

[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)

H04B 7/08 (2006.01)



# [12] 发明专利说明书

专利号 ZL 200380104808.4

[45] 授权公告日 2008 年 4 月 9 日

[11] 授权公告号 CN 100380856C

[22] 申请日 2003.11.18

[21] 申请号 200380104808.4

[30] 优先权

[32] 2002.12.3 [33] US [31] 60/430,424

[86] 国际申请 PCT/IB2003/005277 2003.11.18

[87] 国际公布 WO2004/051914 英 2004.6.17

[85] 进入国家阶段日期 2005.6.2

[73] 专利权人 皇家飞利浦电子股份有限公司

地址 荷兰艾恩德霍芬

[72] 发明人 M·格霍斯 X·欧阳

[56] 参考文献

US2002165262A1 2002.11.7

US2002118781A1 2002.8.29

CN1325198A 2001.12.5

A New Branch Metric Generation Method for Soft-Decision Viterbi Decoding in Coded OFDM - SDM-Systems Employing MLD over Frequency Selective MIMO Channels. Satoru HORI, Masato MIZOGUCHI, Tetsu SAKATA, Masahiro MORIKURA. IEICE Transactions on Fundamentals of Electronics, Communications and Computer Sciences, Vol. E85. A No. 7. 2002

审查员 刘承恩

[74] 专利代理机构 中国专利代理(香港)有限公司

代理人 程天正 王勇

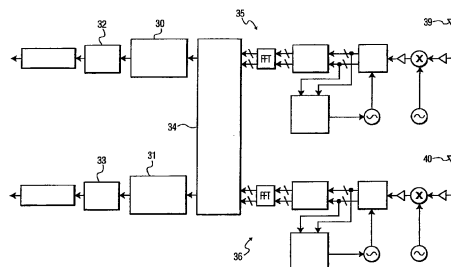
权利要求书 4 页 说明书 7 页 附图 6 页

[54] 发明名称

用于比特交织 COFDM - MIMO 系统的简化解码器

[57] 摘要

多输入多输出 (MIMO) 系统是更高数据速率无线通信系统的候选者。目前, 单输入单输出 (SISO) IEEE802.11a 系统可以提供高达 54Mbps 的发射数据速率。本发明是一个 2 乘 2 多入多出 (MIMO) 系统, 它有一个解码设备, 所述解码设备把数据速率提高到超过 100Mbps 但是计算成本与一个 SISO 系统的最佳解码大致相同并且与一个 2 乘 2 MIMO 系统的最佳解码的 1/64 相同。在  $10^{-4}$  级的误码率 (BER) 的情况下, 本发明的 2 乘 2 MIMO 系统以大致相同的信号噪声比 (SNR) 提供两倍于 SISO 系统的发射数据速率。



1、一个用于双输入双输出编码正交频分复用-多输入多输出系统的解码器，双输入双输出编码正交频分复用-多输入多输出在此称为2x2COFDM-MIMO，所述解码器包括：

与第一维特比译码器(32)耦合的第一去交织器(30)，和与第二维特比译码器(33)耦合的第二去交织器(31)，所述维特比译码器被用来分别接收所述第一和第二比特量度对，以用于它的前向纠错解码，

其特征在于所述解码器包括：

一个解映射和信号分离模块(34)，用来基于迫零、引导的最大似然解码分别对应于第一和第二发射信号 $s_1$ 和 $s_2$ 的第一和第二接收信号 $r_1$ 和 $r_2$ 来产生第一和第二比特量度对，迫零在此称为ZF，最大似然在此称为ML，其中第一和第二发射信号 $s_1$ 和 $s_2$ 以及第一和第二接收信号 $r_1$ 和 $r_2$ 分别由所述2x2 COFDM-MIMO系统发射和接收，

所述解映射和信号分离模块(34)设置成用于首先找到发射码元 $s_1$ 和 $s_2$ 的近似值，作为ZF方法计算出的值，然后使用ML解码以通过采用 $s_2$ 的近似值找到 $s_1$ 的比特量度。

2. 权利要求1的解码器，其中：解映射和信号分离模块(34)分别使用第一和第二接收信号的ZF，其中此接收信号对应于

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix};$$

并且导致第一和第二发射信号被计算为

$$\begin{pmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix};$$

并且找出ZF计算出的码元和群集点之间的最小欧几里德距离以便通过硬判决来估计作为第一和第二估计信号 $\begin{pmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \end{pmatrix}$ 的第一和第二发射信号，它们然后被使用来引导ML解码，

其中， $h_{ij}$ 表示从第*i*个发射机天线到第*j*个接收机天线的信道，而 $n_i$ 是噪声信号，其中*i*，*j*=1，2。

3. 权利要求2的解码器，其中：解映射和信号分离模块(34)使用

( $\hat{s}_1$ ,  $\hat{s}_2$ ) 按下式计算第一和第二发射信号  $s_1$  和  $s_2$  各自的比特量度对:

对于  $s_1$

$$m_{1i}^0 = \min_{s_n \in S^0} (|r_1 - h_{11}s_n - h_{21}\hat{s}_2|^2 + |r_2 - h_{12}s_n - h_{22}\hat{s}_2|^2) |b_{1i} = 0)$$

$$m_{1i}^1 = \min_{s_n \in S^1} (|r_1 - h_{11}s_n - h_{21}\hat{s}_2|^2 + |r_2 - h_{12}s_n - h_{22}\hat{s}_2|^2) |b_{1i} = 1)$$

