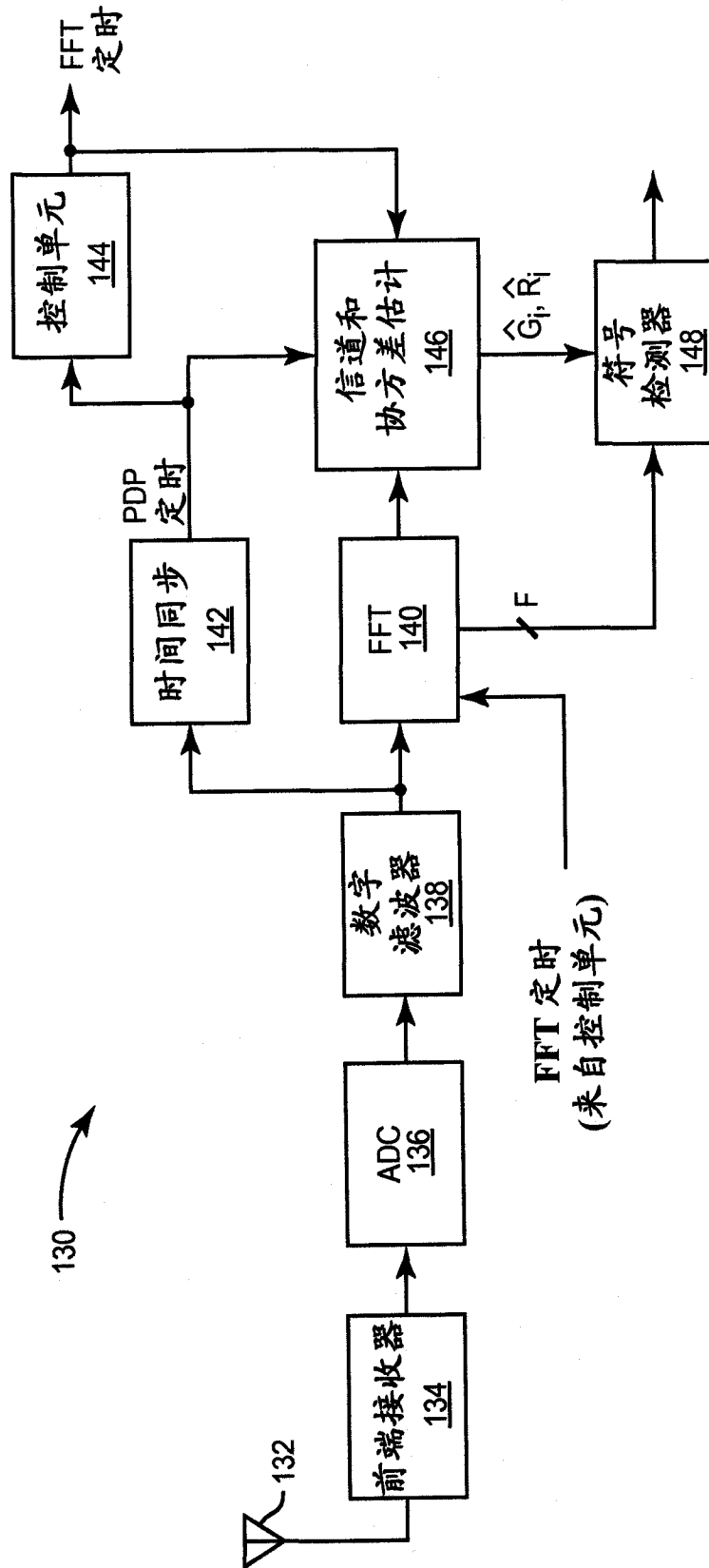


图 3

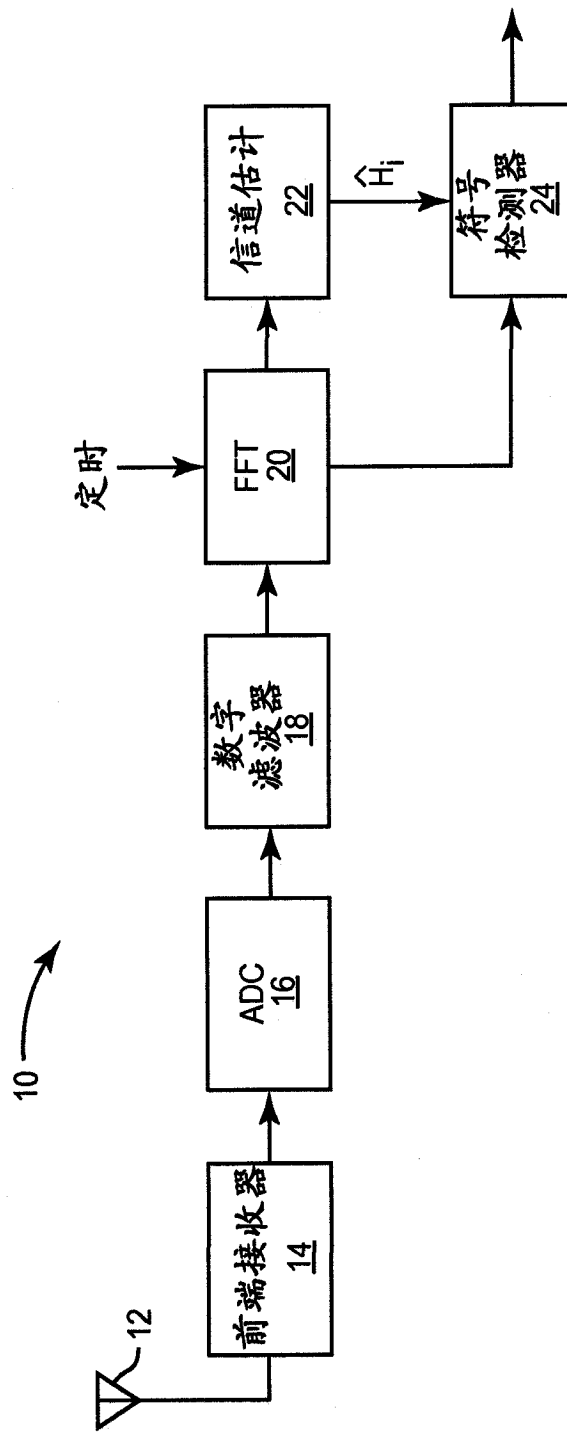


