

[19] 中华人民共和国国家知识产权局

[51] Int. Cl.



[12] 发明专利说明书

H04L 1/06 (2006.01)

H04L 27/26 (2006.01)

H04L 25/02 (2006.01)

专利号 ZL 02819870.0

[45] 授权公告日 2007 年 4 月 11 日

[11] 授权公告号 CN 1310459C

[22] 申请日 2002.7.23 [21] 申请号 02819870.0

[30] 优先权

[32] 2001. 8. 10 [33] EP [31] 01119371.1

[86] 国际申请 PCT/EP2002/008211 2002. 7. 23

[87] 国际公布 WO2003/015335 英 2003. 2. 20

[85] 进入国家阶段日期 2004. 4. 7

[73] 专利权人 艾利森电话股份有限公司

地址 瑞典斯德哥尔摩

[72] 发明人 M·波里 U·瓦奇斯曼恩

[56] 参考文献

JP2001-86092A 2001.3.30

CN1250566A 2000.4.12

WO01/56239A2 2001.8.2

EP0453203A2 1991.10.23

审查员 李晓莉

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 杨 凯 王 勇

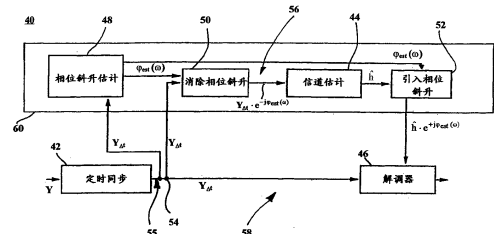
权利要求书 3 页 说明书 17 页 附图 7 页

[54] 发明名称

多载波发射分集系统中的信道估计

[57] 摘要

一种用于在根据基于分组码的发射分集方案工作的多载波系统中估计信道系数的方法和估计级(60)，其中描述了如何在频域中对码矩阵的数据内容进行多路复用。所述方法包括确定频域中的相位斜升(ϕ_{est})或其时域等效参量(Δt) (相位斜升(ϕ_{est})或其时域等效参量(Δt)包含在定时同步之后的接收信号(Y)中)、处理接收信号($Y_{\Delta t}$)以消除相位斜升(ϕ_{est})或其等效参量(Δt)并根据处理的接收信号估计信道系数。



1. 一种用在根据基于分组码的发射分集方案工作的多载波系统中估计信道系数的方法，其中，在频域中对码矩阵的数据内容进行多路复用，所述方法包括：

a) 确定所述频域中的相位斜升或相位斜升在时域中的等效参量，所述相位斜升或相位斜升等效参量包含在定时同步之后的接收信号中，所述相位斜升指信道传递函数的非平坦相位，所述相位斜升在时域中的等效参量是指延迟；

b) 处理所述接收信号以消除所述相位斜升或其等效参量；以及

c) 根据所述处理的接收信号估计所述信道系数。

2. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，通过估计来确定所述相位斜升或其等效参量。

3. 如权利要求2所述的方法，其特征在于，所述估计来确定所述相位斜升或其等效参量是通过线性回归来执行的。

4. 如权利要求1至3之一所述的方法，其特征在于还包括如下步骤：执行旨在使符号间干扰最小的定时同步。

5. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述步骤a)和b)中的至少一个步骤是在所述频域中执行的。

6. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，所述步骤a)和b)中的至少一个步骤是在所述时域中执行的。

7. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，在定时同步之后将所述接收信号分路，然后一方面馈送到信道估计分支(56)中，另一方面馈送到解调分支(58)中，其中，在所述信道估计分支(56)中消除所述相位斜升或其等效参量。

8. 如权利要求1所述的方法，其特征在于，在定时同步之后将所述接收信号分路，然后一方面馈送到信道估计分支(56)中，另一方面馈送到解调分支(58)中，其中，在将所述接收信号分路之前消除

所述相位斜升或其等效参量。

9. 如权利要求1所述的方法,其特征在于还包括将所述相位斜升或其等效参量引入所述估计的信道系数中。

10. 如权利要求1所述的方法,其特征在于还包括利用所述估计的信道系数将所述接收信号解调。

11. 如权利要求1所述的方法,其特征在于,采用了所述频域中基于分组码的空频分组编码或置换发射分集方案。

12. 一种估计装置(60),用于在根据基于分组码的发射分集方案工作的多载波系统中估计信道系数,其中,在频域中对码矩阵的数据内容进行多路复用,所述估计装置包括:

a) 相位斜升确定单元(48),用于确定所述频域中的相位斜升或相位斜升在时域中的等效参量,所述相位斜升或相位斜升等效参量包含在定时同步之后的接收信号中,所述相位斜升指信道传递函数的非平坦相位,所述相位斜升在时域中的等效参量是指延迟;

b) 相位斜升消除单元(50),用于处理所述接收信号以消除所述相位斜升或其等效参量;以及

c) 信道估计单元(44),用于根据所述处理的接收信号估计所述信道系数。

13. 如权利要求12所述的估计装置,其特征在于还包括节点(54),用于在定时同步之后将信号路径(55)分成信道估计分支(56)以及解调分支(58),其中,在所述信道估计分支(56)中设置用于处理所述接收信号的相位斜升消除单元(50)。

14. 如权利要求12所述的估计装置,其特征在于还包括节点(54),用于在定时同步之后将信号路径(55)分成信道估计分支(56)以及解调分支(58),其中,在所述信号路径(55)中所述节点(54)之前设置用于处理所述接收信号的相位斜升消除单元(50)。

15. 如权利要求12或13所述的估计装置,其特征在于还包括相位斜升引入单元(52),用于将所述相位斜升或其等效参量引入所述

估计的信道系数中。

16. 一种无线通信系统的收发信机，包括具有如权利要求 12 至 15 之一所述的估计装置 (60) 的接收装置 (40)。

多载波发射分集系统中的信道估计

技术领域

本发明涉及发射天线分集领域，具体地说涉及一种用于在多载波发射分集系统中估计信道系数的方法。本发明还涉及一种用于执行信道估计操作的估计装置和包括这种估计装置的无线通信系统的收发信机。

背景技术

近年来，无线通信系统中的峰值传输速率已稳步增长。但是，由于诸如路径损耗、有限的频谱可用性和衰落的影响，峰值传输速率仍然受限。

发射分集是无线通信系统中抗衰落的非常有效的技术。已经提出了几种不同的发射分集方案。在 Li, Y.; Chuang, J.C.; Sollenberger, N.R. 的题为“用于 OFDM 系统的发射分集及其对高速率数据无线网络的影响”（IEEE Journal on Selec.Areas, Vol 17, No.7, July 1999）的论文中，示范性地介绍了采用延迟、置换和空时编码的发射分集方案。根据延迟方法，信号从第一发射天线发射，而其他发射天线发射的信号是第一发射天线发射的信号的延迟版本。在置换方案中，调制信号从第一发射天线发射，而该调制信号的置换信号从其他发射天线发射。因此，发射天线发射的信号可以从由调制信号形式的和调制信号的置换形式的数据字组成的矩阵中导出。通过空时编码将信号编码成若干数据字，且各数据字由不同的发射天线发送。在发送期间，通过在第一载频上连续发送各数据字的数据符号，从而在时域分发数据字（即进行多路复用）。

另一种发射分集方案参见序号为 6088408 的美国专利。根据此

发射分集方案，数据以矩阵形式加以编码并作为独立的数据分组发送。每个数据分组包括若干数据字，且每个数据字包含从输入数据信号中导出的数据符号。在数据分组的发送期间，各数据字在时域中分散。因此，序号为 6088408 的美国专利中所述的发射分集可称为空时分组编码（STBC）。STBC 的主要特点是，每个数据符号由各发射天线发送，而不同发射天线的天线信号彼此正交。可以针对任意数量的发射天线设计正交的 STBC 数据分组。

用于多载波系统的又一种发射分集方案是空频分组编码（SFBC）。通过空频分组编码将信号编码成单个单个的包括若干数据字的数据分组，且通过在正交频率（即正交子载波）上发送各数据字的数据符号，从而在频域分发各数据字（即进行多路复用）。空频分组编码的示范性方案参见 Lee K.F.等人的题为“用于 OFDM 系统的空频发射分集方案”（Globecom '00 - IEEE. Global Telecommunications Conference.Conference record (Cat.No.00 CH37137) , Proceedings of global Telecommunications conference, San Francisco, CA, USA, 27 Nov. - 1 Dec 2000, pages 1473 - 1477 vol.3)。