和, 对于  $s_2$

$$m_{2i}^0 = \min_{s_n \in S^0} (|r_1 - h_{11}\hat{s}_1 - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}\hat{s}_1 - h_{22}s_n|^2) |b_{2i} = 0)$$

$$m_{2i}^1 = \min_{s_n \in S^1} (|r_1 - h_{11}\hat{s}_1 - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}\hat{s}_1 - h_{22}s_n|^2) |b_{2i} = 1)$$

其中,  $b_{1i}$  和  $b_{2i}$  分别是正在进行判断的信号  $s_1$  和  $s_2$  中的一个比特,  $S$  表示包括群集点  $s_n$ 、 $s_n$  的整个群集点集, 而  $S^0$  表示群集点集的子集以使比特  $b_i=0$ ,  $S^1$  表示群集点集的子集以使比特  $b_i=1$ 。

4. 权利要求2的解码器, 其中: 对于比特  $i$ , 解映射和信号分离模块从第一和第二发射信号  $\tilde{s}_1$  和  $\tilde{s}_2$  中获得满足最小欧几里德距离的第一和第二群集点  $S_{1i}^p$  和  $S_{2i}^p$ :

$$\min_{s \in S^p} \|\tilde{S}_q - S\|^2$$

并且对于  $p=0, 1$ , 以比特量度计算的形式使用这些群集点作为最大似然计算的输入

$$m_{1i}^p = (\|r_1 - h_{11}s_{1i}^p - h_{21}\hat{s}_2\|^2 + \|r_2 - h_{12}s_{1i}^p - h_{22}\hat{s}_2\|^2)$$

$$m_{2i}^p = (\|r_1 - h_{11}\hat{s}_1 - h_{21}s_{2i}^p\|^2 + \|r_2 - h_{12}\hat{s}_1 - h_{22}s_{2i}^p\|^2)$$

其中,  $q=1, 2$  并且  $S_i^p$  表示比特  $i$  的群集点集的子集, 以使  $p \in \{0, 1\}$ , 并且比特  $i$  是正在进行判断的比特。

5. 权利要求2的解码器, 其中: 解映射和信号分离模块执行一个分片-比较-选择操作来确定对应于ZF信号的第一和第二群集点,  $S_{1i}^p$  和  $S_{2i}^p$ , 对于  $p=0, 1$ , 它们然后以比特量度计算的形式被使用作为最大似然计算的输入

$$m_{1i}^p = (\|r_1 - h_{11}s_{1i}^p - h_{21}\hat{s}_2\|^2 + \|r_2 - h_{12}s_{1i}^p - h_{22}\hat{s}_2\|^2)$$

$$m_{2i}^p = (\|r_1 - h_{11}\hat{s}_1 - h_{21}s_{2i}^p\|^2 + \|r_2 - h_{12}\hat{s}_1 - h_{22}s_{2i}^p\|^2)$$

6. 一个无线局域网, 包括:

权利要求1至5的任一权利要求中的解码器，和

第一和第二单输入单输出系统，它们分别具有用于发射第一和第二发射信号 $s_1$ 和 $s_2$ 的第一和第二发射机天线，单输入单输出在此称为SISO；和

用于接收第一和第二接收信号 $r_1$ 和 $r_2$ 的第一和第二接收机天线。

7. 一种用于双输入双输出编码正交频分复用多输入多输出系统的解码方法，包括如下步骤：

由所述系统发射第一和第二发射信号；

由所述系统接收对应于所述第一和第二发射信号的第一和第二接收信号；和

对第一和第二比特量度对进行解交织和前向纠错解码以便获得第一和第二经解码的信号，

其特征在于所述方法包括：

基于迫零和最大似然解码所述第一和第二接收信号来生成第一和第二比特量度对，迫零在此称为ZF，最大似然在此称为ML；和

首先找到发射码元 $s_1$ 和 $s_2$ 的近似值，作为ZF方法计算出的值，然后使用ML解码以通过采用 $s_2$ 的近似值找到 $s_1$ 的比特量度。

8. 权利要求7的解码方法，其中所述生成步骤还包括如下步骤：

把第一和第二接收信号分离成为第一和第二经分离的信号；

通过硬判决获得第一和第二群集点，它分别最靠近第一和第二分离的码元；

在固定第二群集点的情况下，使用ML准则和第一分离信号来计算第一比特量度对；和

在固定第一群集点的情况下，使用ML准则来计算第二比特量度对。

9. 权利要求7的解码方法，其中所述生成步骤还包括如下步骤：

把第一和第二接收信号分离成为第一和第二分离的信号；

从第一和第二分离的信号中获得满足最小欧几里德距离的第一和第二群集点；和

使用第一和第二群集点作为最大似然计算的输入来计算第一和第二比特量度对。

10. 权利要求7的解码方法，其中所述生成步骤还包括如下步

骤:

把第一和第二接收信号分离成为第一和第二分离的信号;

通过一个分片-比较-选择操作来获得对应于分离的信号的第一和第二群集点; 和

使用第一和第二群集点作为最大似然计算的输入来计算第一和第二比特量度对。

## 用于比特交织COFDM-MIMO系统的简化解码器

本发明涉及用于编码的正交频分复用-多输入多输出 (COFDM-MIMO) 系统的简化解码器。更具体地说, 本发明涉及一个具有最大似然 (ML) 解码的比特交织系统。最具体地说, 本发明涉及一个具有迫零 (ZF) 引导的最大似然 (ML) 解码的2乘2 MIMO系统, 它基于正交频分复用 (OFDM) 技术来使单输入单输出 (SISO) IEEE 802.11a系统的发射数据速率加倍。

MIMO系统已被研究作为下一代高数据速率无线通信系统的有希望的候选者。目前, 对于单个天线系统 (SISO), 使用OFDM调制技术的IEEE 802.11a具有54 Mbps的最大数据发射速率。这里只有一个发射天线和一个接收天线, 那就是说它是一个SISO系统, 并且802.11a的信号群集 (Constellation) 是64正交调幅 (QAM)。超过100Mbps的发射数据速率是下一代无线通信系统的目标。

