

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl<sup>7</sup>

H04L 27/26

H04L 25/02

H04L 1/06



# [12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 03813951.0

[43] 公开日 2005 年 8 月 31 日

[11] 公开号 CN 1663211A

[22] 申请日 2003.3.27 [21] 申请号 03813951.0  
 [86] 国际申请 PCT/EP2003/003211 2003.3.27  
 [87] 国际公布 WO2004/086706 英 2004.10.7  
 [85] 进入国家阶段日期 2004.12.15  
 [71] 申请人 都科摩欧洲通信技术研究所有限公司  
 地址 德国慕尼黑  
 [72] 发明人 冈瑟·奥尔

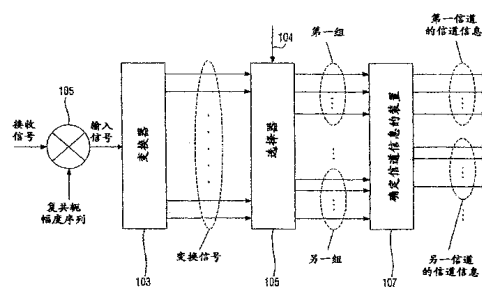
[74] 专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商  
 标事务所  
 代理人 李颖

权利要求书 6 页 说明书 31 页 附图 8 页

[54] 发明名称 估计多个信道的设备和方法

[57] 摘要

评估来自多个不同发射点的多个信道的设备，其中输入信号包括基于可从第一发射点发射的第一导频序列，和可从第二发射点发射的第二导频序列的信号的重叠，第一导频序列第二导频序列相互具有相移，所述设备包括把第一和第二导频序列之间的相移转换成延迟，从而变换信号的一组离散值中的第一组包括第一信道的信道信息，所述一组离散值中的第二组包括第二信道的信道信息的变换器(103; 303)，从所述一组离散值中选择第一组，并从所述一组离散值中选择第二组，以便获得所选各组的选择器(105; 305)，和根据所选各组，确定多个信道的信道信息的装置(107; 315)。在变换器的输出端，选择用于获得信道的信道信息的各组，允许构成简化的接收器。



1、评估从多个不同发射点到一个接收点的多个信道的设备，其中输入信号包括基于可从第一发射点发射的第一导频序列的第一信号，和可从第二发射点发射的第二导频序列的第二信号的重叠，第一导频序列和第二导频序列在预定的正交范围内相互正交，并且相互具有相移，所述设备包括：

把输入信号变换成具有一离散值集合的变换信号的变换器（103；303），变换器（103；303）把第一和第二导频序列之间的相移转换成延迟，从而所述离散值集合中的第一组包括从第一发射点到接收点的第一信道的信道信息，所述离散值集合中的第二组包括从第二发射点到接收点的第二信道的信道信息；

从所述离散值集合中选择第一组，并从所述离散值集合中选择第二组，以便获得所选各组的滤波器（105；305）；和

根据所选各组，确定多个信道的信道信息的装置（107；315）。

2、按照权利要求1所述的设备，其中输入信号以重叠的方式包括基于可从第三发射点发射的第三导频序列的第三信号，第三导频序列在正交范围内，与第一及第二导频序列正交，并且具有相对于第一导频序列的另一相移，变换器（103；303）还把所述另一相移转换成另一延迟，从而所述离散值集合中的第三组包括从第三发射点到接收点的第三信道的信道信息；和

其中滤波器（105；305）进一步选择所述离散值集合中的第三组，以便获得所选第三组。

3、按照权利要求1或2所述的设备，其中每组由所述离散值集合的相同数目的连续离散值组成。

4、按照前述任意权利要求所述的设备，其中变换器对输入信号执行傅里叶变换，快速傅里叶变换，离散傅里叶变换，反向傅里叶变换，反向快速傅里叶变换或反向离散傅里叶变换。

5、按照前述任意权利要求所述的设备，其中所述离散值集合包

括离散值的总数，所述数字由变换器（103；303）获得。

6、按照权利要求5所述的设备，其中多个发射点具有发射点的总数，其中选择器（105；305）选择多个连续的离散值为作一组，所述数目等于离散值的总数与发射点的总数之商。

7、按照权利要求6所述的设备，其中选择器（103；305）选择各组，以致所述离散值集合中的第一离散值是第一组中的第一离散值，第二组离散值中的第一离散值是在具有为获得第一组而选择的各个值中的最高阶的离散值之后的离散值集合中的一个离散值。

8、按照前述任意权利要求所述的设备，其中输入信号是一个连续输入信号值的集合，其中变换器（103；303）把所述连续输入信号值集合变换成所述离散值集合，其中所述离散值集合中的离散值的总数等于所述输入信号值集合中的输入信号值的总数。

9、按照前述任意权利要求所述的设备，其中变换器（103；303）执行变换算法，其中所述离散值集合由所述变换器执行一次所述变换算法产生。

10、按照权利要求9所述的设备，其中变换器（103；303）执行的变换算法是应用于输入信号值的总数的傅里叶变换，快速傅里叶变换，离散傅里叶变换，反向傅里叶变换，反向快速傅里叶变换或反向离散傅里叶变换。

11、按照前述任意权利要求所述的设备，其中导频序列包括复数幅度序列和相位信息，其中对导频序列来说，复数幅度序列相同，所述设备还包括：

把接收信号乘以幅度序列的复共轭形式，以便获得输入信号的乘法器（101）。

12、按照权利要求11所述的设备，其中接收信号是一个连续离散接收信号值集合，其中幅度序列的复共轭形式是一个连续离散复共轭幅度信号值集合，并且

其中乘法器（101）执行所述连续离散信号值集合中的一个值和所述连续离散复共轭幅度信号值集合中的一个对应值的单一复数乘

法，从而在多次单一乘法之后，获得所述连续离散输入值集合。

13、按照前述任意权利要求所述的设备，其中确定信道信息的装置（107；315）接收所选各组，并输出所选各组，所选各组中的每一组包括特定信道的信道信息。

14、按照权利要求13所述的设备，其中确定信道信息的装置（107；315）通过输出所选各组确定信道信息，每一组包括特定信道的信道冲激响应，作为信道信息。

15、按照权利要求13所述的设备，其中确定信道信息的装置（107；315）包括获得信道传递函数作为信道信息的时间/频率转换装置。

16、按照前述任意权利要求所述的设备，其中所选各组中的一组和所选各组中的另一组按照重叠的方式，包括一个信道的信道信息和另一信道的信道信息，其中确定信道信息的装置（107；315）根据所述一组和所述另一组，确定所述一个信道的信道信息，和所述另一信道的信道信息。

17、按照权利要求16所述的设备，其中所选各组中的一组包括被乘以移相因子的一个信道的信道信息，和被乘以另一移相因子的另一信道的另一信道信息重叠，并且

其中所选各组中的另一组包括被乘以复共轭移相因子的所述信道的信道信息，和被乘以另一复共轭移相因子的所述另一信道的另一信道信息重叠，所述移相因子和所述另一移相因子由导频序列产生，其中

确定信道信息的装置（107；315）利用所述一组和所述另一组，确定所述信道的信道信息和所述另一信道的信道信息。

18、按照权利要求17所述的设备，其中确定信道信息的装置（107；315）利用应用于所述一组和所述另一组的移相操作和加/减运算，确定所述信道信息和所述另一信道信息。

19、按照权利要求17或18所述的设备，其中移相因子是180度相移除以发射点的总数的函数。

20、按照前述任意权利要求所述的设备，其中信道信息被失真信

号破坏，确定信道信息的装置（107；315）还包括根据破坏的信道信息估计信道信息的估算器。

21、按照权利要求 20 所述的设备，其中所述估算器进行最小均方误差估计，最大后验估计或最大似然估计，以便提供估计的信道信息。

22、按照前述任意权利要求所述的设备，其中导频序列被用于在预定时刻，按照多载波调制方案调制离散载波，所述设备还包括：

检测接收信号中的输入信号，并且只有当在接收信号中检测到输入信号时，才启用变换器（103；303），选择器（105；305）或确定装置（107；315）的控制器。

23、按照前述任意权利要求所述的设备，其中导频序列被用于在不同的发射时刻，调制多载波调制方案中的相同导频载波，所述设备还包括：

检测包括连续多载波已调符号的接收信号中的导频载波，并在与发射时刻对应的时刻收集导频载波的值，从而获得输入信号的控制器，其中通过利用变换器（103；303），选择器（105；305）和确定装置（107；315）处理输入信号获得的信道信息包括有关随着时间的过去，由导频载波定义的从发射点到接收点的一个多载波信道的信息。

24、按照前述任意权利要求所述的设备，其中所述设备还包括对输入信号开窗，以便获得将用作变换器（103；305）的输入信号的开窗输入信号的单个装置（301）。

25、一种提供将用于信道估计的多个不同导频序列的设备，包括：

利用下面的等式，计算将由  $N_T$  个发射点中的第  $\mu$  个发射点发射的导频序列的第  $i$  个值  $X_i^{(\mu)}$  的装置（401）：

$$X_i^{(\mu)} = e^{-j2\pi(i-1)(\mu-1)/N_T} X_i^{(s)}$$

其中  $N_T$  表示发射点的数目，并且  $N_T$  大于或等于 3；并且

其中  $X_i^{(s)}$  表示加扰序列的第  $i$  个值，加扰序列的长度等于导频序列的长度。

26、一种提供将用于信道估计的多个不同导频序列的设备，包括：

产生具有许多列的 Hadamard 矩阵的装置 (501), 列数对应于不同导频序列的数目;

根据 Hadamard 矩阵的各列, 计算不同导频序列的装置 (503), 其中从 Hadamard 矩阵的另一列得到每个导频序列。

27、评估从多个不同发射点到一个接收点的多个信道的方法, 其中输入信号包括基于可从第一发射点发射的第一导频序列的第一信号和可从第二发射点发射的第二导频序列的第二信号的重叠, 第一导频序列和第二导频序列在预定的正交范围内相互正交, 并且相互具有相移, 所述方法包括下述步骤:

通过把第一和第二导频序列之间的相移转换成延迟, 把输入信号变换成具有一个离散值集合的变换信号, 从而所述离散值集合中的第一组包括从第一发射点到接收点的第一信道的信道信息, 所述离散值集合中的第二组包括从第二发射点到接收点的第二信道的信道信息;

从所述离散值集合中选择第一组, 并从所述离散值集合中选择第二组, 以便获得所选各组; 和

根据所选各组, 确定多个信道的信道信息。

28、一种提供将用于信道估计的多个不同导频序列的方法, 包括下述步骤:

利用下面的等式, 计算将由  $N_T$  个发射点中的第  $\mu$  个发射点发射的导频序列的第  $i$  个值  $X_i^{(\mu)}$ :

$$X_i^{(\mu)} = e^{-j2\pi(i-1)(\mu-1)/N_T} X_i^{(s)}$$

其中  $N_T$  表示发射点的数目, 并且  $N_T$  大于或等于 3; 并且

其中  $X_i^{(s)}$  表示加扰序列的第  $i$  个值, 加扰序列的长度等于导频序列的长度。

29、一种提供将用于信道估计的多个不同导频序列的方法, 包括下述步骤:

产生具有许多列的 Hadamard 矩阵, 列数对应于不同导频序列的数目;

根据 Hadamard 矩阵的各列, 计算不同导频序列, 其中从

**Hadamard** 矩阵的另一列得到每个导频序列。

30、具有程序代码的计算机程序，当所述程序在计算机上运行时，所述程序代码实现按照权利要求 27 所述的估计多个信道的方法，按照权利要求 28 中所述的提供多个导频序列的方法，按照权利要求 29 所述的提供多个导频序列的方法。

## 估计多个信道的设备和方法

### 技术领域

本发明涉及电信领域，尤其涉及接收器接收来自一个以上发射天线的信号的多输入情形下的信道估计领域。

### 背景技术

对于目前和未来的移动无线应用所必需的高数据速度的稳定增长的需要，要求高数据速率技术有效地利用可用带宽，或者换句话说，可获得的信道容量。于是，近年来，多进多出（MIMO）传输系统已获得相当大的重要性。MIMO系统采用多个发射点和多个接收点，每个发射点具有一个发射天线，每个接收点具有一个接收天线，接收多个发射点通过不同的通信信道传送的信号。在MIMO技术中，在需要分离来自数个发射器天线的信号的情况下，使用空间-时间代码或者特殊的多路复用方法。

入射到每个接收天线上的信号是来自  $N_T$  个天线的信号的重叠，这里  $N_T$  表示发射点的数目。这意味着对信道估计的新挑战。信道参数，例如信道冲激响应或信道传递函数是接收数据的后续处理所必需的。虽然对应于分别具有一个发射天线的数个发射点的信号的分离是具有挑战性的任务，不过从具有一个天线的接收器到具有数个接收天线的系统的扩展是直截了当的，只要信号互相不相关。信道估计单元的结构取决于接收天线  $N_R$  的数目。从多进单出（MISO）系统到 MIMO 系统的扩展将采用  $N_R$  个并行信道估计单元，一个并行信道估计单元用于一个接收点（接收天线）。

无线系统中相干传输技术的使用需要移动无线信道的估计和跟踪。由于从多个发射天线发射的信号互相干扰，MIMO 系统的信道估计不同于单一发射天线的情形。MIMO 系统可以和多载波调制方案一

起使用，以便进一步提高移动无线系统的通信容量和质量。多载波调制技术的突出代表是正交频分多路复用（OFDM）技术。图 7 中表示了 OFDM 系统的方框图。

在过去数年内，特殊正交频分多路复用（OFDM）中的多载波调制已被成功应用于各种数字通信系统。尤其是对于广播方案（例如数字 TV）中的大数据速率传输来说，OFDM 在分散信道上的传输方面的优异性能是一个主要优点。各种数字广播标准，例如 DAB 或 DVB-T 选择了 OFDM。OFDM 的另一种无线应用是在高速无线局域网（WLAN）中的应用。