多载波发射分集系统的接收侧的重要特征在于，具有允许对接收信号进行有效调制的各个发送信道。所以，必须执行如 Li, Y.; Chuang, J.C.; Sollenberger, N.R.的题为“用于 OFDM 系统的发射分集及其对高速率数据无线网络的影响”（IEEE Journal on Selec.Areas, Vol 17, No.7, July 1999）以及序号为 6088408 的美国专利中所述的信道估计。

背离现有技术中已知的各种信道估计方法，需要一种用在根据在频域对码矩阵的数据内容进行多路复用的基于码矩阵的发射分集方案工作的多载波系统中，更精确地估计信道系数的方法。还需要一种用于执行对应的估计方法的估计装置和包括这种估计装置的收发信机。

发明内容

现有需求可通过一种方法得到满足，这种方法用在根据基于分组码的发射分集方案工作的多载波系统中对信道系数进行估计，其中基于分组码的发射分集方案在频域对码矩阵的数据内容（如数据字）进行多路复用，所述方法包括：确定频域中的相位斜升（phase ramp）或其时域中的等效参量（相位斜升或其等效参量包含在定时同步之后的接收信号中）、处理接收信号以消除相位斜升或其等效参量；以及根据处理的接收信号估计信道系数。相位斜升可由发送信道、接收或发送滤波器或在定时同步期间引入。

根据本发明的一个方面，一种用在根据基于分组码的发射分集方案工作的多载波系统中估计信道系数的方法，其中，在频域中对码矩阵的数据内容进行多路复用，所述方法包括：

a) 确定所述频域中的相位斜升或相位斜升在时域中的等效参量，所述相位斜升或相位斜升等效参量包含在定时同步之后的接收信号中，所述相位斜升指信道传递函数的非平坦相位，所述相位斜升在时域中的等效参量是指延迟；

b) 处理所述接收信号以消除所述相位斜升或其等效参量；以及

c) 根据所述处理的接收信号估计所述信道系数。

根据本发明的另一个方面，一种估计装置，用于在根据基于分组码的发射分集方案工作的多载波系统中估计信道系数，其中，在频域中对码矩阵的数据内容进行多路复用，所述估计装置包括：

a) 相位斜升确定单元，用于确定所述频域中的相位斜升或相位斜升在时域中的等效参量，所述相位斜升或相位斜升等效参量包含在定时同步之后的接收信号中，所述相位斜升指信道传递函数的非平坦相位，所述相位斜升在时域中的等效参量是指延迟；

b) 相位斜升消除单元，用于处理所述接收信号以消除所述相位斜升或其等效参量；以及

c) 信道估计单元，用于根据所述处理的接收信号估计所述信道

系数。

根据本发明的又一个方面，一种无线通信系统的收发信机，包括具有上述的估计装置的接收装置。

本发明的信道估计方法不限于特定的分组编码方案，只要所用的发射分集方案允许从数据信号生成可以在频域中进行多路复用的码矩阵即可。码矩阵的形式最好为包括数据字的数据分组，其中，每个数据字包含从数据信号导出的数据符号。例如，频域中的 SFBC 发射分集方案和置换发射分集方案允许生成这种码矩阵。

根据本发明，所用的发射分集方案没有必要采用纯频域多路复用。例如，也可以采用以交替方式采用 STBC 和 SFBC 的发射分集方案，即交替在时域和频域中进行多路复用。在这种情况下，本发明的信道系数估计方法可以在每次系统从 STBC 切换到 SFBC 时启用和在每次系统从 SFBC 切换到 STBC 时禁用。

本发明的信道估计方法不需要发射分集方案保证完全的发射分集和正交。换言之，本发明不需要在不同的频率上发送包含在数据信号中的每个数据符号。但是，本发明的优选实施例包括全发射分集和正交的特征。

而且，本发明不限于任何数量的发射和接收天线。码矩阵最好这样加以选择，使得每个数据分组的数据字数量等于发射天线数量。如果提供了一个以上的接收天线，则可以应用最大比合并接收分集方案。但是，也可以采用其他接收分集方案。

存在用于确定频域中的相位斜升或其在时域中的等效参量的备选方法。例如，相位斜升或其等效参量可以通过估计来确定。相位斜升或其等效参量的估计最好通过线性回归方法来导出。代之以或除了相位斜升或其等效参量的估计方法，还可以采用计算或测量的方法。

定时同步可能是解释相位斜升包含在接收信号中的若干原因之一，它可以通过多种方式来加以执行。定时同步有可能以使符号间

干扰最小的方式执行。因此，可以为系统定时目的而选择就最小干扰功率而言最优的定时时刻。

可以在频域或时域中执行确定接收信号中的相位斜升或其等效参量，并从中消除确定的相位斜升或其等效参量的步骤。也可能在频域中执行这两个步骤之一，而在时域中执行另一步骤。在时域中，相位斜升的等效参量将是延迟。可以在估计信道系数之前确定接收信号中的此延迟并从中消除。

消除相位斜升或其等效参量可以在不同的位置和不同的时刻执行。例如，在定时同步之后将接收信号分路，一方面馈送到信道估计分支，另一方面则馈送到解调分支，可以在信道估计分支或在将接收信号分路之前消除相位斜升或其等效参量。

以上已经指出，信道系数是利用包括不含或至少含相位斜升的经处理的接收信号来估计的。但是，一旦已估计了信道系数，则可将以前就已确定了的相位斜升或其等效参量再次引入到估计的信道系数中。如果将利用估计的信道系数予以解调的接收信号还包括相位斜升或其等效参量，则将相位斜升或其等效参量引入估计的信道系数中是有利的。这可能是在例如信道估计分支中执行相位斜升消除时的情况。

以上方法可以实现为包括执行该方法的程序代码部分的程序产品和硬件解决方案。硬件解决方案由适当配置的估计装置构成，所述估计装置用在根据分组编码方案工作的多载波发射分集系统中估计信道系数。该估计装置具有在定时同步之后确定接收信号中所含频域相位斜升或其时域等效参量的相位斜升确定单元、用于处理接收信号以消除相位斜升或其等效参量的相位斜升消除单元以及利用处理过的接收信号估计信道系数的信道估计单元。

在定时同步单元之后的信号路径中，可以设置用于将公用信号路径分成信道估计分支和解调分支的节点。处理单元可以设置在信道估计分支或该节点之前的公用信号路径中。估计装置最好还包括

用于将相位斜升或其等效参量引入估计的信道系数中的相位斜升引入单元。

许多发射分集方案需要恒定的或至少近似恒定的信道参数，即发送一个数据字期间频域的信道相位和信道振幅。因为这些数据字要在频域中进行多路复用，所以需要较大的相干带宽。这意味着必须至少近似满足如下关系：

$$B_C \geq N/T \quad (1)$$

其中， $B_C \approx 1/\tau_{\text{rms}}$ 是信道相干带宽， N 是每数据字的数据符号数， T 是一个数据符号的持续时间，即一个时隙的持续时间，以及 τ_{rms} 是信道脉冲响应的延迟扩展的均方根。较大的相干带宽需要 N 个相邻子载波的信道系数必须几乎恒定不变。

据以生成一个或多个码矩阵即数据分组的数据信号可具有任何格式。根据优选实施例，数据信号的格式为一系列分离信息符号。例如，数据信号可能具有矢量的结构，每个矢量包括预定数量的信息符号。信息符号的特性可能取决于采用了本发明的多路复用方法的特定的无线通信系统。许多无线通信系统出于不同目的而采用不同类型的信息符号。例如，一些无线通信系统使用包括前置码、一个或多个用户数据段或同时包括前置码和一个或多个用户数据段的数据信号。通常，前置码具有预定的结构，它增强信道估计、频率同步和定时同步等功能。

根据实际使用的发射分集方案，可以各种方式从数据信号中导出码矩阵。例如，如果采用置换发射分集方案，则包含在码矩阵的数据字中的数据符号是包括在原数据信号内的信息符号的置换。另一个示例是，如果采用 SFBC 发射分集方案，则包含在码矩阵的数据字中的数据符号是通过置换和基本的算术运算（如取反和复共轭）从包括在原数据信号中的信息符号中获取的。