给定了无线通信系统的物理信道特性, 则通过增加信号群集的阶而用单个天线系统来提高数据速率几乎是不可能的。

实现一个大于100Mbps的一个可能方法是一个基于IEEE 802.11a SISO系统的2乘2 MIMO系统, 其中两个发射天线在每个天线处发射以与802.11a系统同样的方式编码的不同的数据流。基于图1中说明的OFDM调制, 这个系统能够实现108Mbps的发射数据速率, 而其信噪比 (SNR) 与现有技术54 Mbps IEEE 802.11a SISO系统大体相同。图2说明了可以这种方式使用的一个现有技术的2乘2 MIMO系统。

假设图2的系统使用最佳解码并且无线信道被定义为

$$H = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix}, \text{ 在此 } h_{ij} \text{ 表示从发射机天线 } i \text{ 到接收机天线 } j \text{ 的信道,}$$

即,  $T_{xi}$  到  $R_{xj}$ 。在不失去通用性的情况下, 假定四个信道是彼此独立的瑞利衰减信道。那么在副载波  $k$  上在频域中所接收的信号可以被表示成:

$$\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix} \quad (1)$$

因为每个副载波是分离地解码的，所以方程式(1)中的下标ks被省略。在最佳的极大似然(ML)检测中，对于每个接收信号对 $r_1$ 和 $r_2$ ，为了确定这些码元中的一个发射比特是'1'还是'0'，必须找到最大概率

$$\max(p(r|b)) \quad (2)$$

在此， $r = \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix}$  并且  $b = \begin{pmatrix} b_{1i} \\ b_{2i} \end{pmatrix}$  是需要进行判断的码元 $s_1$ 和 $s_2$ 中的比特。

在一个加白高斯噪声(AWGN)环境中，这等效于要找到

$$\begin{aligned} & \max_{s_m, s_n} \left( \frac{1}{2\pi\sigma} e^{-\frac{|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2}{2\sigma^2}} * \frac{1}{2\pi\sigma} e^{-\frac{|r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2}{2\sigma^2}} \right) |b_{1i}, b_{2i} \quad (3) \\ & = \max_{s_m, s_n} \left( \frac{1}{2\pi\sigma^2} e^{-\frac{|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2}{2\sigma^2} - \frac{|r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2}{2\sigma^2}} \right) |b_{1i}, b_{2i} \end{aligned}$$

它也等效于找到

$$\min_{s_m, s_n} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2) |b_{1i}, b_{2i} \quad (4)$$

为了确定码元 $s_1$ 中的一个比特的比特量度，必须估算如下方程式。为了使码元 $s_1$ 中的比特 $i$ 为'0'，必须估计

$$m_{1i}^0 = \min_{s_m \in S^0, s_n \in S^i} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2) |b_{1i} = 0 \quad (5)$$

在此 $m_{1i}^0$ 表示接收的码元 $s_1$ 中的比特 $i$ 的比特量度为'0'。 $S$ 表示整个群集的点集，而 $S^0$ 表示群集的点集的子集以使比特 $b_i=0$ 。为了使码元 $s_1$ 中的比特 $i$ 为'1'，需要估计

$$m_{1i}^1 = \min_{s_m \in S^1, s_n \in S^1} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2) |b_{1i} = 1) \quad (6)$$

在此 $S^1$ 表示群集的点集的子集以使比特 $b_i=1$ 。

使用同一方法，有可能确定发射码元 $s_2$ 的比特量度。为了使码元 $s_2$ 中的比特 $i$ 为'0'，必须估计

$$m_{2i}^0 = \min_{s_m \in S, s_n \in S^0} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2) |b_{2i} = 0) \quad (7)$$

为了使码元 $s_2$ 中的比特 $i$ 为'1'，必须估计

$$m_{2i}^1 = \min_{s_m \in S, s_n \in S^1} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}s_n|^2) |b_{2i} = 1) \quad (8)$$

然后，比特量度对 $(m_{1i}^0, m_{1i}^1)$   $(m_{2i}^0, m_{2i}^1)$ 被发送给相应的去交织器和维特比译码器以用于每一个数据流的FEC解码。

模拟结果证明使用最佳解码，所建议的108Mbps系统在BER为 $10^{-4}$ 处实际上实现了比SISO 54Mbps系统好4dB。可是，最佳解码的计算成本很高。为了获得为0和1的信号 $s_1$ 中的一个比特的比特量度，必须估计 $s_1$ 和 $s_2$ 群集的 $64*64$ 个置换，这无法用现有的计算能力经济而有效地去完成。这个2乘2 MIMO系统解码的计算成本太高而不切实际。

因此，需要另一种编码方法以便当应用基于和54Mbps IEEE 802.11a SISO系统的2乘2 MIMO系统来增加高于100Mbps数据发射速率时将高计算成本降低下来。

如图3中所示的，本发明是基于54Mbps SISO系统的一个108Mbps 2乘2 MIMO系统，它用一个简化解码方法替换最佳解码，所述简化解码方法具有与最佳SISO解码器大约相同的计算成本以及最佳MIMO解码器的大约1/64的计算成本。在图3所说明的系统中，图1中说明的现有技术系统的分开的解映射解交织模块10被一个共享的解映射和信号分离单元34以及分开的解交织单元30和31所替换。

本发明采用一个ZF引导的最大似然(ML)解码方法。对于SISO单一载波系统，因为时散信道(频率选择性的衰落信道)把信道存储器带入系统中，所以由于高计算成本导致联合的最大似然(ML)均衡和解码并不现实。一般做法是首先使用最小均方差错/迫零(MMSE/ZF)作为