图 4(现有技术)

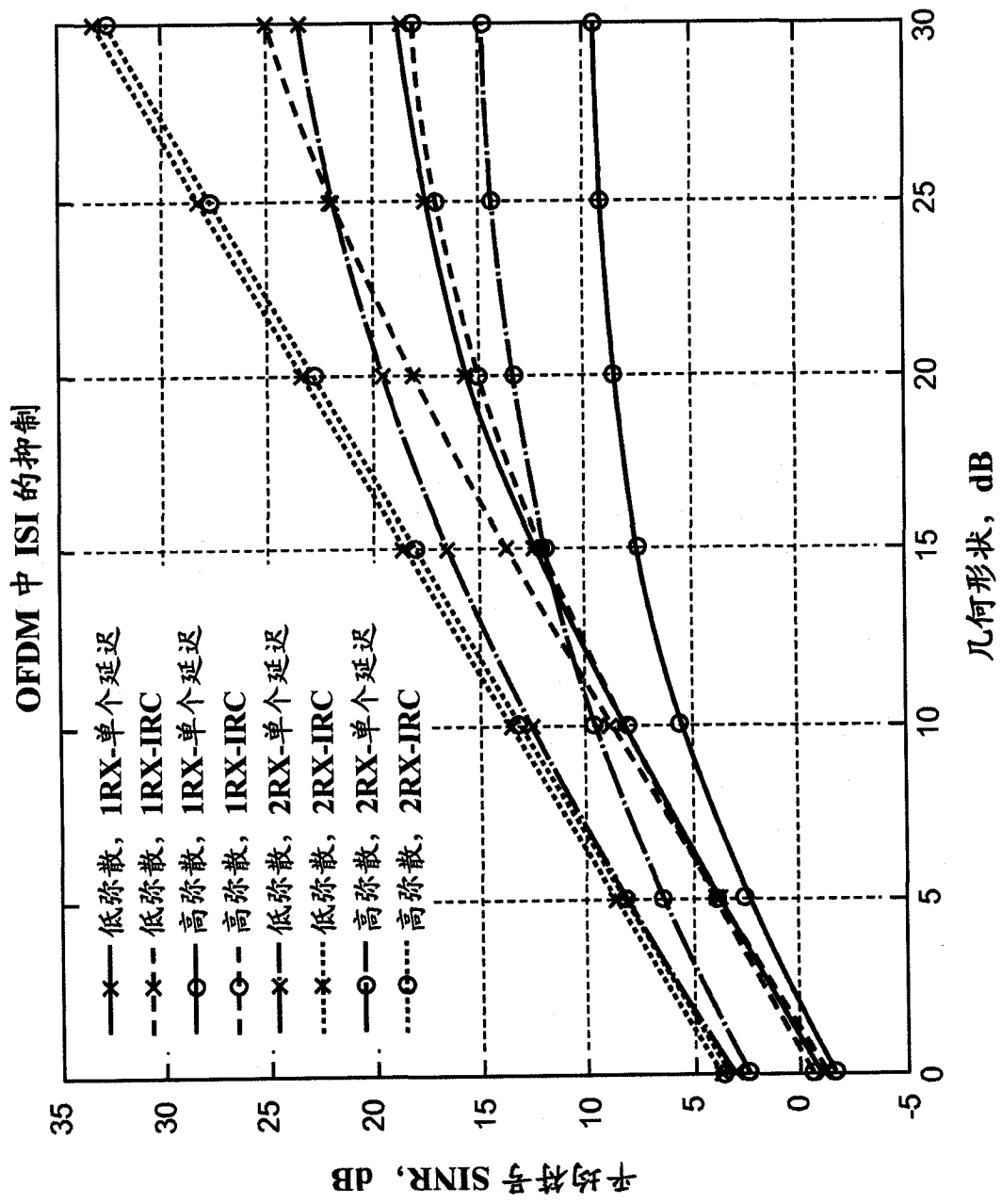


图 5