附图说明

结合附图，参照如下本发明优选实施例的详细说明，本发明的其他优点将变得显而易见，附图中：

图 1 显示了要根据本发明加以处理的物理突发形式的数据信号；

图 2 显示了包括循环前缀的 OFDM 符号的结构；

图 3 是用于无线通信的收发信机的发送装置的框图；

图 4 说明 HIPERLAN/2 标准中定义的几种调制方案；

图 5 说明图 3 所示收发信机的分组码编码器；

图 6 说明发射天线分集系统的一种配置；

图 7 是在时域中对数据字进行多路复用的示意图；

图 8 是在频域中对数据字进行多路复用的示意图；

图 9 是用于无线通信的收发信机的接收装置的几个部件的示意图；

图 10A、10B 说明在定时同步期间将延迟引入接收信号中；

图 11 是包括本发明的估计装置的第一实施例的接收装置的示意图；

图 12 是包括本发明的估计装置的第二实施例的接收装置的示意图。

具体实施方式

尽管本发明可用于任何采用允许生成具有类似于例如 SFBC 码矩阵的结构的数据分组、并在频域中执行多路复用的发射分集方案的多载波发射分集系统中，但以下对优选实施例的说明是示范性地参照采用正交频分复用 (OFDM) 和交替使用 STBC 和 SFBC，以根据数据信号生成数据分组并对生成的数据分组进行多路复用的多载波系统提出的。

此示范性多载波系统依据的是欧洲无线局域网 (WLAN) 标准高性能无线局域网类型 2 (HIPERLAN/2)。人们旨在让 HIPERLAN/2 系统工作在 5 千兆赫兹的频段。到目前为止，HIPERLAN/2 系统和

许多其他无线通信系统不支持发射分集，尽管事实上发射分集将会改善发射性能并减少诸如瑞利衰落之类的快速衰落不利效应。HIPERLAN/2 的系统概述见于如下文献中：ETSI TR 101 683、宽带无线电接入网 (BRAN)；HIPERLAN 类型 2；系统概述，V1.1.1 (2000 - 02)，而 HIPERLAN/2 的物理层描述则参见如下文献：ETSI TR 101 475，宽带无线电接入网 (BRAN)；HIPERLAN 类型 2；物理 (PHY) 层，V1.1.1 (2000 - 04)。HIPERLAN/2 标准中规范的 OFDM 多载波方案在频率选择性环境中非常稳健。

图 1 显示了 HIPERLAN/2 的典型物理突发。物理突发包括由前置符号构成的前置码和由用户数据符号构成的用户数据段。在 HIPERLAN/2 中规定了五种不同的物理突发。其中的三种物理突发各具有不同的前置码，而其余两种物理突发具有相同的另一前置码。最末的三个前置符号由对所有前置码类型都相同的周期性结构构成。此周期性结构由 32 个样点的短 OFDM 符号 C32 后接两个完全相同的 64 个样点的规则 OFDM 符号 C64 构成。短 OFDM 符号 C32 是重复 C64 OFDM 符号之一的第二半部分形成的循环前缀。图 1 所示的所谓的 C 前置码在 HIPERLAN/2 中用于信道估计、频率同步和定时同步。C 前置码内的周期性结构是使同步算法的用法具有较低复杂性所必需的。

图 1 所示物理突发的用户数据段包括传输特定协议数据单元 (PDU) 序列所需的 N_{SYM} 个 OFDM 符号，其中数量 N_{SYM} 是可变的。用户数据段的每个 OFDM 符号由循环前缀和有用用户数据部分组成。循环前缀由有用数据部分的循环延拓构成，并插在有用数据部分之前。因此，循环前缀是图 2 所示有用数据部分的最后那些样点的复本。

图 1 所示物理突发的有用数据部分的长度等于 64 个样点且持续时间为 3.2 微秒。循环前缀的长度为 16 (要求的) 个样点或 8 (可选的) 个样点且持续时间为分别为 0.8 微秒或 0.4 微秒。总而言之，OFDM

符号的长度为持续时间分别对应于 4.0 微秒或 3.6 微秒的 80 或 72 个样点。OFDM 符号因此具有时域扩展。OFDM 符号还具有频域扩展。根据 HIPERLAN/2, 将 OFDM 符号分布到 52 个子载波上。其中 48 个子载波保留用于复值子载波调制符号, 而 4 个子载波保留用作导频。

图 3 显示了无线通信收发信机的发送装置 10 的物理层。发送装置 10 包括扰码器 12、FEC 编码单元 14、交织单元 16、映射单元 18、OFDM 单元 20、突发形成单元 22、分组码编码器 24、多路复用器 26、无线电发射机 30 和控制单元 32。分组码编码器 24 和多路复用器 26 一起构成编码器/多路复用器单元 28。

图 3 所示的发送装置 10 接收来自数据链路控制 (DLC) 的输入信号 PDU 序列。每个 PDU 序列由将要编入物理突发帧中的信息比特组成, 物理突发即将要进行编码、多路复用和发送的 OFDM 符号序列。

在接收到 PDU 序列时, 根据链路适配机制选择适当的物理模式而配置收发信机内的传输比特率。物理模式的特征在于特定的调制方案和特定的码率。在 HIPERLAN/2 标准中, 规定了几种不同的相干调制方案, 如 BPSK、QPSK、16-QAM 和可选的 64-QAM。而且, 对前向差错控制, 规定了码率为 1/2、9/16 和 3/4 的卷积码, 这些码率可通过对码率为 1/2 的母卷积码作删余处理而得到。图 4 示出了可能得到的物理模式。通过采用不同的信号字母表对 OFDM 载波进行调制以及对母卷积码应用不同的删余模式, 就可以使数据率在 6 兆比特/秒至 54 兆比特/秒之间变化。

一旦已选定了适当的物理模式, 则用长度为 127 的扰码器 12 对包含在 PDU 序列内的 N_{BPDU} 个信息比特进行扰码。然后将扰码比特输出到 FEC 编码单元 14, 由其按照前述纠错方案对 N_{BPDU} 个经过扰码的 PDU 比特进行编码。

将 FEC 编码单元 14 输出的编码比特输入交织单元 16, 由其采

用针对选定物理模式的适当的交织方案对这些编码比特进行交织。将经过交织的比特输入映射单元 18，由其根据选定的物理模式将经过交织的比特映射到调制星座点上而执行子载波调制。如前所述，根据为数据传输选择的物理模式，采用 BPSK、16-QAM 或 64-QAM 调制方法对 OFDM 子载波进行调制。

映射单元 18 输出复数值的子载波调制符号流，这些调制符号在 OFDM 单元中按 48 个复数划分成组。在 OFDM 单元中，通过如 ETSI TR 101 475，宽带无线电接入网 (BRAN)；HIPERLAN 类型 2；物理 (PHY) 层，V1.1.1 (2000-04) 中所述的 OFDM 调制产生复基带信号。

将 OFDM 单元 20 内生成的复基带 OFDM 符号 (其中插入了导频载波) 输入物理突发单元 22，在此单元中将适当的前置码附加到 PDU 序列，形成物理突发。物理突发单元 22 生成的物理突发具有如图 1 所示的格式。物理突发单元 22 因此将一系列物理突发形式的复基带 OFDM 信号输出到分组码编码器 24。

以下将参照图 5 对分组码编码器 24 的功能作一般性的描述。一般而言，分组码编码器 24 接收形式为矢量 $\mathbf{X} = [X_1 X_2 \dots X_K]^T$ (长度为 K) 的序列。分组码编码器 24 对每个矢量 \mathbf{X} 进行编码并对每个矢量 \mathbf{X} 输出图 5 所示的包括多个 $C^{(1)}$ 、 $C^{(2)}$...、 $C^{(M)}$ 的数据分组。每个信号矢量 $C^{(1)}$ 、 $C^{(2)}$...、 $C^{(M)}$ 对应于一个数据字。因此，从矢量 \mathbf{X} 生成的数据分组包括 M 个数据字，其中， M 是发射天线的数量。