为均衡信道的准则。然后把均衡后的信号发送给一个最大似然 (ML) 检测器用于进一步解码。可是，这是一个次最佳系统。

在一个SISO OFDM系统中，由于系统被设计来让每个子载波感受平坦衰落信道，所以实际的最大似然 (ML) 均衡和解码可以用承受得起的计算成本来实现。然而在一个MMO OFDM系统中，由于在量度计算中需要的群集的集合的大量置换估计，实际的最大似然 (ML) 均衡和解码的计算成本太高而不切实际。

避免大量置换计算的一种方法是首先找到发射码元 $s_1$ 和 $s_2$ 的近似值然后使用最大似然 (ML) 检测方法来找到 $s_1$ 的比特量度，与此同时采用 $s_2$ 作为ZF方法计算出的值。做出这样的假设即当SNR足够高时ZF判断非常接近于最佳的最大似然判断是合理的。因此，本发明在MIMO系统中为获得发射码元 $s_1$ 和 $s_2$ 的比特量度和在SISO系统中为发射码元 $s$ 承受大体相同的计算成本。

图1说明了基于OFDM调制的现有技术的54 Mbps IEEE 802.11a SISO系统。

图2说明了一个现有技术的2乘2 MIMO系统。

图3根据本发明的一个优选实施例，说明了基于图1的54 Mbps SISO系统的一个108Mbps的2乘2 MIMO系统。

图4A-C说明了一个分片-比较-选择 (Slice-Compare-Selection) 操作。

图5示出了把图3的108 Mbps MIMO系统与图1的54 Mbps SISO系统进行比较的仿真结果。

本发明的优选实施例采用一个简化了的解码方法。下面参考附图描述简化的解码方法细节。

接收信号可以被写为  $\begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} s_1 \\ s_2 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} n_1 \\ n_2 \end{pmatrix}$ 。根据ZF准则，发射信

号可以被解映射和信号分离模块34估计为：

$$\begin{pmatrix} \tilde{s}_1 \\ \tilde{s}_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} r_1 \\ r_2 \end{pmatrix} \quad (9)$$

使用为ZF计算出的码元和群集的各点所计算出的最小欧几里德

距离，解映射和信号分离模块34通过硬判决获得估计的发射码元。

在硬判决操作之后的码元可以被表示为 $(\hat{s}_1)$ 。然后发射码元 $s_1$ 的比特

量度被解映射和信号分离模块34计算为：

$$\begin{aligned} m_{1i}^0 &= \min_{s_m \in S^0} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}\hat{s}_2|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}\hat{s}_2|^2) |b_{1i} = 0) \\ m_{1i}^1 &= \min_{s_m \in S^1} (|r_1 - h_{11}s_m - h_{21}\hat{s}_2|^2 + |r_2 - h_{12}s_m - h_{22}\hat{s}_2|^2) |b_{1i} = 1) \end{aligned} \quad (10)$$

并且发射码元 $s_2$ 的比特量度因此可以被计算为

$$\begin{aligned} m_{2i}^0 &= \min_{s_n \in S^0} (|r_1 - h_{11}\hat{s}_1 - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}\hat{s}_1 - h_{22}s_n|^2) |b_{2i} = 0) \\ m_{2i}^1 &= \min_{s_n \in S^1} (|r_1 - h_{11}\hat{s}_1 - h_{21}s_n|^2 + |r_2 - h_{12}\hat{s}_1 - h_{22}s_n|^2) |b_{2i} = 1) \end{aligned} \quad (11)$$

在此， $S^p$ 表示群集各点的子集以使在 $p=0$ 或 $1$ 时比特 $b_i$ 是 $p$ 。然后，比特量度对 $(m_{1i}^0, m_{1i}^1)$   $(m_{2i}^0, m_{2i}^1)$ 分别被发送给相应的第一和第二去交织器30和31以及不同的维特比译码器33和34，用于每个数据流的前向纠错(FEC)解码。

在第二优选实施例中，基于第一优选实施例提供了进一步简化的解码方法。与解映射和信号分离模块34使用MIMO ML准则来在ZF操作之后计算两个发射码元中的每个比特的比特量度的第一优选实施例不同，SISO ML被解映射和信号分离模块34使用来找到每个比特的满足

$$\min_{s \in S_q^p} \|\tilde{s}_q - s\|^2 \quad (12)$$

的群集点，在此 $q=1, 2$ 而 $p \in \{0, 1\}$ 。对应于发射的码元 $s_q$ 的比特 $i$ 的比特量度计算(12)的两个群集点被解映射和信号分离模块34定义为 $S_{qi}^p$ 。在SISO解码中，根据(12)所计算出的比特量度被发送给维特比译码器供解码之用。在MEMO解码中，方程式(12)只被解映射和信号分离模块34用来确定满足(12)的群集的点并且在MIMO ML准则中使用这些群集点来为发送给维特比译码器以供解码用的每个比特计算比特量度。即，比特量度被解映射和信号分离模块34计算为：

$$\begin{aligned}
 m_{1i}^p &= (\|r_1 - h_{11}s_{1i}^p - h_{21}\hat{s}_{2i}\|^2 + \|r_2 - h_{12}s_{1i}^p - h_{22}\hat{s}_{2i}\|^2) \\
 m_{2i}^p &= (\|r_1 - h_{11}\hat{s}_{1i} - h_{21}s_{2i}^p\|^2 + \|r_2 - h_{12}\hat{s}_{1i} - h_{22}s_{2i}^p\|^2)
 \end{aligned} \tag{13}$$