OFDM 首先在二十世纪六十年代提出。S.Weinstein 和 P.Ebert 提出利用离散傅里叶变换（DFT）的高效解调，“Data Transmission by Frequency Division Multiplexing Using the Discrete Fourier Transform”，IEEE Transaction on Communication Technology, vol.COM-19, pp.628-634, 1971 年 10 月。通过把循环前缀插入比信道的最大延迟长的保护间隔中，能够完全消除符号间干扰（ISI），并保持接收信号的正交性。由于未来的移动通信系统应支持比目前的系统高数倍的数据速率，具有正确编码和交织的多载波系统提供借助快速傅里叶变换（FFT）的应用的高效实现，和对无线电信道减损的足够稳健性。

除了 OFDM 调制之外，还提出一种称为多载波码分多址访问（MC-CDMA）的沿频率方向扩展的另一种基于 OFDM 的方案，如同 K.Fazel 和 L.Papke 在“On the Performance of Convolutionally-Coded CDMA/OFDM for Mobile Communication Systems”（Proc.IEEE Int.Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications（PIMRC'93），Yokohama, Japan, pp.468-472, 1993 年 9 月）中所述。MC-CDMA 被认为是有前途的第四代系统的下行链路的候选方案。此外，已提出采用可变扩频因子的 MC/CDMA 系统，如 H.Atarashi 和 M.Sawahashi 在“Variable Spreading Factor Orthogonal Frequency and Code Division Multiplexing

(VSF-OFCDM)” (3<sup>rd</sup> International Workshop on Multi-Carrier Spread-Spectrum & Related Topics (MC-SS 2001), Oberpfaffenhofen, Germany, 2001年9月)中所述。

对基于 OFDM 的 MIMO 系统来说, 在每个发射点采用一个 OFDM 调制器, 而与每个接收点无关地执行 OFDM 解调。对于 OFDM, 信号流被分成  $N_C$  个并行子流。第  $l$  个符号块 (OFDM 符号) 的第  $i$  个子流 (通常称为第  $i$  个子载波) 由  $X_{l,i}$  表示。在 S/P 转换器 701 执行串并行转换 (S/P) 之后, IFFT 变换器 703 对每个块执行具有  $N_{FFT}$  个点的反向离散傅里叶变换 (DET), 随后, GI 部件 705 插入具有  $N_{GI}$  个样本的保护间隔 (GI), 从而在 P/S 转换器 703 执行的并串行 (P/S) 转换之后, 获得信号  $X_{l,n}$ 。在数-模 (D/A) 转换之后, 通过具有冲激响应  $h(t, \tau)$  的移动无线信道传送信号  $x(t)$ 。在接收天线  $v$  接收的信号由来自  $N_T$  个发射点的重叠信号组成。假定完全同步, 获得在采样时刻  $t=[n+1N_{sym}]T_{spt}$ , 入射在接收天线  $v$  的接收信号

$$y_{l,n}^{(v)} = y^{(v)}([n+1N_{sym}]T_{spt}) = \sum_{\mu=1}^{N_T} \int_{-\infty}^{\infty} h^{(\mu,v)}(t, \tau) \cdot x^{(\mu)}(t-\tau) d\tau + n(t) \Big|_{t=[n+1N_{sym}]T_{spt}}$$

这里  $n(t)$  代表加性白高斯噪声,  $N_{sym}=N_{FFT}+N_{GI}$  计算每个 OFDM 符号的样本数。\*运算符表示卷积。接收器接收的信号  $y_{l,n}$  首先由 S/P 转换器 709 进行串并行 (S/P) 转换, 保护间隔由 GI 部件 711 消除。通过对接收的信号样本块执行离散傅里叶变换 (DFT), 信息被恢复 (图 7 中, 使用 FFT 变换器 713), 从而获得频域中, OFDM 解调  $Y_{l,i}$  的输出。在 OFDM 解调之后, 在接收天线  $v$  的接收信号由下式给出

$$Y_{l,i}^{(v)} = \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{l,i}^{(\mu)} \cdot H_{l,i}^{(\mu,v)} + N_{l,i}$$

这里  $X_{l,i}^{(\mu)}$  和  $H_{l,i}^{(\mu,v)}$  分别表示在第  $l$  个 OFDM 符号的子载波  $i$  的传送信息符号和发射天线  $\mu$  的信道传递函数 (CTF)。项  $N_{l,i}$  计算具有零均值和方差  $N_0$  的加性白高斯噪声 (AWGN)。

当通过多路径衰减信道传送 OFDM 信号时, 接收的信号将具有未知的幅度和相位变化。对于相干传输来说, 这些幅度和相位变化需

要由信道估算器估计。

下面，参考导频符号辅助信道估计 (PACE)，其中所传送数据的一个子集专用于传送已知信息，称为“导频符号”。这些导频信号被用作信道估计的补充信息。

为了正式描述该问题，在第  $(iD_f)$  个子载波的 OFDM 符号  $lD_t$  的接收导频信号

$$Y_{lD_t, iD_f} = \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{lD_t, \tilde{l}D_f}^{(\mu)} H_{lD_t, iD_f}^{(\mu, \nu)} + N_{lD_t, iD_f} \quad \tilde{l} = \{1, 2, \dots, L/D_f\}$$

$$\tilde{i} = \{1, 2, \dots, N_c/D_f\}$$

这里  $X_{lD_t, \tilde{l}D_f}^{(\mu)}$  和  $H_{lD_t, iD_f}^{(\mu, \nu)}$  分别表示在  $l = \tilde{l}D_f^{\text{th}}$  OFDM 符号的子载波  $i = \tilde{i}D_f$  的传送导频符号和发射天线  $\mu$  的信道传递函数 (CTF)。假定 CTF 在  $l$  变量和  $i$  变量，即在时间和频率方面不同。项  $N_{lD_t, iD_f}$  计算加性白高斯噪声。此外， $l$  代表每帧的 OFDM 符号的数目， $N_c$  是每个 OFDM 符号的子载波的数目， $D_f$  和  $D_t$  表示频率和时间方面的导频间隔， $N_T$  是发射天线的数目。目的是估计帧  $Y_{l, i}$  内的所有  $\{l, i, \mu\}$  的  $H_{l, i}^{(\mu)}$ 。另外，位置  $(l, i) = (\tilde{l}D_f, \tilde{i}D_f)$  的符号  $X_{l, i}^{(\mu)}$  在接收器已知。信道估计现在包括几个任务：

1.  $N_T$  个重叠信号的分离，
2. 在  $D_t$  和  $D_f$  大于 1 的情况下的插值，
3. 利用  $H_{lD_t, iD_f}^{(\mu, \nu)}$  的相关性，在噪声  $N_{lD_t, iD_f}$  上求平均值。

为了在已知  $Y_{lD_t, iD_f}$  的情况下，估计  $H_{l, i}^{(\mu)}$ ，当考虑一个 OFDM 符号时，存在具有  $N_c N_T$  个未知数的  $N_c$  个等式。从而这种线性等式的直接解答通常并不存在。通过把  $Y_{lD_t, iD_f}$  变换到时域，能够减少未知数的数目，使得有可能在时域中求解所得到的等式体系。这种方法的优点在于能够在一个步骤中结合基于 DFT 的插值（这是一种标准技术）与  $N_T$  个重叠信号的估计和分离，从而得到计算效率高的估算器。

对于 MIMO-OFDM 系统的时域信道估计来说，一个 OFDM 符号的接收导频信号  $Y_{lD_t, iD_f}$  被预先乘以传送的导频信号序列  $X_{lD_t, iD_f}^*$ ， $1 \leq \tilde{i} \leq N'_p$  的复共轭。随后通过  $N'_p$  点 IDFT，该结果被变换到时域。之

后,通过矩阵求逆,分离  $N_T$  个重叠信号。通过用有限冲激响应 (FIR) 滤波器过滤 IDFT 运算的输出,获得时域信道估计量。简单地通过添加用于信道冲激响应 (CIR) 估计量的  $N_C-Q$  个零,即把长度  $Q$  的估计量的长度延伸到  $N_C$  个样本,实现基于 DFT 的插值。这种技术被称为填零。 $N'_P$  点 DFT 把导频信号的 CIR 估计量变换成整个 OFDM 符号的频率响应估计量。

基于离散傅里叶变换 (DFT) 的估算器具有采取傅里叶变换形式的计算效率高的变换确实存在,并且基于 DFT 的插值简单的优点。

估计的性能通常取决于导频符号的选择。最好选择一组导频序列,所述一组导频序列使估计量的最小均方差 (MMSE) 标准 (它是性能的量度) 和估计器计算复杂性降至最小。Y.Gong 和 K.Letaief 在 “Low Rank Channel Estimation for Space-Time Coded Wideband OFDM Systems” (Proc.IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'2001-Fall), Atlantic City, USA, pp.722-776, 2001) 中系统地推导了用于 OFDM-MIMO 系统的基于最小二乘方和 MMSE 标准的估算器。

I.Barhumi 等在 “Optimal training sequences for channel estimation in MIMO OFDM systems immobile wireless channels” (International Zurich Seminar on Broadband Communications (IZSO2), 2000 年 2 月) 中描述了一种基于导频音的 MIMO OFDM 系统用信道估计和跟踪方案。特别地,作者描述了一种基于彼此正交和移相的导频音的信道估计方案。虽然上面引用的现有技术中描述的导频符号能够得到准确的信道估计,但是为了实现信道估计算法,在接收器需要大量的复杂计算。由于计算复杂性高,不能以较低的成本实现上述现有技术文献中描述的估计方案,从而所公开的算法不适合于销售量大的移动接收器。

Y.Li 等 (“Simplified Channel Estimation for OFDM Systems with Multiple Transmit Antennas”, IEEE Transactions on Wireless Communications, vol.1, pp.67-75, 2002 年 1 月) 提出一种用于具有

多个发射天线的 OFDM 的信道估计方案，它以 DFT 变换为基础。具体地说，Li 公开一种产生将由多个发射和接收天线发射，并将在接收器被用于信道估计的导频符号的方法。通过把具有良好时间和频率同步性的训练序列乘以在导频符号之间，以及在每个导频符号的后续值之间引入附加相移的复序列，产生这些导频符号。更具体地说，训练序列的每个值被乘以一个复因子，所述复因子引入相移，其中相移取决于赋予被乘值的数字，赋予对应的发射点的数字，和发射点的总数。导频符号彼此正交并被移相。导频符号由 OFDM 方案调制，并通过多个通信信道传送。在一个接收器（它是多个接收器之一），接收的信号包括通过多个通信信道传送的多个信号的重叠。Li 等还提出一种基于移相序列的导频音设计规则，在均方差（MSE）意义上，该设计规则是最佳的。此外，通过选择正交导频序列，能够避免估算器通常所需的矩阵求逆。但是，由于难以获得训练序列间的理想正交性，因此矩阵求逆可能是必需的。

图 9 表示了 Li 教导的现有信道估计方案，这里考虑了两个发射天线的情况。

现有的信道估算器包括多个乘法器，其中图 9 只表示了与第  $n$  个接收序列的第  $k$  个值  $r[n, k]$  相关的三个乘法器。并列排列的第一乘法器 901，第二乘法器 903 和第三乘法器 905 分别包括第一和第二输入端及输出端。第一乘法器 901 的输出端与第一反向快速傅里叶变换（IFFT）部件 907 连接，第二乘法器 903 的输出端与第二 IFFT 部件 909 连接，第三乘法器 905 的输出端与第三 IFFT 部件 911 连接。这里应提及的是总共  $K$  个乘法器分别与每个 IFFT 部件连接， $K$  表示频域中接收序列的长度，总数为  $3K$  的输入信号被提供给三个 IFFT 部件。IFFT 部件 907、909 和 911 分别执行应用于  $K$  个输入值的反向快速傅里叶算法。此外，每个 IFFT 部件 907、909 和 911 包括许多输出端，只使用每个 IFFT 部件的前  $K_0$  个输出端。剩余的各个输出端接地。

第一 IFFT 部件 907 的  $K_0$  个输出端与第一估计部件 913 连接，第三 IFFT 部件 911 的前  $K_0$  个输出端与第二估计部件 915 连接。第二

IFFT 部件 909 的  $K_0$  个输出端分别与第一估计部件 913 和第二估计部件 915 连接。第一估计部件 913 和第二估计部件 915 具有  $K_0$  个输出端，每个输出端分别与多个滤波器中的一个对应滤波器 917 连接，每个滤波器具有一个输出端。对应于第一估计部件 913 的滤波器 917 的  $K_0$  个输出端与第一傅里叶变换 (FFT) 部件 919 连接，对应于第二估计部件 915 的滤波器 917 的  $K_0$  个输出端与第二傅里叶变换 (FFT) 部件 921 连接。第一 FFT 部件 919 和第二 FFT 部件 921 具有  $K$  个输出端，如上所述， $K$  是子载波的数目。此外，由于 Li 描述的简化算法的缘故，与第一估计部件 913 对应的第一滤波器 917 的输出端与第二估计部件 915 连接，与第二估计部件 915 对应的滤波器 917 的输出端还与第一估计部件 913 连接，从而建立多个反馈循环。

如上所述，图 9 关于两个发射天线的情况，表示了现有估算器的一个例子，从而接收信号  $r[n, k]$  是可能受到信道噪声破坏的两个发射信号的重叠。接收信号由图 9 中未示出的分离装置分成两个接收信号。接收信号的副本随后被乘以与相应发射天线对应的复共轭信号。此外，第一发射天线发射的导频符号被乘以第二天线发射的导频符号的复共轭导频符号。更准确地说，接收信号的第一副本的  $K$  个值被乘以第一天线发射的导频符号的复共轭导频符号的  $K$  个值。接收信号的第二副本的  $K$  个值被乘以第二天线发射的导频符号的复共轭导频符号的  $K$  个值。此外，第一天线发射的导频符号的  $K$  个值被乘以第二天线发射的导频符号的  $K$  个复共轭值，以便获得后续信道估计算法所需的中间值。