每个数据字 $C^{(i)}$ ($i=1\dots M$) 包括 N 个数据符号，即每个数据字 $C^{(i)}$ 长度为 N 。 N 的值不能自由选择，因为在此实施例中由数据字 $C^{(i)}$ 生成的码矩阵 C 必须是正交矩阵。形式为正交码矩阵 C 的几种数据分组示例可参见序号为 6088408 的美国专利，该专利通过引用结合到本文中。在本实施例中述及的分组编码方法中，码矩阵 C 的所有数据符号 c_j^i 是从输入矢量 \mathbf{X} 的分量导出的，它们是输入矢量 \mathbf{X} 的分量的简单线性函数或其复共轭。

如果一个接收天线上的接收信号矢量 \mathbf{Y} 表示为 $\mathbf{Y} = [Y_1 Y_2 \dots Y_N]^T$, 则 \mathbf{Y} 和码矩阵 \mathbf{C} 之间的关系如下:

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \\ \dots \\ Y_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} c_1^{(1)} & c_1^{(2)} & \dots & c_1^{(M)} \\ c_2^{(1)} & \dots & \dots & c_2^{(M)} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ c_N^{(1)} & c_N^{(2)} & \dots & c_N^{(M)} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h^{(1)} \\ h^{(2)} \\ \dots \\ h^{(M)} \end{bmatrix} \quad (2)$$

其中, $h^{(i)}$ 表示从第 i 个发射天线到接收天线的信道的信道系数。显然这可以推广到更多的接收天线。

以下将更为详细地分别讨论两个和三个发射天线的可能的分组码矩阵的示例。具有两个发射天线和一个接收天线的无线通信系统的配置如图 6 所示。图 6 所示的无线通信系统包括两个发送信道, 每个发送信道的特征在于特定的信道系数 $h^{(i)} (i = 1, 2)$ 。

在图 6 所示的两个发射天线的情况下, 一种可能的码率 $R = 1$ 的分组码矩阵 \mathbf{C} 为:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 \\ -X_2^* & X_1^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

对于三个发射天线的情形, 一种可能的码率 $R = 0.5$ 的分组码矩阵 \mathbf{C} 为:

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} X_1 & X_2 & X_3 \\ -X_2 & X_1 & -X_4 \\ -X_3 & X_4 & X_1 \\ -X_4 & -X_3 & X_2 \\ X_1^* & X_2^* & X_3^* \\ -X_2^* & X_1^* & -X_4^* \\ -X_3^* & X_4^* & X_1^* \\ -X_4^* & -X_3^* & X_2^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

码率 R 定义为输入矢量 X 的长度 K 与每个码字 $C^{(i)}$ 的长度 N 的比率:

$$R = K/N \quad (5)$$

从图 5 可以看出, 分组码编码器 24 对形式为矢量 X 的每个数据信号输出形式为码矩阵 C 的数据分组。将分组码编码器 24 输出的数据分组输入多路复用器 26, 由其在频域根据外部提供的控制信号对每个数据分组的数据字 (矢量 $C^{(i)}$) 进行多路复用。控制信号由控制单元 32 产生。

在多载波方案 OFDM 中, 将分组码编码器 24 的输出调制到彼此正交的子载波上。在 OFDM 系统中基本上存在两种对包括各数据字的数据分组进行多路复用的可能性。根据图 7 所示的第一种可能性, 可以在时间方向上分发特定数据分组的数据字 (STBC), 即在时域进行多路复用。根据本发明所采用的第二种可能性, 可以如图 8 所示将数据分组的数据字分布在频域上 (SFBC)。

从图 7 和图 8 可以看出, 数据分组的各数据字是从不同的发射天线发送的。根据图 8 所示的多路复用方案, 各数据分组分配到 N 个子载波上, 在时间间隔 T 内发送。

编码器/多路复用器单元 28 的经过编码和多路复用的输出信号输入无线电发射机 30。无线电发射机 30 用编码器/多路复用器单元 28 的输出信号调制射频载波, 从而在多个发射天线上发射无线电。

具有图 3 所示发送装置 10 的收发信机还包括未在图 3 示出的接收装置。接收装置具有物理层, 该物理层具有用于执行图 3 所示部件的逆操作的部件。例如, 接收装置包括解扰器、FEC 解码单元、含多路分解器和分组码解码器的多路分解器/解码器单元等。图 9 显示了这种接收装置 40 的一些部件。

从图 9 可以看出, 经由图 9 中未示出的接收天线接收的接收信号矢量 Y 馈送到执行定时同步的定时同步单元 42 中, 定时同步的目的是找到使接收数据符号之间符号间干扰最小的最佳定时时刻。定时同步单元 42 的输出信号同时馈送到信道估计单元 44 和解调器 46。

信道估计单元 44 根据定时同步单元 42 的输出信号估计信道系数 $h^{(i)}$ 。然后将信道估计单元 44 估计的信道系数传送到解调器 46，由其利用估计的信道系数对接收信号执行解调。

以下将针对采用两个发射天线和一个接收天线（图 6）的情况，对信道估计单元的操作作例示性的说明。在这种情况下，可以根据以上的分组码矩阵（3）对数据信号进行编码，于是接收信号矢量可以写为为： $Y = [Y_j, Y_{j+1}]^T$ 。索引 j 表示特定频率 f_j 。

在频率 f_j 上，从第一发射天线发送 X_i ，而从第二发射天线发送 X_{i+1} 。在相邻频率 f_{j+1} 上，从第一发射天线发送 $-X_{i+1}^*$ ，而从第二发射天线发送 X_i^* 。接收信号矢量 Y 的各分量 Y_j 和 Y_{j+1} 因此可以写为：

$$\begin{aligned} Y_j &= X_i \cdot h^{(1)}(z_j) + X_{i+1} \cdot h^{(2)}(z_j) + n_j \\ Y_{j+1} &= -X_{i+1}^* \cdot h^{(1)}(z_{j+1}) + X_i^* \cdot h^{(2)}(z_{j+1}) + n_{j+1} \end{aligned} \quad (6)$$

变量 z_j 表示发射频率 f_j 。因此， $h^{(i)}(z_j)$ 是经频率 f_j 发送的数据符号在发射天线 $i = 1, 2$ 和接收天线之间的信道系数（SFBC）。项 n_j 表示频率 f_j 上的高斯白噪声。

对于采用 SFBC 的情形（ $z_j = f_j$ ），相干带宽 B_c 较大，即如果满足关系式（1），则如下假设有效：

$$\begin{aligned} h^{(1)}(z_j) &= h^{(1)}(z_{j+1}) = h^{(1)} \\ h^{(2)}(z_j) &= h^{(2)}(z_{j+1}) = h^{(2)} \end{aligned} \quad (7)$$

这意味着，如果信道带宽 B_c 较大，则等式（6）变为：

$$\begin{aligned} Y_j &= X_i \cdot h^{(1)} + X_{i+1} \cdot h^{(2)} + n_j \\ Y_{j+1} &= -X_{i+1}^* \cdot h^{(1)} + X_i^* \cdot h^{(2)} + n_{j+1} \end{aligned} \quad (8)$$

等式（8）可以用接收信号矢量 Y 和数据矩阵 Z 表示，其等效为代码矩阵 C ，为：

$$Y = \begin{bmatrix} Y_j \\ Y_{j+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_i & X_{i+1} \\ -X_{i+1}^* & X_i^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h^{(1)} \\ h^{(2)} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_j \\ n_{j+1} \end{bmatrix} = Z \cdot H + N \quad (9)$$

为了提供对信道系数 $h^{(1)}$ 和 $h^{(2)}$ 的估计，将接收信号矢量 Y 与已

知数据矩阵 Z 的厄密共轭 Z^H 相乘。数据矩阵 Z 的内容对应于收发信机已知的标准化前置部分。 Z^H 与 Y 相乘得到：

$$Z^H \cdot Y = Z^H \cdot Z \cdot H + Z^H \cdot N = \hat{H} \quad (10)$$

这是因为 Z 是按比例缩放的单位矩阵，即：

$$Z^{-1} = \frac{1}{\det(Z)} Z^H, \quad (11)$$

等式 (10) 中的信道系数是离散的。包括在 \hat{H} 中的估计的信道系数从信道估计电路 44 传递到解调器 46。

已经发现，如此得到的估计的信道系数偏离实际的信道系数。其原因之一是因为如下事实：在定时同步之后，在将由信道估计单元 44 和解调器 46 处理的接收信号 Y 中存在频域中的相位斜升。现在将更详细地描述定时同步之后存在于接收信号 Y 中的相位斜升的来源和影响。