然后，比特量度对  $(m_{1i}^0, m_{1i}^1)$   $(m_{2i}^0, m_{2i}^1)$  分别被发送给相应的第一和第二去交织器30和31以及不同的维特比译码器33和34，用于每个数据流的前向纠错(FEC)解码。

在硬件实现中，一个发射码元中6比特的12个群集点可以通过分片-比较-选择操作来获得。在图4A中说明了一个正交相移键控(QPSK)的示例。如果考虑到接收码元的实部，则有可能确定与比特b0对应的两个群集点是图4B中以虚线连接的两个点。如图4C所示，通过使用接收码元的虚部，这个同样的方法可用于确定比特b1的相应的群集点。利用所述分片方法，就不需要方程式(12)的实际距离计算。在第二优选实施例中，能够避免在MIMO ML比特量度计算中搜索的距离方面的置换，这减少了MIMO ML比特量度计算的计算成本。

如图5所示的仿真结果证实了本发明两个实施例的性能。所仿真的多径信道是在 Bob O'Hara, Al Petrick "The IEEE 802.11 Handbook: A Designer's Companion" (IEEE 802.11手册：设计人员参考书)(1999年12月)中定义的指数瑞利衰减信道，它具有40ns rms 延迟的分散度。跨越两个发射天线和两个接收天线的四个信道彼此无关，这意味着在四个信道的任何信道之间不相关。对于图5的信噪比与误码率(SNR vs. BER)曲线的每个数据点，仿真了在250分组中平均分布的1百万比特。假定每一天线元件的无线信道对于每个分组都是相同的而用于不同的分组是不同的，这种假定是合理的。在所有仿真中，假定了理想的频率和定时的同步。

仿真结果说明：虽然本发明的简化解码方法的第一实施例的性能在  $10^{-4}$  的BER级处劣于最佳解码方法约4dB，但是它几乎与54Mbps 43的SISO系统的最佳解码相同。此结果说明：包括一个2乘2 MIMO系统41的本发明的第一实施例能够以合理的计算成本在相同的SNR下使SISO系统43的发射数据速率加倍。第二实施例在进一步减少的计算成本下提供同样的改善。因此，所述仿真说明：本发明的两个实施例具有大约相同的BER对SNR性能，这几乎与SISO 54Mbps系统43

相同并且在 $10^{-4}$ 的BER级处比MIMO最佳解码系统42小4dB。并且，在第一实施例中并没有增加计算成本以及在第二实施例中减少了计算成本的情况下就获得了发射速率加倍。

参见图4，一个根据本发明基于IEEE 802.11a SISO系统的2乘2 MIMO系统42可以提供一个108Mbps发射数据速率，它在相同的SNR范围内双倍于IEEE 802.11a SISO系统的数据速率。根据现有技术的MIMO系统42的最佳解码在 $10^{-4}$ 的BER级提供比SISO 54Mbps系统43高出4dB的BER vs. SNR性能，但是所述最佳解码的高计算成本使得这样一个实施不切实际。本发明提供ZF引导的简化MIMO解码的两个优选实施例40和41，它们具有与54Mbps SISO系统43的最佳解码器几乎相同的计算成本。虽然简化方法的每一实施例40和41比起MIMO系统42的最佳解码器在性能上要差4dB，但是其每一个在 $10^{-4}$ 的BER级处几乎都与SISO 54Mbps系统43有相同的SNR性能，但是在108Mbps的发射数据速率处。虽然所提供的示例说明并描述了本发明的一个优选实施例，但是本领域技术人员应该理解：可以进行各种变化和修改，并且可用等价物替代它的元件而不偏离本发明的实际范围。另外，不偏离中心范围可以进行许多修改以便把本发明的教导适配到一个特定的情形中。因此，这里的意图是本发明不限制于作为考虑用于实现本发明的最佳方式所公开的特定实施例，而是包括了在附加的权利要求范围内的所有实施例。