如上所述，并行进行所有乘法，从而来自乘法器 901 的  $K$  个结果被送入第一 IFFT 部件 907。来自  $K$  个乘法器 903 的  $K$  个结果被送入第二 IFFT 部件 909。来自  $K$  个乘法器 905 的  $K$  个结果被送入第三 IFFT 部件 911。每个相应的 IFFT 部件执行反向快速傅里叶变换，以便把频域输入信号转换成时域输出信号。

第一和第二估计部件 913 和 915 根据多个输入信号，执行信道估计算法。更准确地说，第一估计部件 913 接收  $3K_0$  个输入信号，产生

与从第一发射天线到考虑的接收天线的第一信道的信道冲激响应对应的  $K_0$  个输出信号。按照类似的方式，第二估计部件 915 接收  $3K_0$  个输入信号，产生与从第二发射天线到接收天线的第二通信信道对应的  $K_0$  个输出信号。相应的  $K_0$  个输出信号随后由滤波器 917 过滤。

如上所述，来自滤波器的各个输出信号被回送给第一和第二信道估计部件 913 和 915，因为信道估计部分 913 和 915 负责根据以前计算的值和从 IFFT 部件获得的当前值，估计相应通信信道的信道冲激响应。每个估计部件应用估计算法，其中执行矩阵矢量乘法，而不是矩阵求逆，以便计算所需的信道冲激响应。在过滤和填零到后面的快速傅里叶变换所需的长度之后，获得第一和第二通信信道的信道传递函数。

如上所述，通过引入其中出现矩阵矢量乘法的迭代方案，以及通过利用导频符号的正交性，Li 避免了矩阵求逆。但是，为了计算与两个通信信道对应的两个信道脉冲呼应，需要三个反向快速傅里叶变换，一个分离装置和  $3K$  个乘法器。此外，由于需要矩阵矢量乘法的缘故，Li 采用的信道估计算法仍然非常复杂。从而，随着发射天线数目的增加，由于大量复数乘法的缘故，Li 提出的复杂估计方案的复杂性快速增大。另外，为了提供信道估计所需的多个中间值，需要后面跟随反向傅里叶变换的两个导频符号的乘法。从而，估计部件 913 和 915 不能独立工作，以致需要额外的计时和控制操作。

### 发明内容

本发明的目的是提供一种复杂性降低的信道估计的改进原理。

该目的是由按照权利要求 1 所述的估计多个信道的设备，按照权利要求 24 所述的提供多个不同导频序列的设备，按照权利要求 25 所述的提供许多不同导频序列的设备，按照权利要求 26 所述的估计多个信道的方法，提供 27 所述的提供多个不同导频序列的方法，按照权利要求 28 所述的提供许多不同导频序列的方法，按照权利要求 29 所述的提供许多不同导频序列的方法，和按照权利要求 30 所述的计算机

程序实现的。

本发明基于这样的发现，即通过把相移转变成延迟，能够有效地执行基于彼此正交并且移相的导频符号的信道估计，其中包括以通过多个通信信道传送的导频序列为基础的多个信号的重叠的输入信号被变换成变换信号，以致多个导频符号之间的相移被转换成延迟。从而，变换信号的离散值集合可被分成多组，每个具有相对于在先组的延迟，其中每组代表信道的信道信息。特别地，当进行相移-延迟变换时，发现单个变换器可被用于把相移变换成延迟，因为延迟组实际上包括信道信息，即一个通信信道的信道冲激响应。于是，通过利用不同的延迟选择各组，能够只利用单个变换器，直接从选择的组获得信道信息。

为了简单起见，下面只讨论代表多个接收点的一个接收点。但是，这里应指出的是下面的讨论和结果可被直接应用于多个接收点。此外，下面将研究 OFDM 传输系统。但是，本发明也可应用于单载波调制系统或者不同于 OFDM 的多信道调制技术中的信道估计。为此，最好使用保护间隔，以便防止传送的单载波符号受到接收信号的符号间干扰的影响。

再次参见两个发射点的情况，本发明的估计从多个不同发射点到一个接收点的设备从在接收点的天线收到的信号得到输入信号。所述输入信号包括基于可从第一发射点传送的第一导频序列的第一信号，和基于可从第二发射点传送的第二导频序列的第二信号的重叠。第一导频序列和第二导频序列在预定的正交范围内相互正交。如果第一导频序列和第二导频序列彼此完全正交，那么这两个序列的内积等于 0。但是，由于难以实现完全正交，因此允许第一导频序列和第二导频序列的内积的绝对值大于或等于 0，但是最好小于 0.2。从而，预定的正交范围由第一值等于 0，最后值等于 0.2 的间隔定义。

如果第一导频序列和第二导频序列相互具有另外的相移，那么把输入信号变换成变换信号的变换器把所述相移转变成延迟，以致变换信号的离散值集合的第一组包括从第一发射点到接收点的第一信道的信道信息，所述离散值集合的第二组包括从第二发射点到接收点的第

二信道的信道信息。从而，如上所述，通过从所述离散值集合中选择第一组，简单地提取第一信道信息，通过从所述离散值集合中选择第二组，提取第二信道信息。为了获得所选各组，本发明的设备还包括根据第一组和第二组之间的延迟，选择第一组和第二组的选择器。根据选择的各组，借助确定信道信息的装置，能够确定信道信息。

根据本发明，输入信号由把相移变换成延迟的变换器变换。最好，所述变换器执行傅里叶变换，因为借助反向傅里叶变换，频域中的相移被转换成时域中的延迟，反之亦然。从而如果导频序列在频域中被移相，那么反向傅里叶变换之后得到的时域信号将被延迟。此外，通过向每个导频序列分配一定的相移，时域中的对应延迟将取决于发射天线。假定  $N_p \geq N_T Q$ ，其中  $N_p$  表示输入信号的离散值的数目，并通过利用恰当的多组移相序列，通过执行反向离散傅里叶变换，能够简单地分离  $N_T$  个重叠信号。

虽然 Li 等公开的估算器需要预乘和多个 IDFT 操作，但是本发明的估计方案只需要一个 IDFT 操作就能分离  $N_T$  个重叠信号。接收器的其它部分不会因这种修改而受影响。虽然一些移相序列在时域中完全适合于 OFDM 信道估计，不过借助将在后面说明的，导致时域中的适度附加处理的一些修改，其它正交序列，例如从 Hadamard 矩阵得到的序列也可被应用于提出的简化接收器结构。

一般地，提出的接收器结构与现有接收器结构的显著改进是估算器前端的简化。这种简化对信道估算器的性能没有副作用。此外，如果恰当地设计移相导频序列，那么还可进一步简化信道估计方案，因为在不进行任何其它处理，分离  $N_T$  个重叠信号方面，移相导频序列与傅里叶变换完全相配。

另外，发射点数目的不断增大对本发明的信道估计方案的复杂性只有轻微影响，因为与发射点的数目无关，把输入信号变换成变换信号，从而相移被转换成延迟，只需要一个变换器。因此，只应用一个选择器来选择所选各组。和上面讨论的现有技术相比，这显著降低了复杂性，因为由于为了变换接收信号的多个（预乘）副本，以及为了

获得多个信道估计部件所需的多个中间值，需要多个 IDFT 变换器的缘故，现有技术的信道估计方案的复杂性随着发射点数目的增大而快速增大。

此外，本发明的设备不包含任何分离装置，因为只直接变换一个输入信号，这导致进一步降低复杂性。此外，由于只使用一个变换器，因此变换之前的输入信号的可选预处理（开窗，填零等）更简单。

此外，由于本发明的信道估计方案的缘故，当输入信号不被预乘以多个复共轭导频序列时，执行的乘法显著减小，或者根本不必执行任何乘法。如果导频序列被预乘以加扰序列，以便获得待传送的信号的良好传输特性，那么只有输入信号的值需要被预乘，以便消除加扰序列的影响。如果不进行任何预乘，那么变换前的乘法是不必要的。相反，如上所述，现有技术的信道估计方案总是需要多个乘法。

此外，本发明的信道估计方案被简化，因为变换信号实际上包含信道信息。于是，不需要任何矩阵求逆或矩阵-矢量乘法，这进一步降低了复杂性。

此外，本发明的信道估计方案可被用于彼此具有不同相移的任意正交序列，只要在发射点知道这些相移即可。由于这些不同的相移被变换成延迟，因此即使属于特定组的离散值并不相互接连时，本发明的选择器也总是能够从多个延迟离散值中选择恰当的多个组。

此外，根据本发明的另一实施例，通过提供多个不同的导频序列，能够进一步提高所提出的信道估计方案的性能。为了计算将由许多发射点中的一个发射点发射的导频序列的第  $i$  个值，本发明的提供多个不同导频序列的设备包括计算在待发射的导频序列的接连值之间产生预定相移的导频序列，以及导频序列间的预定相移的装置。

更具体地说，待发射的导频序列的连续值之间的相移被产生，以致在数学意义上，导频序列的连续值之间的相移为负。此外，连续值之间的相移取决于与导频序列中的对应值相关的数目。

另外，为了产生多个导频序列之间的相移，特定导频序列中的连续值之间的相移还取决于分配给发射点的数目，该数目被乘以发射点

的总数。此外，产生的导频序列最好由相同的加扰序列加扰，加扰序列的长度等于导频序列的长度，其中待产生的导频序列的每个值被乘以加扰序列的对应值。从而，所有导频序列包括引入额外的相移和幅度调制的相同可能复数值加扰序列。于是，在接收点，通过采用单个乘法器，简单地把输入信号乘以加扰序列的复共轭加扰序列，能够消除加扰序列引入的额外相移。此外，本发明的每个导频序列的每个接连值之间的相移适合于反向离散傅里叶变换，以便把相移转换成延迟，因为在数学意义上，本发明的待发射的每个导频序列的接连值之间的相移为负，并且是 IDFT（把相移转换成延迟）的完美对应物，因为 IDFT 引入数学意义上的正相移。从而，能够执行基于简化 DFT 的信道估计方案。

此外，为了简化在接收点使用的信道估计方案，恰当的正交序列可被用作导频序列（导频符号）。根据本发明的另一实施例，提供将用于信道估计的许多不同导频序列的设备包括产生具有许多列的 Hadamard 矩阵的装置，每列与其它各列正交，其中列数对应于不同导频符号的数目。根据 Hadamard 矩阵的各列，通过 Hadamard 矩阵的每列的循环扩展，能够计算不同的导频序列，其中每个导频序列来源于 Hadamard 矩阵的另一列。由于产生的导频序列彼此具有预定的相移，通过应用反向离散傅里叶变换，这些相移在接收器被转换成延迟，以便获得离散值，并从延迟的离散值中选择包含信道信息的各组。此外，该方案适合于其中除了 OFDM 调制之外，还引入频率方向上的扩展的多载波码分多路复用访问传输系统（MC-CDMA）。为了引入频率方向上的扩展，可应用基于 Hadamard 矩阵的各列的正交信号，这简化了信道估计程序，因为相同的序列可被应用于频率方向上的扩展，以及降低信道估计的复杂性。本发明的方法还适合于多址访问传输系统，例如 FDMA（频分多址访问）或 TDMA（时分多址访问）系统中的信道估计。

## 附图说明

参考附图，详细说明本发明的其它实施例，其中：

图 1 表示本发明的用于估计多个信道的设备的方框图；

图 2 证明输入信号到多个被延迟组的优选变换；

图 3 表示本发明的用于提供多个不同导频序列的设备的方框图；

图 4 表示本发明的用于提供许多不同导频序列的设备的方框图；

图 5 表示本发明的用于提供许多不同导频序列的另一设备的方框图；

图 6 表示导频信号网格结构；

图 7 证明 OFDM 调制和解调方案；

图 8 表示现有的信道估计方案的方框图。

#### 具体实施方式

图 1 中所示的设备包括一个具有两个输入端和一个输出端的乘法器 101。乘法器 101 的输出端与变换器 103 连接，变换器 103 具有用于提供变换后信号的多个输出端。变换器 103 的多个输出端与选择器 105 连接，选择器 105 具有提供延迟信息，以便选择恰当的控制输入端 104。选择器 105 具有多个输出端，其中输出端的数目等于选择器 105 的输入端的数目，从而等于变换器 103 的输出端的数目。选择器 105 的多个输出端与确定信道信息的装置 107 连接，装置 107 具有多个输出端。

图 1 中所示的设备示范本发明的低复杂性信道估计方案，本发明的信道估计方案以在预定正交范围内，相互正交，并且相互具有相移的导频信号为基础。如果由导频符号构成的导频序列（每个导频序列对应于多个发射点中的一个）被相同的复合幅度序列加扰，那么导频序列包括复合幅度序列和相位信息。发射点随后通过多个通信信道，发射基于导频序列的信号，其中在发射之前，利用 OFDM 调制方案调制导频序列。在接收点（图 1 中未示出）接收的信号包括多个发射信号，并且可能还有代表信道噪声的多个重叠失真信号的叠合。在通过应用 OFDM 解调方案进行解调之后，获得图 1 中所示的接收信号。之

后，乘法器 101 把接收的信号乘以幅度序列（加扰序列）的复共轭，以便消除通过加扰，引入每个导频序列中的幅度信息的相移。接收信号是一组连续离散接收信号值，乘法器 101 执行该组连续离散接收信号值中的每个值和一组连续离散复共轭幅度信号值中的一个对应值的单复数乘法，从而在许多单复数乘法之后，获得输入信号的一组连续离散输入值。

输入信号包括基于多个导频序列，例如基于从第一、第二和第三发射点发射的第一、第二和第三导频序列的信号的叠加。从而，输入信号包含导频序列的相移，其中相移未被进一步的预乘消除。相反，输入信号被提供给把相移转换成延迟的变换器 103。

变换器 103 可以是能够把相移转换成延迟的任意变换器。例如，变换器 103 执行输入信号的傅里叶变换，快速傅里叶变换，离散傅里叶变换，反向傅里叶变换，反向快速傅里叶变换或反向离散傅里叶变换。特别地，输入信号是一组连续输入信号值，变换器把该组连续输入信号值变换成变换信号，所述变换信号是一组离散值，其中变换信号的该组离散值的离散值总数等于该组输入信号值中的输入信号值总数。