以上已经提到，定时同步单元 42 执行旨在使符号间干扰最小的定时同步。在大多数情况下，存在无符号间干扰发生的多个最优定时时刻。例如，这在 OFDM 符号的循环前缀比信道脉冲响应长时适用。在多个定时时刻就使符号间干扰最小而言都是最佳的这种情形中，实际定时位置的选择仅依当前涉及的噪声样点而定。

图 10A 和 10B 显示了针对使符号间干扰最小的不同定时位置，一抽头信道的信道传递函数 $H(f)$ 的相位。时域中的位置“0”指接收装置 40 上相对于接收装置 40 的 FFT 窗口的定时同步。

从图 10A 可以清楚，当所述一抽头在定时位置“0”时，在信道传递函数 $H(f)$ 的相位 $\text{arc}(H(f))$ 中没有相位斜升。但是，对于 OFDM，所得的定时同步很可能引入相对于接收装置 40 的 FFT 窗口的延迟 Δt 。这种情况示于图 10B 中。造成此延迟 Δt 的原因不是定时同步单元 42 的处理时间，而是因为如下事实：最优定时时刻是按使符号间干扰最小的方式选择的。延迟 Δt 因此也可以称为系统延迟。在定时同步期间引入延迟 Δt 造成系统相位斜升，即信道传递函数 $H(f)$ 的

非平坦相位。此相位斜升在图 10B 的右边示出。

包括在接收信号中的相位斜升不仅可能由定时同步引起，还可能由传输信道或接收和发送滤波器引起。如果相位斜升在定时同步之前就已存在于接收信号中，则相位斜升通常会因定时同步而减小。这即便在实现定时同步是为了使符号间干扰最小的情形也适用。不过，定时同步之后在接收信号中没有相位斜升的概率较低。

因为信道系数是根据包含相位斜升的接收信号估计的，相位斜升也将会存在于估计的信道系数中。包含在信道系数中的相位斜升在采用 SFBC，即在频域对数据字进行多路复用时，导致信道估计期间干扰增加。导致此干扰增加的原因是因为如下事实：即便关系式 (1) 有效，即即便相干带宽 B_c 较大，但等式 (7) 通常不会得到满足。

既然造成相位斜升的一个原因是因为定时同步基于其他标准而非使相位斜升最小来执行的这一事实，可以设想这样实现定时同步，即旨在使相位斜升最小而不是使符号间干扰最小。在此情况下，信道估计将会得到改善。但是，这种解决方案的缺点在于，由于不将使符号间干扰最小，故接收装置 40 的总体性能将下降。

为了既使符号间干扰最小又改善信道估计，提出了图 11 所示的接收装置 40。此改进的接收装置 40 包括根据本发明的第一实施例的、具有相位斜升估计单元 48 的估计装置 60、相位斜升消除单元 50、信道估计单元 44 和相位斜升引入单元 52。在定时同步单元 42 之后的信号路径中，设置节点 54，以将公用信号路径 55 分成信道估计分支 56 和解调分支 58。从图 11 可以看出，信道估计单元 44 设置在信道估计分支 56 中。

现将针对频域对图 11 所示估计装置 60 的功能作示范性的说明。估计装置 60 所执行的各步骤也可以在时域中完成。

如上所述，发送信道、接收或发送滤波器、或者定时同步单元 42 可以将频域中的相位斜升 $\varphi(\omega)$ 或者时域中的延迟 Δt 引入接收信号 Y

中。包括此相位斜升 $\varphi(\omega)$ 的接收信号 $Y_{\Delta t}$ 从定时同步单元 42 输入估计装置 60 的相位斜升估计单元 48。相位斜升估计单元 48 通过线性回归确定引入到接收信号中的相位斜升 $\varphi(\omega)$ 。

将估计的相位斜升 $\varphi_{\text{est}}(\omega)$ 输入已设置在信道估计分支 56 中的相位斜升消除单元 50。相位斜升消除单元 50 还从定时同步单元 42 接收包括相位斜升 $\varphi(\omega)$ 的接收信号 $Y_{\Delta t}$ ，并对此接收信号 $Y_{\Delta t}$ 进行处理以消除其中包含的相位斜升 $\varphi(\omega)$ 。这是通过将接收信号 $Y_{\Delta t}$ 与因子 $e^{-j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 相乘来实现的。

相位斜升消除也可以在时域完成，即可以补偿对应于相位斜升 φ 的延迟 Δt 。在此情况下，延迟补偿等于每个要接受校正的 OFDM 符号的样点的循环移位。

将相位斜升消除单元 50 处理得到的接收信号 $Y_{\Delta t} \cdot e^{-j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 输入信道估计电路 44 中。信道估计单元 44 如前参照等式 (6) 至 (11) 所述的那样对信道系数 $h^{(i)}$ 进行估计。

将信道估计单元 44 输出的估计的信道系数 $\hat{h}^{(i)}$ 输入相位斜升引入单元 52，相位斜升引入单元 52 还从相位斜升估计单元 48 接收相位斜升 $\varphi_{\text{est}}(\omega)$ 。相位斜升引入单元 52 通过将估计的信道系数 $\hat{h}^{(i)}$ 与 $e^{j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 相乘而再次引入已消除的估计的相位斜升 $\varphi_{\text{est}}(\omega)$ 。相位斜升引入单元 52 输出的信道系数 $\hat{h}^{(i)} \cdot e^{j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 输入解调器 46，在解调器 46 中利用该信道系数对接收信号执行解调。

图 12 显示了包括根据本发明第二实施例的估计装置 60 的接收装置 40。估计装置 60 包括相位斜升估计单元 48、相位斜升消除单元 50 和信道估计单元 44。相位斜升消除单元 50 设置在定时同步单元 52 之后以及节点 54 之前的公用信号路径 55 中。节点 54 用于将公用信号路径 55 分成信道估计分支 56 和解调分支 58。

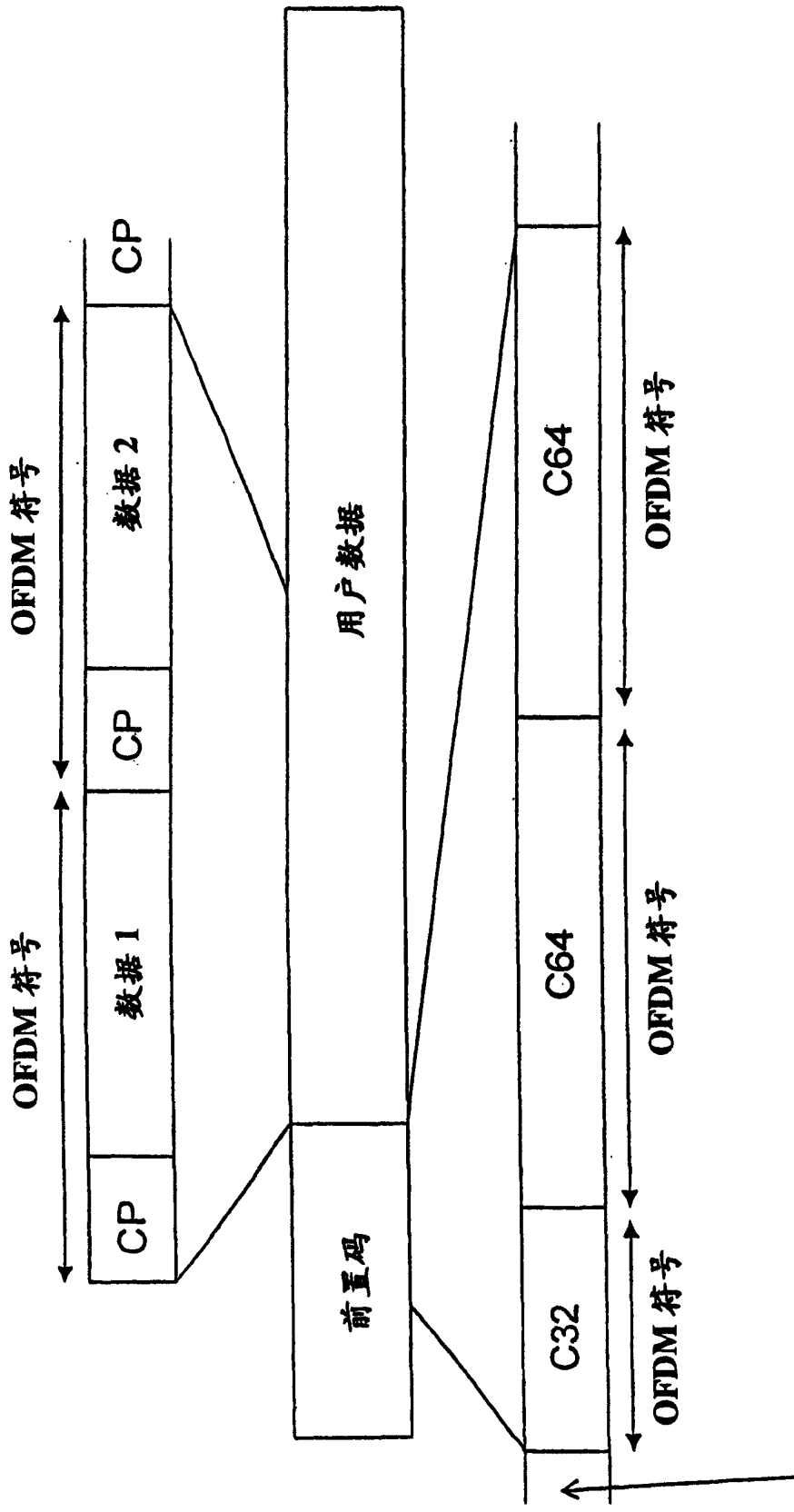
现将针对频域对图 12 所示估计装置 60 的功能作示范性说明。估计装置 60 所执行的各步骤也可以在时域中执行。