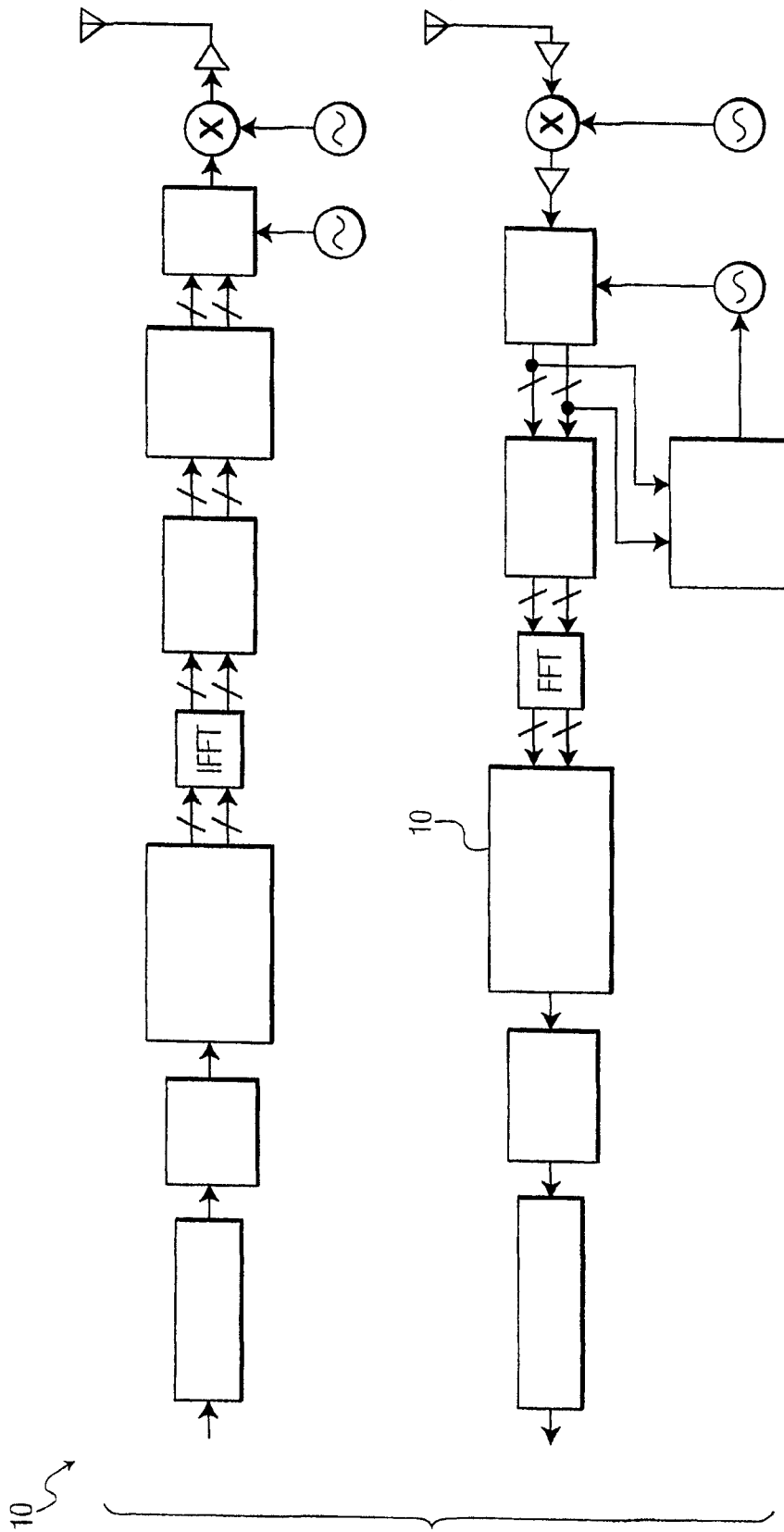


图1  
现有技术

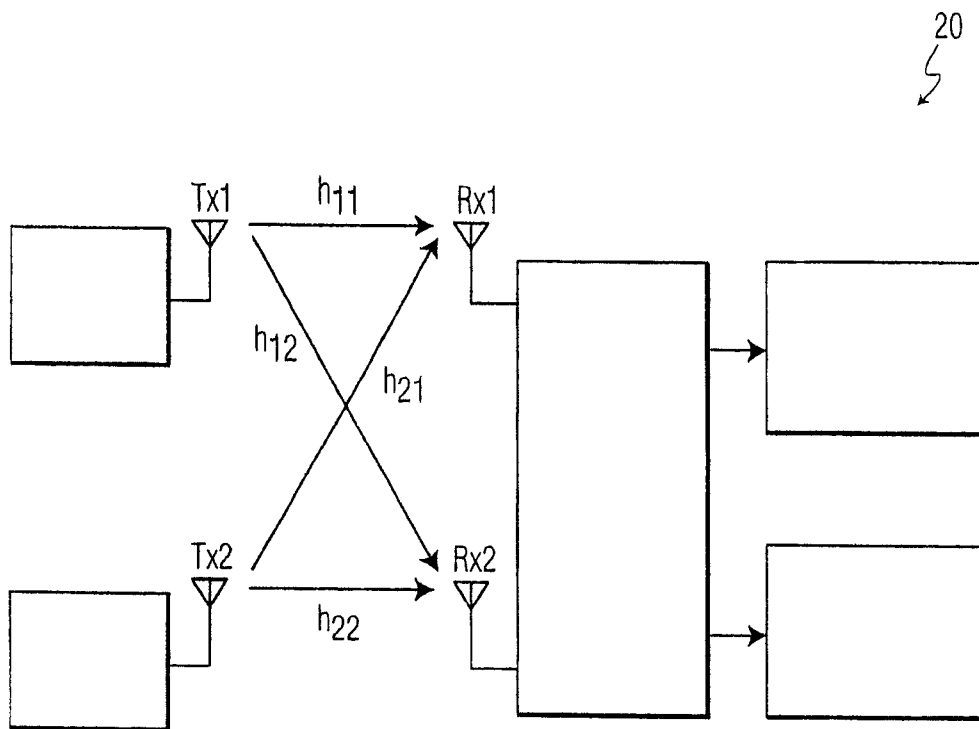


图 2

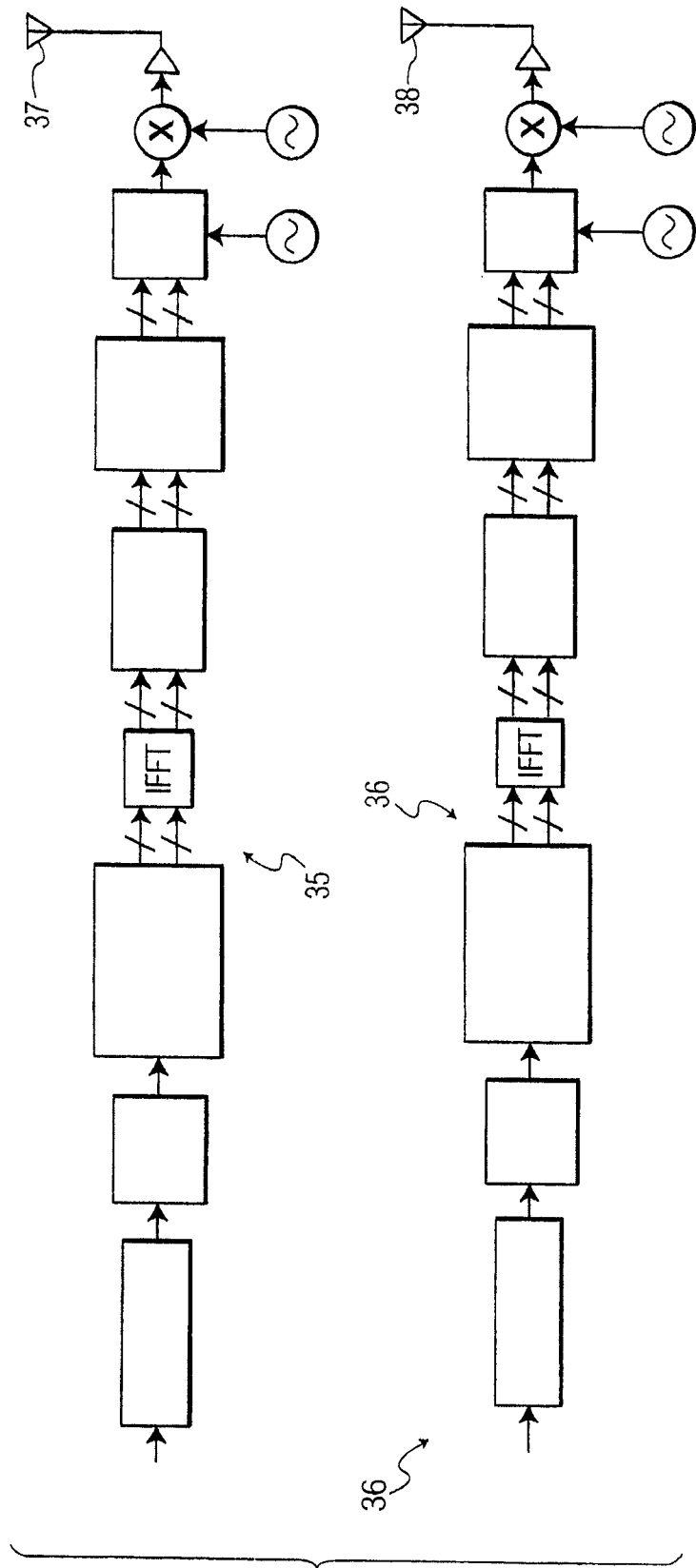