从而，该变换器执行应用于该组离散值的单一变换算法，其中变换算法可以是，例如上面提及的应用于输入信号值的总数的算法之一。输入信号的长度对应于乘以发射点的总数的训练或导频序列的长度。从而，变换信号的长度等于输入信号的长度。

选择器 105 选择许多组，组的数目等于发射点的总数，以便获得选择的组，其中每组由变换信号的该组离散值中的相同数目的连续离散值组成。选择器选择许多连续离散值作为一组，其中连续离散值的数目等于除以发射点总数的变换信号的离散值的总数，其中离散值的总数由变换器获得。

例如，选择器选择各组，从而该组离散值中的第一离散值是在选择器的输出端的第一组中的第一离散值，第二组离散值中的第一离散值是在具有为获得第一组而选择的各个值中的最高阶的离散值之后的

一组离散值中的一个离散值，其中第一组和第二组具有对应的不同延迟，所述延迟由变换器获得。如果按照重叠的方式，输入信号包括以可从第三发射点发射的第三导频序列为基础的第三信号，那么变换器把第三组的相移变换成延迟，从而该组离散值的第三组包括从第三发射点到接收点的第三信道的信道信息，并且选择器从该组离散值选择所述第三组，从而获得具有与第三组相关的延迟的所选第三组。从而，如果输入信号包括与多个发射点对应的多个重叠信号，那么选择器 105 根据与多组中的又一组对应的延迟，选择所述又一组，如图 1 中所示。

选择器根据经控制输入端 104 的延迟信息，或者根据固定设置（这种情况下，不需要控制输入端），选择的各组被提供给装置 107，以便根据选择的各组，确定信道信息。如果导频符号在正交范围内相互正交，并且如果导频符号相互具有预定的相移，那么每个所选组包含与从特定发射点到接收点的特定信道对应的信道信息。这种情况下，装置 107 接收选择的组，并输出选择的组，因为这些组分别包括特定信道的信道信息，如后所示。为了输出选择的组，可按照这样的方式设计装置 107，以致装置 107 的输入端直接与装置 107 的输出端连接。如果不存在信道噪声，或者如果信道噪声是可忽略的，那么确定信道信息的装置 107 输出选择的组，每组包括，例如特定信道的信道冲激响应作为信道信息。此外，装置 107 可包括时间频率转换装置，例如通过把确定的特定信道的信道冲激响应转换到频域，以便获得作为信道信息的信道传递函数，获得信道传递函数的 DFT 变换器。

根据应用于信道估计的导频序列，选择组中的一组和选择组中的另一组可按照重叠的方式，包括一个信道的信道信息和另一信道的信道信息。此外，根据导频序列的设计，选择组中的一组可包括被乘以移相因子的信道的信道信息，和被乘以另一移相因子的另一信道的另一信道信息，其中选择组中的另一组可包括被乘以复共轭移相因子的信道的信道信息，和被乘以另一复共轭移相因子的另一信道的另一信道信息，其中移相因子和另一移相因子通过导频序列的

设计而产生。这种情况下，装置 107 通过求解一组线性等式，并除去附加的移相因子，利用所述一组和另一组，确定信道的信道信息，和另一信道的另一信道信息。例如，装置 107 把所述一组和另一组应用移相操作和加法和/或减法，以便确定信道信息。如果基于 Hadamard 矩阵的各列的导频序列被应用于信道估计，那么移相因子是等于  $180^\circ$  相移除以发射点总数的函数。利用该信息，已知的相移被除去，从而确定信道信息。

如果信道噪声不能被忽略，那么选择各组中的信道信息受与信道噪声相关的失真信号的影响。为了抑制失真信号，装置 107 可包括一个通过应用最小均方差 (MMSE) 估计量，最小二乘 (LS) 估计量，最大似然 (ML) 估计量或最大后验似然 (MAP) 估计量 (为 ML 估计量的特殊实施例)，根据计算的信道信息估计信道信息的估算器。如果使用 MMSE 估计量来估计信道信息，那么估算器执行被破坏信道信息的过滤，其中滤波器具有过滤系数，其中每个过滤系数可根据第一矩阵与第二矩阵的乘法来确定，其中第一矩阵是信道信息和被破坏的信道信息之间的互相关 (一般称为：互协方差) 矩阵，第二矩阵是被破坏的信道信息的自相关 (一般称为：自协方差) 矩阵的逆矩阵。

应用于 OFDM 传输系统中的信道估计的导频序列通常被用于在与将发射导频序列的时刻对应的预定时刻，调制多载波调制方案中的离散载波。从而，本发明的设备还包括一个控制器，用于检测接收信号中的输入信号，并且只有当在接收信号中检测到包括导频序列的输入信号时，才启用变换器、选择器或所述检测装置。

另一方面，导频序列可被用于调制多载波调制方案中的相同导频载波，以便估计通信信道的信道传递函数的随时间变化的系数，其中信道传递函数的系数由导频载波确定。从而，本发明的设备可包括一个控制器，用于检测接收信号中的导频载波，包括连续多载波调制符号，以及用于收集在与发射时刻对应的时刻，导频载波的值，从而获得输入信号，其中通过把变换器、选择器和所述装置用于检测，处理输入信号而获得的信道信息包括随着时间的过去，由导频载波定义的

从发射点到接收点的多载波信道的特性。包括多载波信道的特性的信道信息与移动接收器的速度相关，移动接收器的速度导致与发射器和接收器之间的相对速度相关的多普勒频移。为了估计多普勒频移，可利用随着时间的过去，信道传递函数的系数的变化。

如果导频序列在不同的时刻被发射，并且并不相互跟随，那么最好进行插值，以便获得与发射导频序列的时刻对应的时刻之间的信道信息的中间值。从而，确定信道信息的装置还可包括插值装置，用于在第一时刻获得的第一信道信息和在第二时刻获得的第二信道信息之间插值，其中通过根据第一和第二信道信息，应用公知的 Wiener 插值技术（Wiener 滤波器），或者通过应用拉格朗日插值法，可确定中间的插入信道信息。

图 2 证明了通过在频域中使用移相序列，利用 DFT 特性的原理，其中 DFT 算法分离时域中的  $N_T$  个信号，其中  $N_T$  对应于发射点的数目。频域输入信号可包括具有频率间隔  $D_f$  的导频信号，如图 2 中所示。导频信号在正交范围内相互正交，并且具有不同的相移，通过应用产生时域变换信号的基于 DFT 的变换，所述不同的相移可被转换成延迟。时域中的变换信号包括  $N_T$  组，所述  $N_T$  组包括信道信息，例如特定通信信道的信道冲激响应。每组包括  $N_P/N_T$  个离散值，其中  $N_P$  表示输入信号的总长度。变换器变换后的各组被时延，其中第二组具有相对于第一组的延迟，以致第二组的离散值不会与第一组的离散值重叠。因此，对应于第  $N_T$  个发射点的第  $N_T$  组具有相对于前一组的相同延迟。 $N_{FFT}$  表示取决于频域中的导频间隔的离散 FFT 点的数目。

众所周知 DFT 的一种非常有效的实现是快速傅里叶变换（FFT）算法。为了得到最佳效率，FFT 点的数目应为 2 的幂。重要的是注意插值比应为  $D_f$ 。

图 3 表示本发明的用于估计从多个不同发射点到一个接收点的多个信道的设备的原理方框图。

图 3 中所示的设备包括频域（FD）窗口 301，频域窗口 301 具有与提供给频域窗口 301 的输入信号的  $N_P$  个离散值对应的  $N_P$  个输入端，

和与  $N_p$ -IFFT 变换器 303 连接的  $N_p$  个输出端。IFFT 变换器 303 具有与选择器 305 连接的  $N_p$  个输出端。选择器 305 具有多个输出端，其中每组接连的  $Q$  个输出与对应的滤波和/或阈装置 307 连接。每个滤波装置 307 具有与对应的填零装置 309 连接的  $Q$  个输出端，其中每个填零装置 309 具有与多个 FFT 变换器的对应  $N_c$  点 FFT 变换器 311 连接的  $N_c$  个输出端。每个 FFT 变换器 311 具有与对应的反向窗口装置 313 连接的  $N_c$  个输出端，每个反向窗口装置 313 具有  $N_c$  个输出。所述多个滤波装置 307，多个填零装置 309，多个 FFT 装置 311 和多个反向窗口装置 313 是按照本发明的另一实施例，根据选择的各组确定多个信道的信道信息的装置 315 的一部分。

输入信号的  $N_p$  个离散值首先由频域窗口装置 301 开窗，以便避免接着由 IFFT 变换器 303 执行的 IFFT 变换导致的泄漏影响。本发明的设备包括用于对输入信号开窗，以便获得将用作变换器的输入信号的开窗输入信号的单个装置 301。输入信号包括彼此具有不同相移的多个导频序列，其中每个导频序列对应于发射用于信道估计的导频序列的一个发射点。

IFFT 变换器 303 通过执行应用于输入信号的  $N_p$  个值的 IFFT 变换，以便获得变换信号，把相移转换成延迟。这里要注意的是 IFFT 变换器 303 执行应用于输入信号的单个 IFFT 算法。从而，变换信号由与延迟相关的连续  $N_p$  个离散值组成。

选择器 305 从变换信号的一组离散值中选择多组，其中所选多组中的每个选择组实际上包括呈每个通信信道的信道冲激响应形式的信道信息。

由于可能的信道噪声的缘故，信道信息被与信道噪声相关的失真信号破坏。从而，选择的各组由相应的滤波装置 307 过滤，以便根据被破坏的信道信息估计信道信息。滤波装置 307 能够从有噪声的信道信息中检测出信道信息。这可通过过滤选择的各组，应用最小均方估计来实现，其中每个滤波装置 307 包括一个具有滤波系数的滤波器，其中每个滤波系数可由第一矩阵与第二矩阵的乘法确定，第一矩阵是

信道信息和被破坏的信道信息之间的互相关矩阵，第二矩阵是如上所述的被破坏的信道信息的自相关矩阵的逆矩阵。另一方面，可执行简单的阈操作来借助硬检测估计信道信息。从而，滤波装置 307 输出多个信道冲激响应，作为与每个通信信道对应的信道信息。为了获得特定信道冲激响应的信道传递函数，确定信道信息的装置 315 包括把信道冲激响应变换到频域的装置。

就其基本形式来说，简单地通过把  $N_C - Q$  个零加入信道冲激响应估计量，从而通过把  $N_C - Q$  个零放在每个信道冲激响应的尾部，借助填零，把每个信道冲激响应的长度扩展成  $N_C$  个样本，实现基于 DFT 的插值。从而，在相应的填零装置 309 执行的填零之后，每个信道冲激响应的长度被扩展到为  $N_C$  的总长度。在下一步骤中，通过 FFT 装置 311 对每个扩展信道冲激响应应用快速傅里叶变换，时域中的扩展信道冲激响应被变换到频域中。为了获得与每个信道冲激响应对应的信道传递函数，执行反向开窗操作，以便除去由频域窗口装置 301 导致的开窗影响。

图 4 表示了本发明的用于提供将被用于信道估计的多个不同导频序列的设备的原理方框图。

图 4 中所示的设备包括计算将由  $N_T$  个发射点中的第  $\mu$  个发射点发射的导频序列的第  $i$  个值的装置 401。

为了计算不同的导频序列，装置 401 使用下面的等式计算第  $i$  个值  $X_i^{(\mu)}$ ：

$$X_i^{(\mu)} = e^{-j2\pi(i-1)(\mu-1)/N_T} X_i^{(s)}$$

其中  $N_T$  表示大于或等于 3 的发射点的数目，其中  $X_i^{(s)}$  表示加扰序列的第  $i$  个值，其中加扰序列的长度等于导频序列的长度。

从而，对应于第一发射点的导频序列，其中  $\mu=1$  等于加扰序列。将由第  $n$  个发射点发射的第  $n$  个导频序列  $\mu=n$  包括与第  $n$  个导频序列的相移相关的离散值的数目，其中第  $n$  个导频序列的每个值被乘以加扰序列。该导频序列的每个值的相移取决于正被计算的值的数目，其中该值的数目与该值在导频序列内的位置相关。此外，第  $n$  个导频序

列相对于其它导频序列的相移取决于除以发射点的总数  $N_T$  的发射点的数目。从而，每个导频序列的接连值相互具有相移，其中由于在指数函数的指数中出现负号，因此在数学意义上，相移为负。

从而，本发明的设备提供的导频序列适合于低复杂性的基于 DFT 的信道估计。通过使用本发明的移相导频序列，能够有效地利用傅里叶变换的性质分离  $N_T$  个重叠信号。众所周知傅里叶变换把频域中的移相信号转换成时域中的延迟，反之亦然。因此，通过使用频域中的移相导频序列，所得到的时域信号将被延迟。此外，通过把如上所述的某一相移分配给每个发射天线的导频信号，时域中的对应延迟将取决于发射天线。假如每个训练序列的长度大于或等于  $N_T Q$ ，其中  $Q$  表示具有待估计的多个通信信道的最大长度的一个信道的长度，那么通过执行反向离散傅里叶变换，能够简单地完全分离  $N_T$  个重叠信号。

上面已说明由图 4 中所示的本发明的设备提供的移相导频序列适合于时域 MIMO OFDM 信道估计，因为这些序列与 IDFT 操作完全匹配。不过，借助时域中的一些另外的处理，其它正交序列也可被应用于低复杂性的信道估计。

图 5 表示了本发明的提供将被用于信道估计的许多不同导频序列的另一设备的原理方框图，其中所述导频序列是以 Hadamard 矩阵的各列为基础的正交序列。

图 5 中所示的设备包括产生具有许多列的 Hadamard 矩阵的装置 501，其中列数对应于不同导频序列（导频符号）的数目。装置 501 具有许多输出端，输出端的数目等于 Hadamard 矩阵的列数。装置 501 的输出端与计算不同导频序列的装置 503 连接。计算不同导频序列的装置 503 具有提供不同的导频序列的许多输出端。