将包括相位斜升 $\varphi(\omega)$ 的接收信号 $Y_{\Delta t}$ 从定时同步单元 42 输入估计装置 60 的相位斜升估计单元 48。相位斜升估计单元 48 通过线性回归确定引入接收信号 Y 中的相位斜升 $\varphi(\omega)$ 。然后将估计的相位斜升 $\varphi_{\text{est}}(\omega)$ 输入到设置在公用信号路径 55 中的相位斜升消除单元 50 中。相位斜升消除单元 50 还从定时同步单元 42 接收包括相位斜升 $\varphi(\omega)$ 的接收信号 $Y_{\Delta t}$ ，并对此接收信号 $Y_{\Delta t}$ 进行处理，以消除其中包含的相位斜升 $\varphi(\omega)$ 。这是以类似于第一实施例的方式通过将接收信号 $Y_{\Delta t}$ 与因子 $e^{-j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 相乘来实现的。

由相位斜升消除单元 50 处理得到的接收信号 $Y_{\Delta t} \cdot e^{-j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 在节点 54 分路，同时馈送到信道估计分支 56 和解调分支 58 中。在信道估计分支 56 中，信道估计单元 44 确定输入解调器 46 的估计的信道系数 $\hat{h}^{(i)}$ 。解调器 46 利用估计的信道系数 $\hat{h}^{(i)}$ 对经过处理的接收信号 $Y_{\Delta t} \cdot e^{-j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 执行解调。因为信道估计和解调都基于经处理的接收信号 $Y_{\Delta t} \cdot e^{-j\varphi_{\text{est}}(\omega)}$ 进行，所以图 11 所示第一实施例的相位斜升引入单元可以省略。

图 11 所示的是信道估计分支中据以消除相位斜升的实施例，此实施例可以在采用发射分集方案时应用，发射分集方案在频域对数据信号的前置部分进行多路复用（例如通过 SFBC），而在时域对数据信号的用户数据部分进行多路复用（例如通过 STBC）。但是，如果前置部分和用户数据部分都在频域进行多路复用，则以上概括的相位斜升问题还涉及用户数据部分。在此情况下，可以采用图 12 所示的实施例。

本发明的基本概念可以推广到包括两个以上发射天线的发射分集系统。本发明的另一种可能的实施例基于包括三个发射天线并根据使用等式 (4) 所示码矩阵分组编码方案工作的发射分集系统。



某些前置码类型的在先前置码符号

图 1

图 2

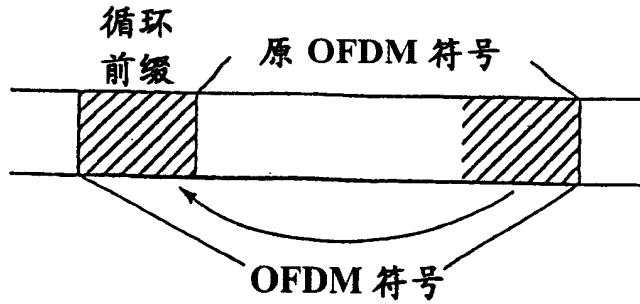


图 4

调制方案	码率	比特率
BPSK	1/2	6 Mbps
BPSK	3/4	9 Mbps
QPSK	1/2	12 Mbps
QPSK	3/4	18 Mbps
16-QAM	9/16	27 Mbps
16-QAM	3/4	36 Mbps
64-QAM	3/4	54 Mbps

图 5

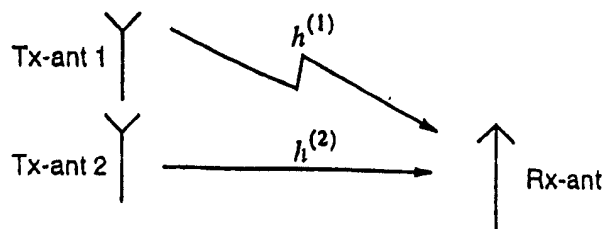
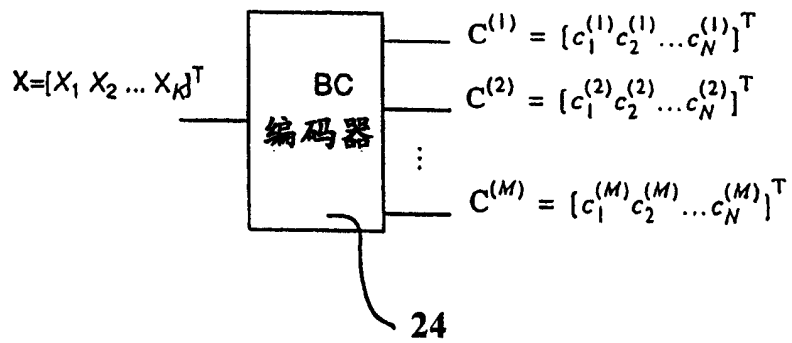