图 3A

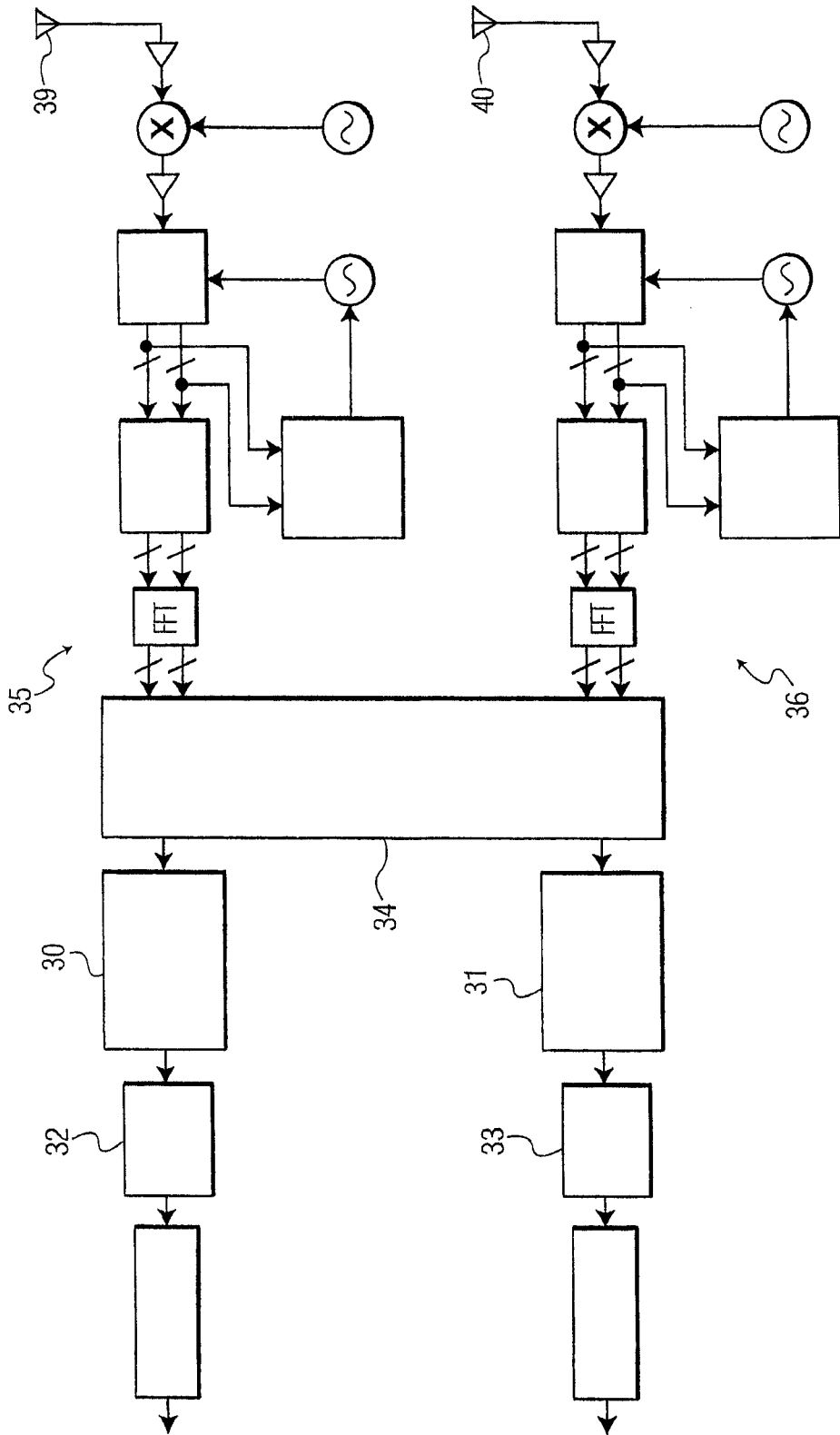


图 3B

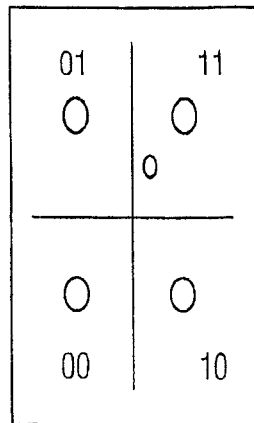


图 4A