产生 Hadamard 矩阵的装置 501 计算 Hadamard 矩阵的彼此正交的各列。Hadamard 矩阵的列数被提供给计算不同导频序列的装置 503，其中装置 503 根据 Hadamard 矩阵的各列，计算不同的导频序列。每个导频序列源于 Hadamard 矩阵的另一列。为了产生导频序列，由 Hadamard 矩阵的各列给出的基本函数的对应列可被定期扩展成导

频序列长度。

但是,对于发射点的数目大于2的情况,本发明的基于 Hadamard 代码的导频序列不能直接应用于上面讨论的简化接收器结构。借助一些另外的处理,基于 Hadamard 代码的信道估计方案可被简化。例如,如果四个发射点被用于发射导频序列,那么基于 DFT 的信道估计方案确定的信道信息具有另外的移相因子,所述移相因子是等于 180 度的相移除以 4 的函数。从而,确定信道信息所需的另外处理较少,因为求解一组线性等式,只需要相移操作,加法和减法。

例如,如果八个发射点被用于发射导频序列,那么估计的信道信息具有另外的移相因子,该移相因子是等于 180 度的相移除以发射点的总数(这种情况下为 8)的函数。从而,只需要 4 个移相,和 4 个加法和减法运算。注意对 Walsh 序列的应用是直截了当的,因为 Walsh 序列是通过重新排列 Hadamard 矩阵的各列,即向发射天线分配不同的导频序列来获得的。

导频辅助信道估计(PACE)首先是为单载波系统提出的,并且需要平坦衰减信道,如 J.K.Cavers 在“An Analysis of Pilot Symbol Assisted Modulation for Rayleigh Fading Channels”(IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol.VT-40, pp.686-693, 1991 年 11 月)中所述。它以定期在数据序列中插入称为导频符号的已知符号为基础。如果导频信号的间隔足够近,足以满足采样原理,那么信道估计和整个数据序列的插值是可能的。当把 PACE 的思想扩展到多载波系统时,必须把在二维方向上,即在时间和频率上发生 OFDM 衰减波动。为了满足二维采样原理,在整个时间/频率网格内分散导频符号,这会产生一个二维导频网格。

图 6 中图解说明了用于 OFDM 信道估计的导频网格结构的可能实现。构成导频网格的一种可能性是传送只包含跟随有  $D_t-1$  个数据符号的导频信号的一个 OFDM 符号。该序列示于图 6 中的左图中。这种方案适合于例如在室内环境中观察到的时间变化较小的信道。这种情况下,不需要(频率方向的)任何插值。另一种可能性是在保留的载

波上传送导频信号，如图 6 中的中间图所示。该方案能够支持移动性，但是需要频率方向的插值。一种更有效的解决方案是采用分散导频网格，如图 6 中的右图所示。这种用于 OFDM 信令的结构允许信道估算器既使用时间相关性，又使用频率相关性。借助这种分散的导频网格，可把 OFDM 的性质（相邻的子载波以及相邻的符号相关）用于信道估计。从而，能够降低归因于导频信号的开销，但是需要时间和频率方向的插值。

对于以分散的导频网格为基础的导频符号辅助信道估计（PACE），已知的导频符号被多路复用到数据流中。插值被用于获得携带符号的信息的信道估计量。Cavers 在上面提及的现有技术文献中，介绍了用于单载波系统的 PACE。P.Hoehner, S.Kaiser 和 P.Robertson 在“Two-Dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation by Wiener Filtering”（Proc.IEEE Intern.Conf.On Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'97), Munich, Germany, pp.1845-1848, 1997），以及 R.Nilsson, O.Edfors, M.Sandell 和 P.Borjesson 在“An Analysis of Two-Dimensional Pilot-Symbol Assisted Modulation for OFDM”（Proc.IEEE Inter.Conf.On Personal Wireless Communications (ICASSP'97), Mumbai (Bombay), India, pp.71-74, 1997）中提出用于 PACE 的二维 2D 过滤算法。这样的 2D 估算器结构对于实际实现来说，一般过于复杂。为了降低复杂性，提出了分离时间和频率相关性的使用。这种组合方案（称为双重 1 维 PACE）使用独立的 Wiener 滤波器，一个 Wiener 滤波器在频率方向上，一个 Wiener 滤波器在时间方向上。

在 Y.Li 的“Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation for OFDM in Wireless Systems”（IEEE Transactions on Vehicular Technology, Vol.49, pp.1207-1215, 2000 年 7 月）中，可找到 2D 平面中，规则网格的一般性正式说明。

一帧传送的导频信号的总数被表示成  $N'_p = N_c / D_f$  和  $N''_p = L / D_f$ ，分别代表频率和时间方向上的导频信号的数目。将使用下面的符号。在

已知描述 2D 结构的变量  $X$  的情况下，描述与频率和时间方向对应的维的子集分别由  $X'$  和  $X''$  表示。按照惯例，下面将用“ $\sim$ ”标记描述导频符号的变量。

对于 MIMO 系统来说，每个发射天线信号使用它自己的导频信号，以使接收器能够分离重叠的信号。定义只包含导频信号的接收信号序列的子集  $\left\{ \tilde{X}_{l,i}^{(\mu)} \right\} = \left\{ X_{l,i}^{(\mu)} \right\}$ ，其中  $l = \tilde{l} D_l$  和  $i = \tilde{i} D_f$ ，将有益于描述导频符号辅助信道估计。从而，导频序列分别沿频率方向，以低  $D_f$  倍的速率  $\tilde{i} = \lfloor i / D_f \rfloor$ ，和沿时间方向，以低  $D_t$  倍的速率  $\tilde{l} = \lfloor l / D_t \rfloor$  传送。假定导频信号  $\left\{ \tilde{X}_{l,i}^{(\mu)} \right\}$  选自相移键控 (PSK) 星座  $\left\{ \tilde{X}_{l,i}^{(\mu)} \right\}$ 。在传输前，导频信号  $\left\{ \tilde{X}_{l,i}^{(\mu)} \right\}$  被乘以对所有发射天线来说都相同的外导频序列  $\left\{ \tilde{X}_{0,\tilde{l},\tilde{i}} \right\}$ ，从而产生发射的导频序列。

$$\tilde{X}_{l,i}^{(\mu)} = \tilde{X}_{0,\tilde{l},\tilde{i}} \cdot \tilde{X}_{l,i}^{(\mu)}$$

外导频序列  $\left\{ \tilde{X}_{0,\tilde{l},\tilde{i}} \right\}$  被选择成在时域中具有低的峰值功率/平均功率比，和/或具有良好的同步相关性等。总之，只是为了完整起见，介绍了外导频序列。

在接收器，在 OFDM 解调之后，循环前缀被除去，并执行 FFT，从而得到接收信号。假定完全同步，那么获得接收信号  $Y_{l,i}$ 。对于信道估计来说，从数据流多路分解位于导频位置的接收信号，并在除去外导频序列之后，通过除以  $\tilde{X}_{0,\tilde{l},\tilde{i}}$ ，获得接收的导频信号。

$$\tilde{Y}_{l,i} \stackrel{\Delta}{=} Y_{l,i \in G} = \sum_{\mu=1}^{N_T} X_{l,i \in G}^{(\mu)} H_{l,i \in G}^{(\mu)} + N_{l,i \in G}$$

这里  $G$  是包含导频信号的 OFDM 帧的子集。

考虑可由大小  $N_p$  的列尺寸因子表示的来自发射天线  $\mu$  的 OFDM 符号的导频序列  $l = \tilde{l} D_t$ 。

$$\begin{aligned}\tilde{Y}_T^i &= \sum_{\mu=1}^{N_T} \tilde{X}_T^{i(\mu)} \tilde{H}_T^{i(\mu)} + \tilde{N}_T^i && \in \mathbb{C}^{N_p \times 1} \\ &= \sum_{\mu=1}^{N_T} \tilde{X}_T^{i(\mu)} \tilde{F} I_{N_p \times Q} \tilde{h}_T^{i(\mu)} + \tilde{N}_T^i\end{aligned}$$

这里发射的导频序列，信道传递函数 (CTS) 和加性噪声项由下面的式子给出

$$\begin{aligned}\tilde{X}_T^{i(\mu)} &= \text{diag}(\tilde{X}_{T,1}^{i(\mu)}, \dots, \tilde{X}_{T,N_p}^{i(\mu)}) \in \mathbb{C}^{N_p \times N_p} \\ \tilde{H}_T^{i(\mu)} &= [\tilde{H}_{T,1}^{i(\mu)}, \dots, \tilde{H}_{T,N_p}^{i(\mu)}]^T \in \mathbb{C}^{N_p \times 1} \\ \tilde{h}_T^{i(\mu)} &= [\tilde{h}_{T,1}^{i(\mu)}, \dots, \tilde{h}_{T,Q}^{i(\mu)}]^T \in \mathbb{C}^{Q \times 1} \\ \tilde{N}_T^i &= [\tilde{N}_{T,1}^i, \dots, \tilde{N}_{T,N_p}^i]^T \in \mathbb{C}^{N_p \times 1}\end{aligned}$$

$N_p \times N_p$  DFT 矩阵  $\tilde{F}$  把 CIR 变换到由下式定义的频域中。

$$\{\tilde{F}\}_{k+1, n+1} = e^{-j2\pi k n / N_p}; \quad 0 \leq i \leq N_p - 1, \quad 0 \leq n \leq N_p - 1$$

如果  $Q < N_p$ ，那么 DFT 输出的最后  $N_p - Q$  需要被除去，形式上这可由  $N_p \times Q$  维的矩阵  $I_{N_p \times Q} = [I_{Q \times Q}, 0_{N_p - Q \times Q}]^T$  实现，同时主对角线上的各项等于 1，其它地方的各项等于 0。对于  $Q = N_p$ ，矩阵  $I_{N_p \times N_p}$  变成单位矩阵。实际上，利用  $N_p$  点 FFT，能够有效地产生 DFT 变换。如果  $Q < N_p$ ，那么最后  $N_p - Q$  个输出被跳过。

从而，下面的等式成立

$$\tilde{Y}_T^i = \tilde{X}_T^i \tilde{H}_T^i + \tilde{N}_T^i = \tilde{X}_T^i \tilde{F} \tilde{h}_T^i + \tilde{N}_T^i$$

其中

$$\begin{aligned}\tilde{X}_T^i &= [\tilde{X}_T^{i(1)}, \dots, \tilde{X}_T^{i(N_T)}] \in \mathbb{C}^{N_p \times N_T N_p} \\ \tilde{H}_T^i &= [\tilde{H}_T^{i(1)}, \dots, \tilde{H}_T^{i(N_T)}]^T \in \mathbb{C}^{N_T N_p \times 1} \\ \tilde{h}_T^i &= [\tilde{h}_T^{i(1)}, \dots, \tilde{h}_T^{i(N_T)}]^T \in \mathbb{C}^{N_T Q \times 1} \\ \tilde{F}_{N_T} &= \text{diag}(\tilde{F} I_{N_p \times Q}, \dots, \tilde{F} I_{N_p \times Q}) \in \mathbb{C}^{N_T N_p \times N_T Q}\end{aligned}$$

现在参见移相导频序列的设计，一组长度  $N_p$  的  $N_T$  个移相导频序列由下式定义

$$\tilde{X}_{T,i}^{(\mu)} = e^{-j2\pi \tilde{i}(\tilde{i}-1)(\mu-1)/N_p}; \quad \mu = \{1, \dots, N_T\}, \quad \tilde{i} = \{1, \dots, N_p\}$$

其中由上面的等式定义的导频序列与根据本发明的优选实施例

相一致。

代替把 IDFT 操作之前的接收信号和 OFDM 符号的接收导频信号  $l = \tilde{l} D_l$  预乘,  $\tilde{Y}'_l$  被直接变换到时域:

$$\zeta_{\tilde{l}} \triangleq \frac{1}{N'_p} \tilde{F}^H \tilde{Y}'_{\tilde{l}} = \frac{1}{N'_p} \sum_{\mu=1}^{N_r} \tilde{F}^H \tilde{X}'_{\tilde{l}}^{(\mu)} \tilde{F}^H I_{N_r \times Q} \tilde{h}'_{\tilde{l}}^{(\mu)} + \frac{1}{N'_p} \tilde{F}^H \tilde{N}'_{\tilde{l}} \quad \in \mathbb{C}^{N'_p \times 1}$$

从而, 产生  $\zeta_{\tilde{l}}$  只需要一个 IDFT。

按照 DFT 的性质, 移相序列由 DFT 变换成时移。如果  $Q \leq N'_p / N_T$ , 那么通过把它自己的相移分配给每个发射天线, 时域信号  $\zeta_{\tilde{l}}$  被完美地分离。

检查在上面的等式中出现的矢量  $\zeta_{\tilde{l}}$  的分量, 有助于分析下面的等式。  $\zeta_{\tilde{l}}$  的第  $n$  项呈下述形式

$$\begin{aligned} \zeta_{\tilde{l},n} &\triangleq \frac{1}{N'_p} \sum_{\tilde{l}=1}^{N'_p} \tilde{Y}'_{\tilde{l},\tilde{l}} e^{j2\pi(\tilde{l}-1)(n-1)/N'_p} & n = \{1, \dots, N'_p\} \\ &= \frac{1}{N'_p} \sum_{\tilde{l}=1}^{N_r} \sum_{\mu=1}^{N_r} \tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(\mu)} e^{j2\pi(\tilde{l}-1)(n-1)/N'_p} \sum_{q=1}^Q \tilde{h}'_{\tilde{l},q}^{(\mu)} e^{-j2\pi(\tilde{l}-1)(q-1)/N'_p} \\ &\quad + \frac{1}{N'_p} \sum_{\tilde{l}=1}^{N'_p} \tilde{N}'_{\tilde{l},\tilde{l}} e^{j2\pi(\tilde{l}-1)(n-1)/N'_p} \\ &= \frac{1}{N'_p} \sum_{\mu=1}^{N_r} \sum_{q=1}^Q \tilde{h}'_{\tilde{l},q}^{(\mu)} \sum_{\tilde{l}=1}^{N'_p} \tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(\mu)} e^{j2\pi(\tilde{l}-1)(n-q)/N'_p} + \tilde{n}'_{\tilde{l},n} \\ &= \frac{1}{N'_p} \sum_{\mu=1}^{N_r} \sum_{q=1}^Q \tilde{h}'_{\tilde{l},q}^{(\mu)} F_{N'_p} \left( \tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(\mu)} \right)_{q-n} + \tilde{n}'_{\tilde{l},n} \end{aligned}$$