图 6

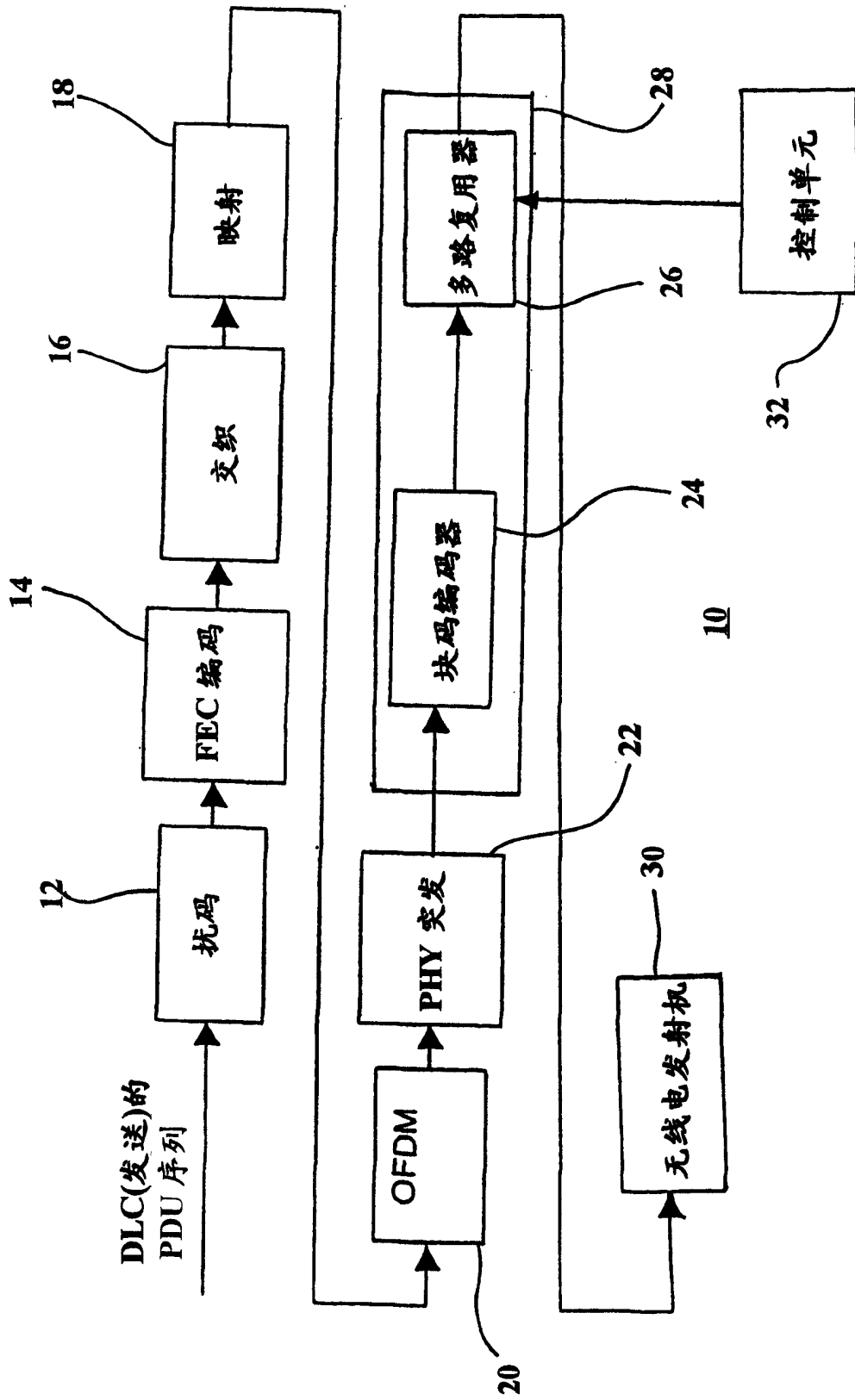


图 3

图 7

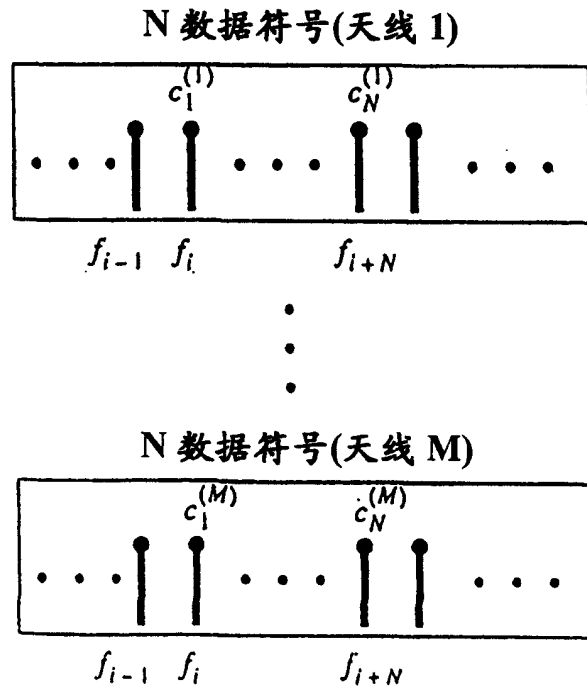
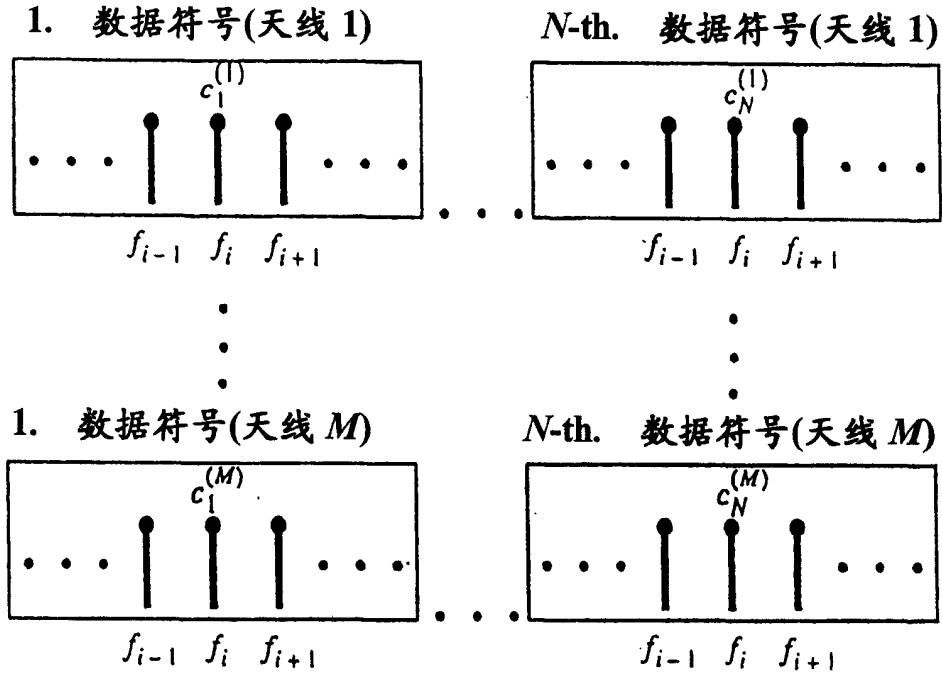


图 8

图 9

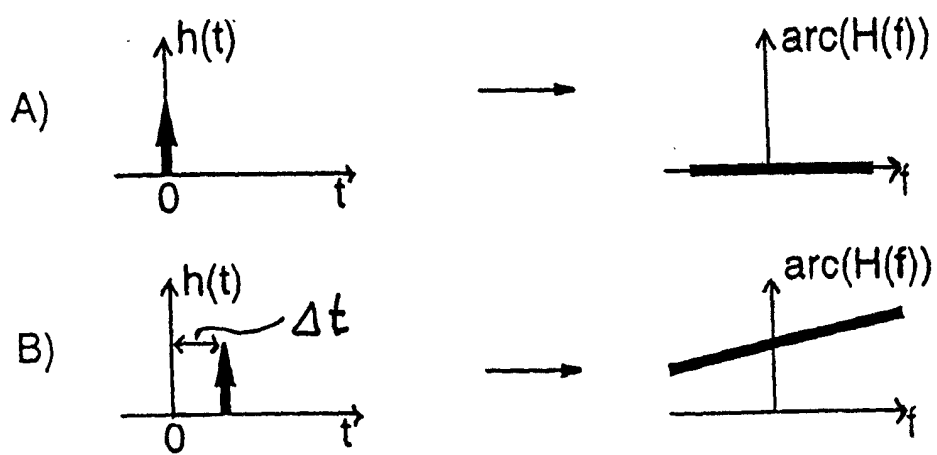
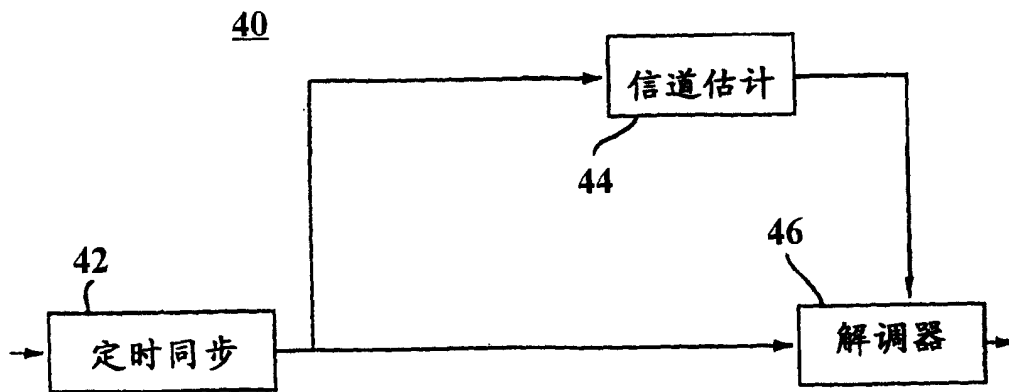