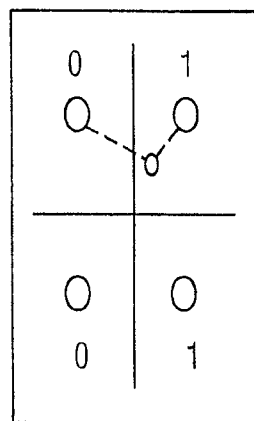


图 4B

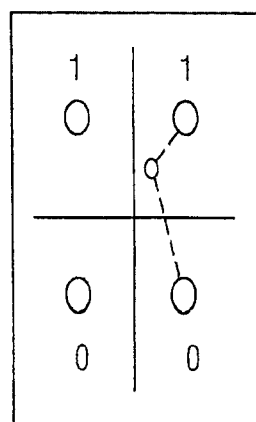


图 4C

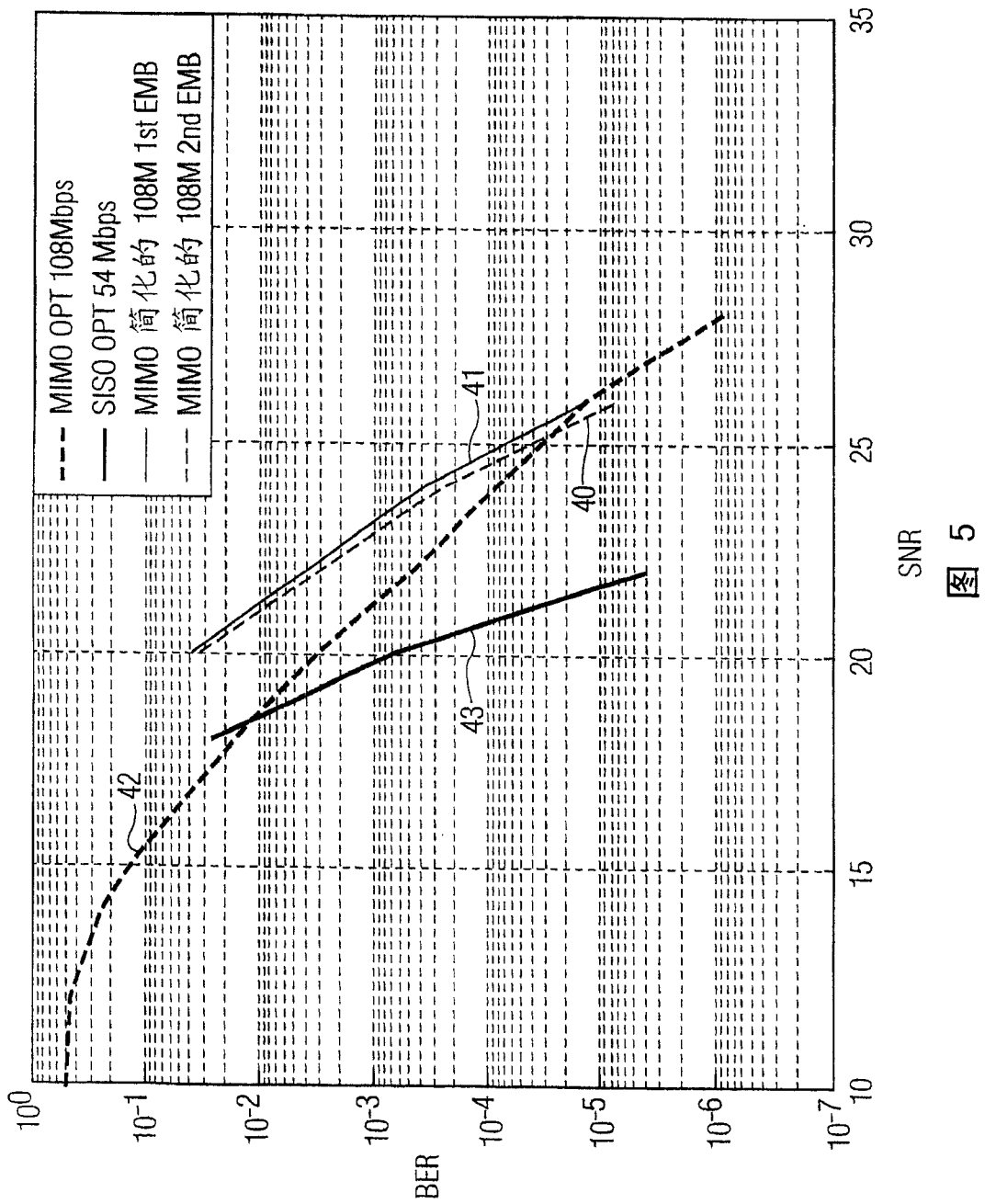


图 5