其中  $\tilde{n}'_{\tilde{l},n}$  是  $\tilde{N}'_{\tilde{l},\tilde{l}}$  的 IDFT。从而, 根据本发明优选实施例的移相导频序列的 DFT 的计算导致

$$F_{N'_p} \left( \tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(\mu)} \right)_{q-n} = N'_p f_{N'_p} (n-q - (\mu-1)N'_p / N_T) = N'_p \delta_{n-q - (\mu-1)N'_p / N_T}.$$

注意这等同于  $\tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(l)} * \tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(\mu)}$  的 DFT, 因为  $\tilde{X}'_{\tilde{l},\tilde{l}}^{(l)}$  是全 1 序列。从而, 关

于  $\zeta_{i,n}^{(\mu)}$  的理想结果由下式获得

$$\begin{aligned}\zeta_{i,n} &= \sum_{\mu=1}^{N_T} \sum_{q=1}^Q \tilde{h}_{i,q}^{(\mu)} \delta_{n-q-(\mu-1)N'_p/N_T} + \tilde{n}_{i,n} \\ &= \tilde{h}_{i,n}^{(\mu)} + \tilde{n}_{i,n} \quad \text{with } n = q + (\mu-1)N'_p/N_T \text{ and } Q \leq N'_p/N_T\end{aligned}$$

如果我们假定  $Q=N'_p/N_T$ , 那么 CIR 的列  $n=q+(\mu-1)Q$  由  $\left\{ \tilde{h}_{i,n}^{(\mu)} \right\} = \tilde{h}_{i,q}^{(\mu)}$

给出。否则, 如果  $Q < N'_p/N_T$ , 那么借助填零, 可匹配信道冲激响应的大小。从而, 下面的等式易于成立

$$\zeta_i = \tilde{h}_i' + \tilde{n}_i' = \hat{h}_{i,\zeta}' \quad N'_p \geq N_T Q$$

这里  $\tilde{n}_i' = 1/N'_p \tilde{F}^H \tilde{N}_i'$  表示 AWGN 实现  $\tilde{N}_i'$  的 IDFT, 它本身是具有相同方差的白高斯噪声处理。这意味着  $N_T$  个重叠信号被完全分离, 只要  $N'_p \geq N_T Q$ 。

MMSE 估计量通常取决于导频符号的选择。但是, 通过选择恰当的导频序列, 该估计量变得与发射的导频信号无关。最好选择使均方差 (即估算器的性能) 和估算器的计算复杂性降至最小的一组导频序列。从而, 如果恰当选择导频序列, 能够大大简化最小二乘方估算器和最小均方差估算器。

为了产生 MMSE 估计量, 需要相关矩阵  $R'_{\zeta\zeta}$  和  $R'_{h\zeta}$  的知识。对于 Wiener 滤波器的导出来说, 假定  $QN'_p/N_T$ 。否则, 可通过填零, 匹配信道冲激响应的大小。OFDM 符号的 MMSE 估计量由下面的等式给出 (S.M.Kay, "Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory", Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall International, 1993)

$$\begin{aligned}\hat{h}_i' &= R'_{h\zeta} R'_{\zeta\zeta}{}^{-1} \zeta_i' = \frac{1}{N'_p} w' \tilde{F}^H \tilde{Y}_i' \\ w' &= R'_{h\zeta} R'_{\zeta\zeta}{}^{-1} \in \mathbb{C}^{N_T \times N'_p}\end{aligned}$$

其中相关矩阵  $R'_{\zeta\zeta}$  和  $R'_{h\zeta}$  由下面的式子定义

$$R_{\zeta\zeta} \stackrel{\Delta}{=} E\{\zeta_T' \zeta_T'^H\} = \frac{1}{N_p'^2} \tilde{F}^H R_{yy}' \tilde{F} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$$

$$= R_{hh} + \frac{N_0}{N_p'} I$$

和

$$R_{h\zeta} \stackrel{\Delta}{=} E\{Y_{TD}' \zeta_T'^H\} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_p'}$$

$$= R_{h\tilde{h}}'$$

为了沿时间方向执行 MIMO OFDM 信道估计，借助参数的恰当缩放，本发明的用于信道估计的相同算法可被用于时间方向上的基于 DFT 的信道估计。

下面，介绍时间方向上， $N_T$  个重叠的导频信号，即  $N_p'$  个 OFDM 符号的音调  $\tilde{i}$  的接收导频序列的均衡的系统模型。考虑时间方向上的信道估计，使用导频信号  $[Y_{1,i}, Y_{D_1,i}, \dots, Y_{D_{N_p'},i}] \in G$  来估计  $\tilde{H}_{i,i}^{(\mu)}$ 。在矢量表示法中，音调  $\tilde{i}$  的接收导频序列由下式定义

$$\tilde{Y}_T'' = \sum_{\mu=1}^{N_r} \tilde{X}_T''^{(\mu)} \tilde{H}_T''^{(\mu)} + N_T'' \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$$

$$= \tilde{X}_T'' \tilde{H}_T'' + N_T''$$

其中发射的导频信号，通用传递函数，通用冲激响应和加性噪声分量由下面的式子给出

$$\tilde{X}_T'' = [\tilde{X}_T''^{(1)}, \dots, \tilde{X}_T''^{(N_r)}] \in \mathbb{C}^{N_p' \times N_p' N_r}, \quad \tilde{X}_T''^{(\mu)} = \text{diag}(\tilde{X}_{1,\tilde{i}}^{(\mu)}, \dots, \tilde{X}_{N_p',\tilde{i}}^{(\mu)}) \in \mathbb{C}^{N_p' \times N_p'}$$

$$\tilde{H}_T'' = [\tilde{H}_T''^{(1)T}, \dots, \tilde{H}_T''^{(N_r)T}]^T \in \mathbb{C}^{N_p' N_r \times 1}, \quad \tilde{H}_T''^{(\mu)} = [\tilde{H}_{1,\tilde{i}}^{(\mu)}, \dots, \tilde{H}_{N_p',\tilde{i}}^{(\mu)}]^T \in \mathbb{C}^{N_p' \times 1}$$

$$\tilde{N}_T'' = [\tilde{N}_{1,\tilde{i}}, \dots, \tilde{N}_{N_p',\tilde{i}}]^T \in \mathbb{C}^{N_p' \times 1}$$

要考虑的情形有两种：首先，发射一帧 OFDM 符号的突发传输；其次，具有连续发射的数据流的广播情形。在突发传输模式下， $L$  个 OFDM 符号被接收，缓存，并在接收完成之后，整个帧被处理。对频率方向上的信道估计来说也是这样，一个 OFDM 符号的所有导频信号也被一起接收。差别在于取决于  $i$  变量应用的算法现在用在  $l$  变量方面。即，通过 IFFT，接收的导频信号被变换到多普勒域。最小二乘方和最小均方差估算器按照和前面说明的频率方向上的信道估计的情况相同的方式工作。

提及广播情形,对于连续传输来说,存在相对于频率方向上的信道估计的一些差异。由于在处理之前接收整个序列有时是不可行的,因此通常可能存在一些缓冲。 $L = D_i N_p^*$  被定义为输入缓冲器中的 OFDM 的数目。对于如同 S.M.Kay 在“Fundamentals of Statistical Signal Processing: Estimation Theory”(Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall International, 1993)平滑过滤来说,我们使用过去以及未来的导频信号来估计  $\tilde{H}_{l,i}^{(u)}$ 。这意味着  $1 < l < D_i N_p^*$ 。显然,对于平滑过滤来说,在收到所有导频信号之前,不能获得估计量,这需要  $\Delta l = D_i N_p^* - l$  个 OFDM 符号的缓冲。备选方案是使用  $l > D_i N_p^*$  的预测过滤。这种情况下,对于时间方向上的信道估计,只使用过去的导频信号。显然,预测过滤不需要任何缓冲,但是,平滑性能降低。

关于频率方向上的信道估计的主要差异在于每次只输出每个子载波的  $D_i$  个符号,即,  $N_p^*$  个导频信号的输入被用于产生每个子载波  $D_i$  个符号的输出。此外,时间方向上的导频信号的数目通常明显小于频率方向上的导频信号的数目,但是时间方向上的导频间隔频率类似。由于  $N_p^* \ll N_p$ ,多普勒域变换的泄漏将更显著。另一方面,只有当使用位于已处理导频信号中心的符号时,性能才会被改进,因为和边缘附近的区域相比,中心的估计误差一般小得多。

迄今为止,多数讨论涉及  $i$  变量方面,一个 OFDM 符号内频率方向上的 1D 信道估计。但是,提出的技术也直接适用于时间方向上的信道估计(即  $l$  变量方面的估计)。此外,通过利用两个串联的一维 Wiener 滤波器,能够扩展到具有二维相关性的多载波系统。例如 P.Hoehner, S.Kaiser 和 P.Robertson 在“Two-Dimensional Pilot-Symbol-Aided Channel Estimation by Wiener Filtering”(Proc.IEEE Intern.Conf.On Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'97), Munich, Germany, pp.1845-1848, 1997)中建议把该思想用于 SISO 信道估计,并且可扩展到 MIMO 情况。

本发明的估计多个信道的设备把相移转换成延迟,以便估计信道信息,即多个通信信道之一的信道冲激响应。从而,移相序列完全适

合于信道估计。此外，其它的正交序列也可被应用于信道估计，只要导频符号相对于其它导频符号具有特殊的相移特征。这意味着两个导频序列之间的相移遵循预定函数变化，以致例如第一导频序列的第一半具有相对于第二导频序列的第一半的相移，第一导频序列的第二半具有相对于第二导频序列的第二半的另一相移。于是，可在发射点利用导频序列的相移特征，通过应用本发明的低复杂性信道估计方案，估计信道。

作为正交序列的另一例子，研究了 Hadamard 序列的性质。由  $H$  表示的一组  $N_T$  阶 Hadamard 基本函数被用于具有  $N_T$  个发射天线的系统。为了产生  $\tilde{X}_i^{(\mu)}$ ，这些基本函数的第  $\mu$  列被定期扩展到导频序列长度  $N_p$ ，如上所述。例如，对于  $N_T=2$ ，Hadamard 序列等于移相序列，即， $\tilde{X}_i^{(1)}$  是全 1 序列，第二序列在 1 和 -1 之间振荡，即， $\tilde{X}_i^{(2)} = [1, -1, 1, \dots, -1]^T$ 。如果  $N_T=4$ ，Hadamard 序列可被计算成矩阵

$$H_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

易于阐明  $H_4$  是对称的并且是正交的，即  $H_4 = H_4^T$  并且  $H_4 \cdot H_4^T = 4 \cdot I$ 。在  $N_T=4$  的情况下，变换到时域中的接收导频序列由  $\zeta_i = 1/N_p F^H \tilde{Y}_i$  定义。发射天线 1, ..., 4 的最小二乘方估计量由下面的式子给出

$$\begin{aligned} \hat{h}_{LS_T}^{(1)} &= \zeta_i^{(1)} = \tilde{h}_T^{(1)} + \tilde{n}_T' \\ \hat{h}_{LS_T}^{(2)} &= \zeta_i^{(2)} = \tilde{h}_T^{(2)} + \tilde{n}_T' \\ \hat{h}_{LS_T}^{(3)} &= e^{-j\pi/4} \zeta_i^{(2)} + e^{-j\pi/4} \zeta_i^{(4)} = \tilde{h}_T^{(3)} + \tilde{n}_T' \\ \hat{h}_{LS_T}^{(4)} &= e^{-j\pi/4} \zeta_i^{(2)} + e^{-j\pi/4} \zeta_i^{(4)} = \tilde{h}_T^{(4)} + \tilde{n}_T' \end{aligned}$$

这里  $\zeta_i^{(\mu)}$  计及  $\zeta_i$  的部分，假定  $\zeta_i$  被分成  $N_T$  个相等部分，即， $\zeta_i = [\zeta_i^{(1)T}, \dots, \zeta_i^{(N_T)T}]^T$ 。此外， $\tilde{n}_{i,\mu}'$  表示第  $\mu$  部分的所得到的噪声项。可看出天线 2 的信号在分区 3 中被接收。这会造成混乱，可通过交换  $H_{NT}$  的第 2 列和第 3 列来改正。

为了应用利用基于 Hadamard 代码的导频序列的接收器结构的上述简化,需要另外的处理。对于  $N_T=4$  并且导频序列基于 Hadamard 代码的情况,得到 FFT 的接收器结构。起点是由  $\zeta_i = 1/N'_p F^H \tilde{Y}_i$  给出的变换到时域中的接收导频序列。发射天线 1, ..., 4 的导频序列  $\tilde{X}_{i,i}^{(\mu)}$  的 DFT 可被表示成

$$\begin{aligned} F_{N'_p}(\tilde{X}_{i,i}^{(1)})_{q-n} &= N'_p \delta_{n-q} \\ F_{N'_p}(\tilde{X}_{i,i}^{(2)})_{q-n} &= N'_p \delta_{n-q-N'_p/2} \\ F_{N'_p}(\tilde{X}_{i,i}^{(3)})_{q-n} &= \frac{N'_p}{2} \cdot (e^{j\pi/4} \delta_{n-q-N'_p/4} + e^{-j\pi/4} \delta_{n-q-N'_p/3/4}) \\ F_{N'_p}(\tilde{X}_{i,i}^{(4)})_{q-n} &= \frac{N'_p}{2} \cdot (e^{-j\pi/4} \delta_{n-q-N'_p/4} + e^{j\pi/4} \delta_{n-q-N'_p/3/4}) \end{aligned}$$