图 10

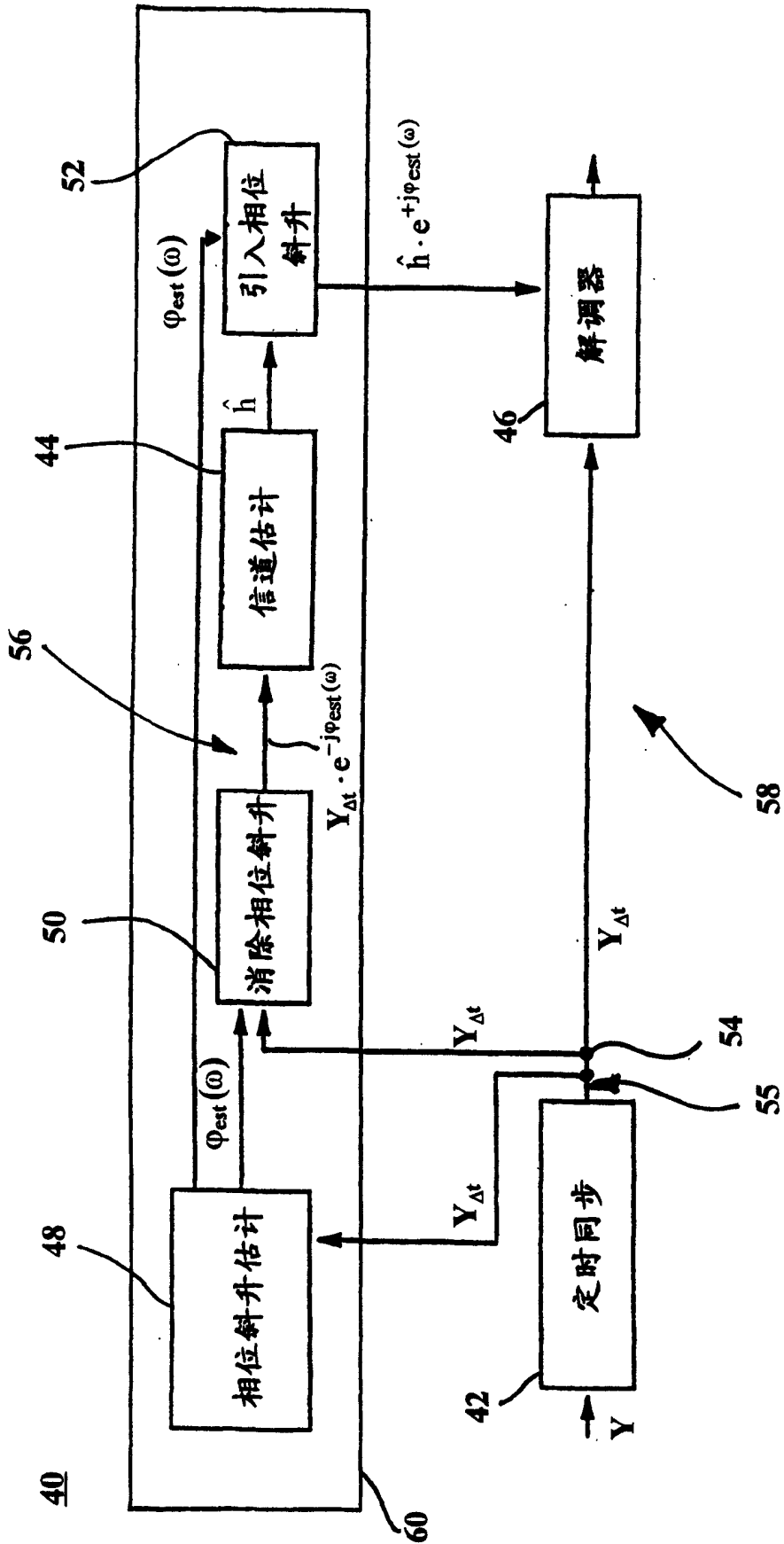


图 11

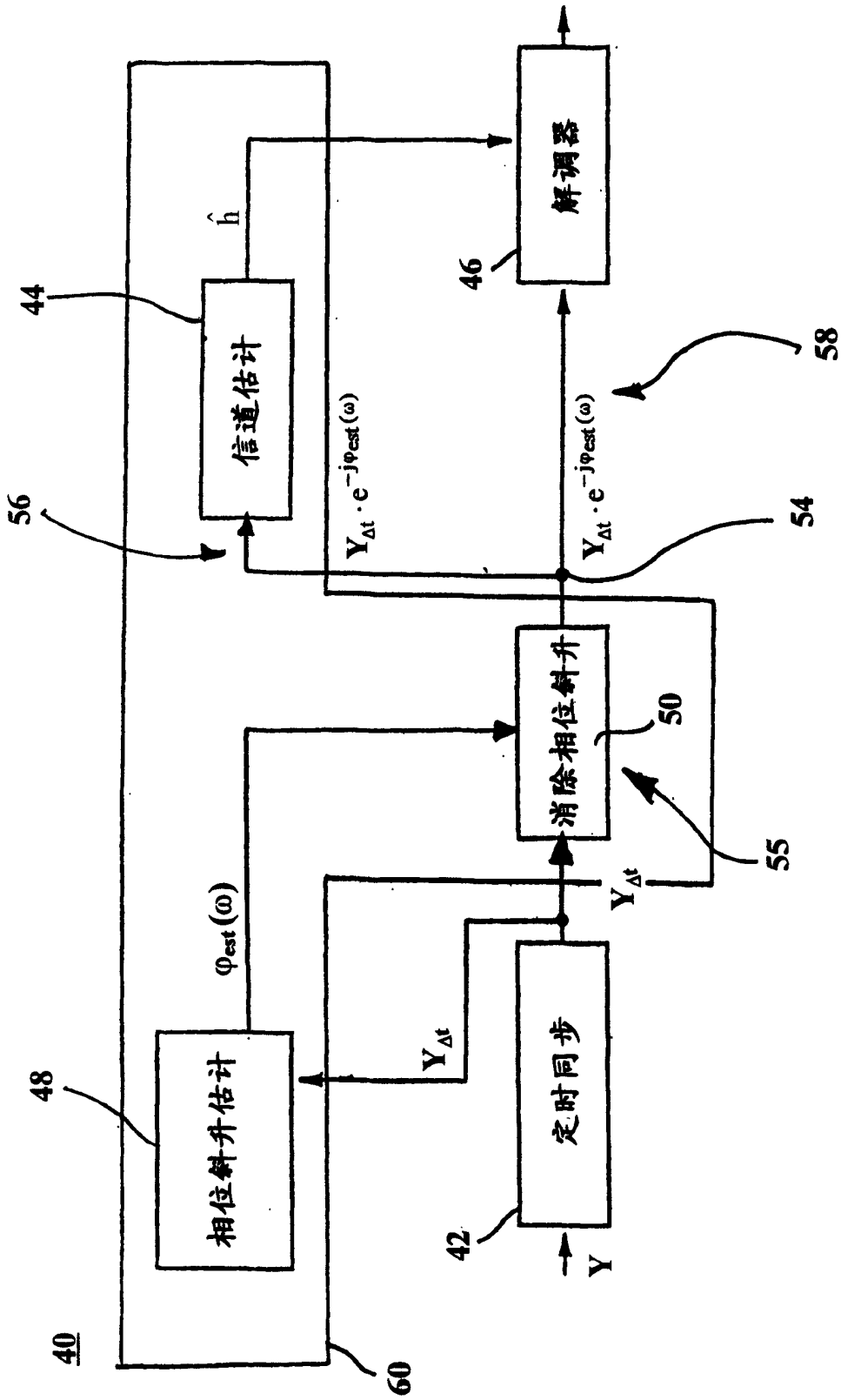


图 12