从而,可看出来自天线 1 的信号等同于使用移相序列的情况,来自天线 3 的信号与上面等式中来自天线 2 的信号相同,它对应于最小二乘方 (LS) 估计量。这是由本发明的代码的排列引起的,并且可通过交换列 2 和 3 来改正。下面的等式中的导频信号 3 和 4 的 DFT 由相互干扰的两个脉冲组成。此外,导频信号 3 的 DFT  $F_{N'_p}(\tilde{X}_{i,i}^{(3)})_{q-n}$  是  $F_{N'_p}(\tilde{X}_{i,i}^{(4)})_{q-n}$  的共轭复数。从而,

$$\zeta_{T,n} = \begin{cases} \tilde{h}_{T,n}^{(1)} + \tilde{h}_{T,n}^{(2)}, & n = \{1, \dots, \frac{1}{4} N'_p\} \\ e^{j\pi/4} \tilde{h}_{T,n}^{(3)} + e^{-j\pi/4} \tilde{h}_{T,n}^{(4)} + \tilde{h}_{T,n}^{(1)}, & n = \{\frac{1}{4} N'_p + 1, \dots, \frac{1}{2} N'_p\} \\ \tilde{h}_{T,n}^{(2)} + \tilde{h}_{T,n}^{(1)}, & n = \{\frac{1}{2} N'_p + 1, \dots, \frac{3}{4} N'_p\} \\ e^{-j\pi/4} \tilde{h}_{T,n}^{(3)} + e^{j\pi/4} \tilde{h}_{T,n}^{(4)} + \tilde{h}_{T,n}^{(1)}, & n = \{\frac{3}{4} N'_p + 1, \dots, N'_p\} \end{cases}$$

这里再次假定  $Q \leq N'_p/N_T$ 。通过除去导频信号的插入相移,并加入信号的 two-parts,待表示的等式易于成立。

实际上,二次过采样提供使归因由导频信号的系统开销最小化和优化性能之间的良好折衷。假定保护间隔的长度不小于  $Q$ ,即,保护间隔不短于信道的最大延迟。

此外,根据某些实现要求,可用硬件或软件实现本发明的估计多

个信道，或者提供多个不同导频序列的方法。可利用数字存储媒体，尤其是保存有可以电子方式读取的控制信号的磁盘或 CD，完成所述实现，所述数字存储媒体可与可编程计算机系统合作，从而实现本发明的方法。于是一般来说，本发明是具有保存在机器可读载体上的程序代码的计算机程序产品，当计算机程序产品在计算机上运行时，所述程序代码实现本发明的方法。换句话说，于是本发明的方法是一种具有程序代码的计算机程序，当所述计算机程序在计算机上运行时，所述程序代码实现本发明的方法。

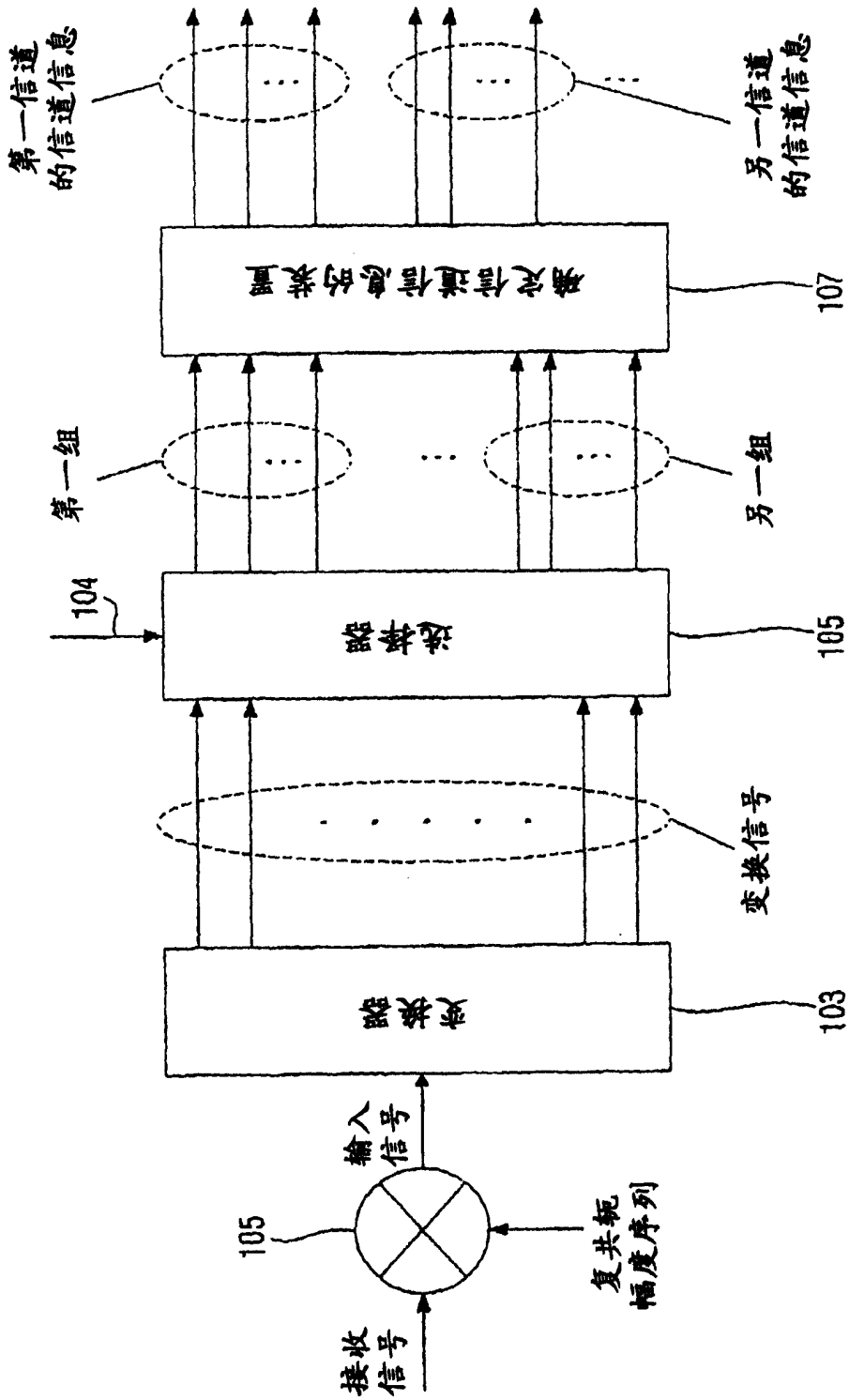


图1

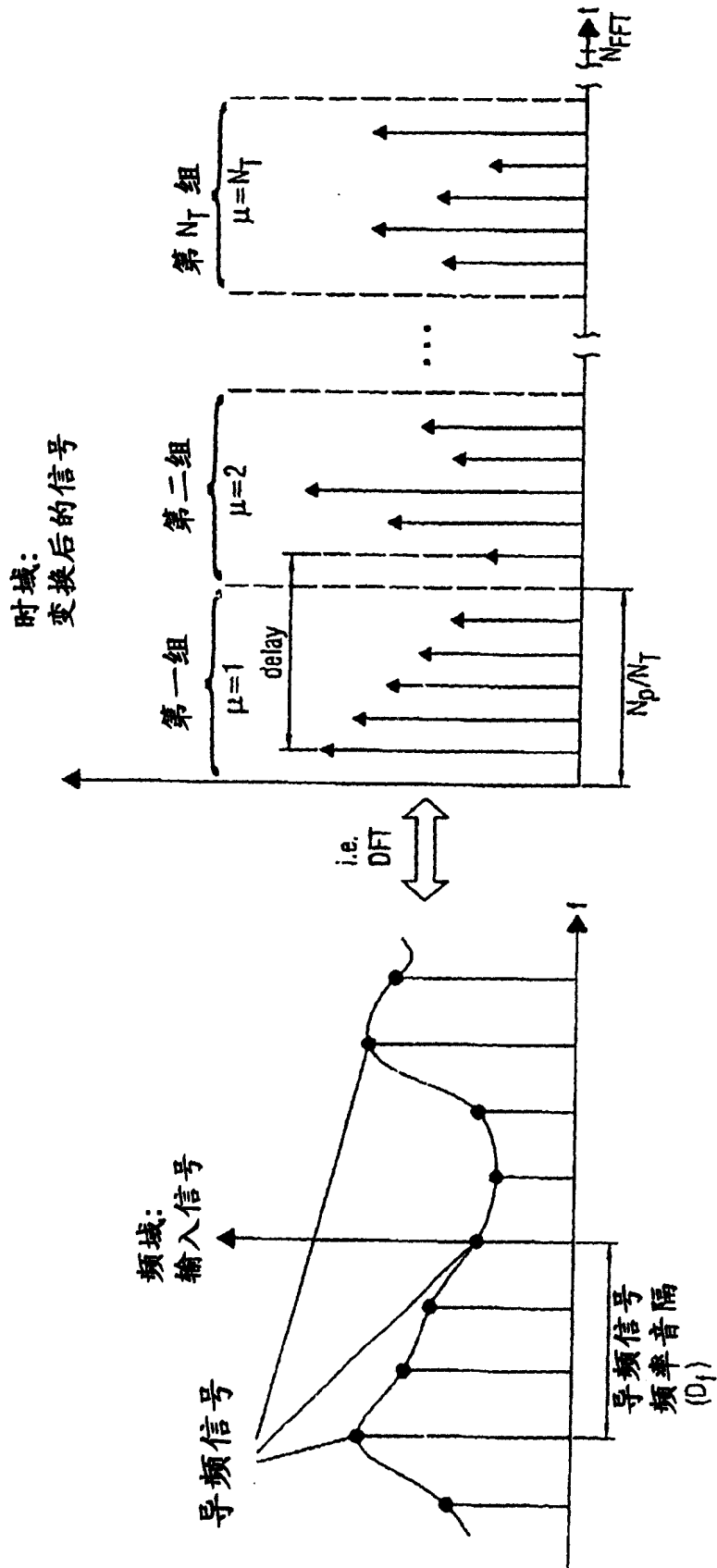


图2

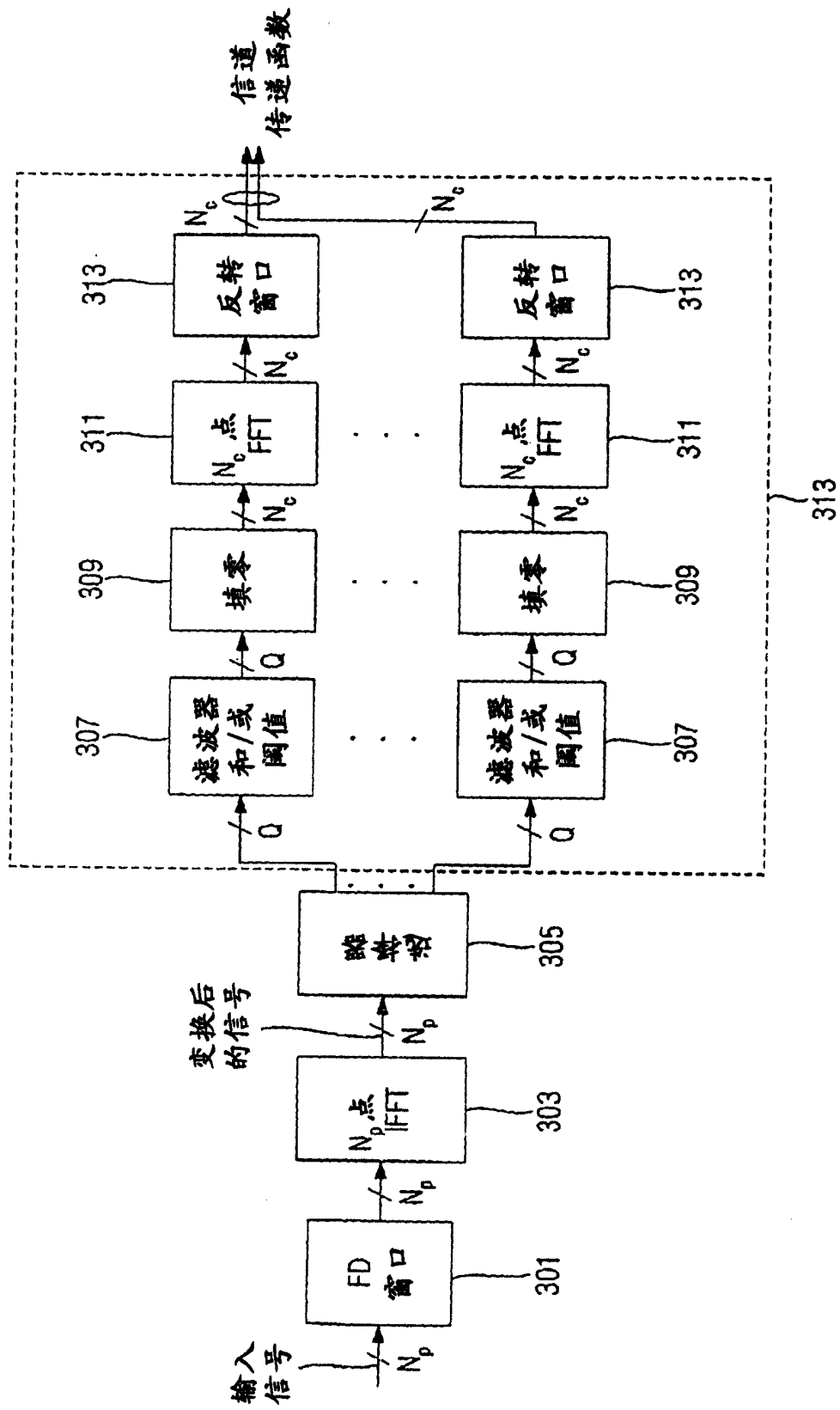
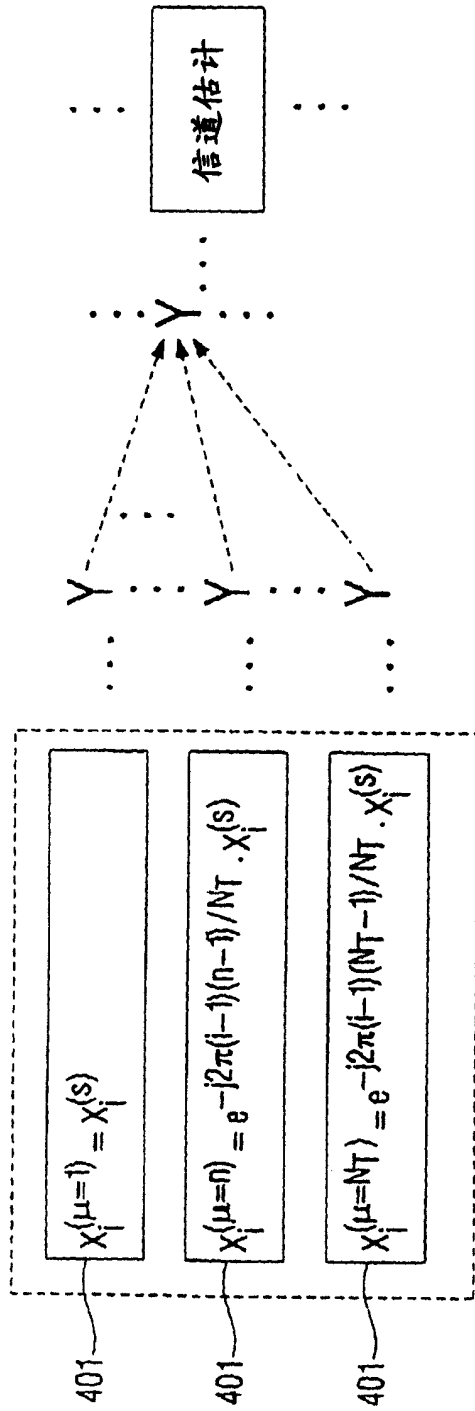


图3



$X_i^{(s)}$ : 加扰序列的第  $i$  个值  
 $N_T$ : 发射点的数目  
 $X_i^{(\mu)}$ : 将由第  $\mu$  个发射点发射的导频序列的第  $i$  个值

图 4

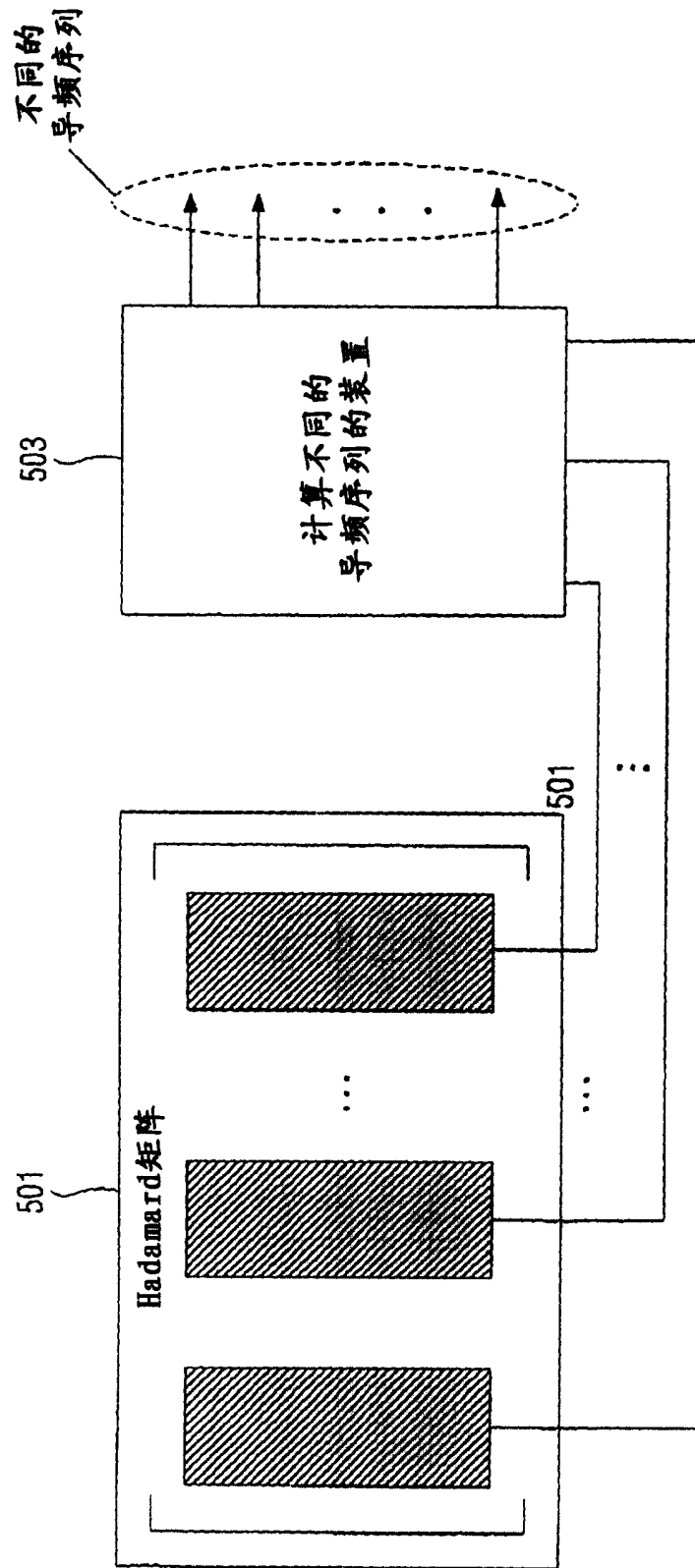


图5

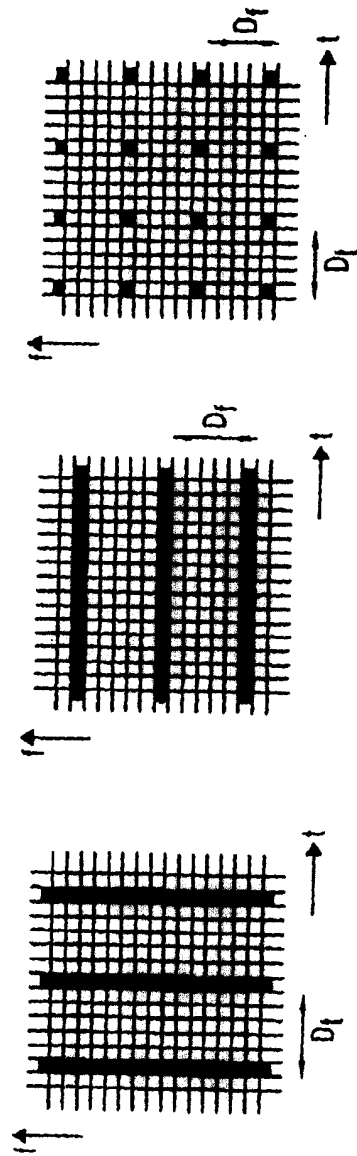


图6

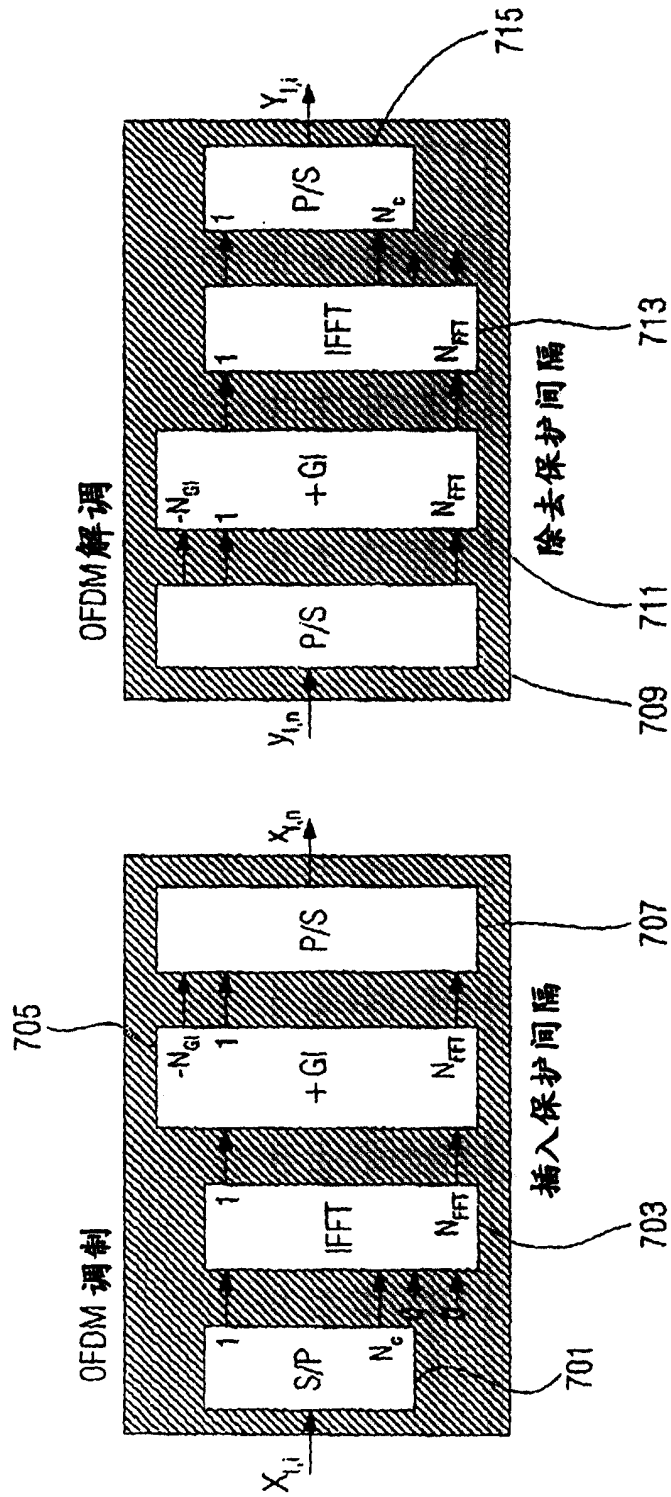


图7

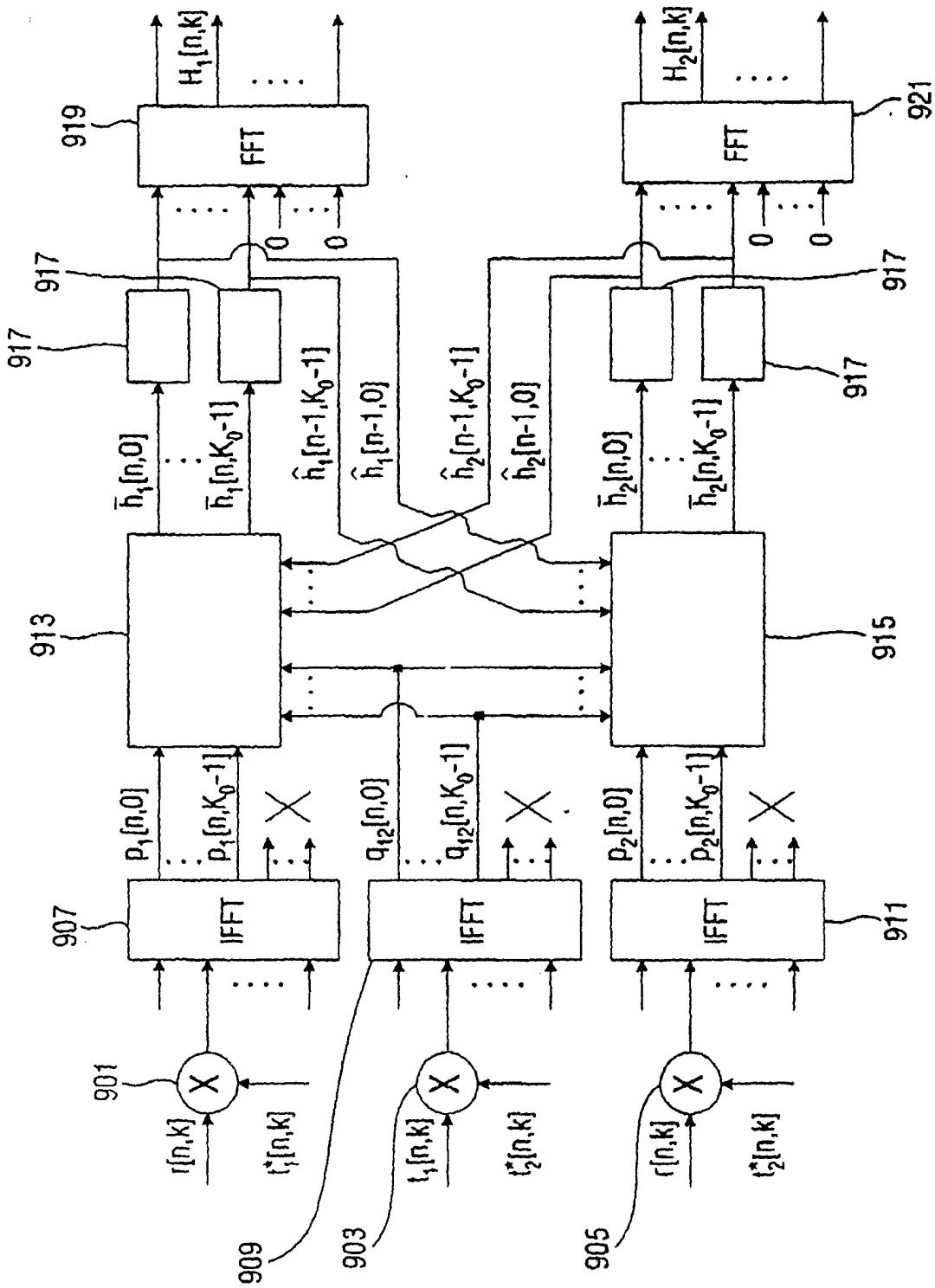


图 8