

(12) 按照专利合作条约所公布的国际申请

(19) 世界知识产权组织
国际局

(43) 国际公布日
2012 年 10 月 4 日 (04.10.2012)



(10) 国际公布号
WO 2012/129807 A1

(51) 国际专利分类号:
H04L 27/26 (2006.01)

(21) 国际申请号: PCT/CN2011/072340

(22) 国际申请日: 2011 年 3 月 31 日 (31.03.2011)

(25) 申请语言: 中文

(26) 公布语言: 中文

(71) 申请人 (对除美国外的所有指定国): 富士通株式会社 (FUJITSU LIMITED) [JP/JP]; 日本神奈川县川崎市中原区上小田中 4 丁目 1 番 1 号, Kanagawa 211-8588 (JP)。

(72) 发明人: 及

(75) 发明人/申请人 (仅对美国): 燕萌 (YAN, Meng) [CN/CN]; 中国北京市朝阳区东四环中路 56 号远洋国际中心 A 座 13 层富士通研究开发有限公司, Beijing 100025 (CN)。陶振宁 (TAO, Zhenning) [CN/CN]; 中国北京市朝阳区东四环中路 56 号远洋国际中心 A 座 13 层富士通研究开发有限公司, Beijing 100025 (CN)。

(74) 代理人: 北京三友知识产权代理有限公司 (BEIJING SANYOU INTELLECTUAL PROPERTY

AGENCY LTD.); 中国北京市金融街 35 号国际企业大厦 A 座 16 层, Beijing 100033 (CN)。

(81) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的国家保护): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW。

(84) 指定国 (除另有指明, 要求每一种可提供的地区保护): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 欧洲 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

本国际公布:

— 包括国际检索报告 (条约第 21 条(3))。

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR SETTING COEFFICIENTS OF BUTTERFLY FILTER, RECEIVER AND RECEIVING METHOD

(54) 发明名称: 蝶形滤波器系数设定方法和装置、接收机及接收方法

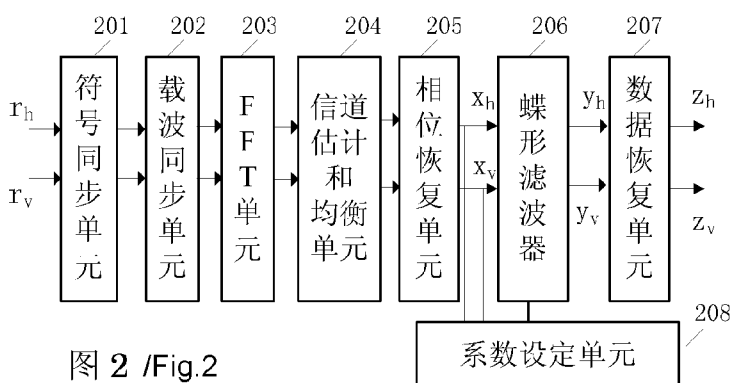


图 2 /Fig.2

201 symbol synchronization unit
202 carrier synchronization unit
203 Fast Fourier Transform (FFT) unit
204 channel estimation and equalization unit
205 phase restoration unit
206 butterfly filter
207 data restoration unit
208 coefficient setting unit

(57) Abstract: A method and device for setting coefficients of a butterfly filter, receiver and receiving method are provided in the present invention. The receiver is a dual polarization coherent optical orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) receiver, which includes: a phase restoration device, which is utilized to restore phase of the received signal on OFDM symbol by OFDM symbol, and obtain the first polarization signal via the phase restoration and the second polarization signal via the phase restoration; a butterfly filter, which is utilized to perform butterfly filtering for the first polarization signal via the phase restoration and the second polarization signal via the phase restoration on OFDM symbol by OFDM symbol, and therefore obtain the first polarization signal via the butterfly filtering and the second polarization signal via the butterfly filtering; a coefficient setting unit, which is utilized to set filter coefficients used by the butterfly filter on the current OFDM symbol; and a data restoration device, which is utilized to restore data from the first polarization signal via the butterfly filtering and the second polarization signal via the butterfly filtering.

[见续页]



(57) 摘要:

本发明涉及蝶形滤波器系数设定方法和装置、接收机及接收方法。所述接收机为双偏振相干光 OFDM 接收机，包括：相位恢复装置，所述相位恢复装置用于逐正交频分复用符号地对接收到的信号进行相位恢复，得到经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号；蝶形滤波器，用于逐正交频分复用符号地对所述经相位恢复的第一偏振信号和所述经相位恢复的第二偏振信号进行蝶形滤波，从而获得经蝶形滤波的第一偏振信号和经蝶形滤波的第二偏振信号；系数设定单元，用于设置所述蝶形滤波器在当前正交频分复用符号使用的滤波器系数；以及数据恢复装置，用于从所述经蝶形滤波的第一偏振信号和所述经蝶形滤波的第二偏振信号中恢复数据。

蝶形滤波器系数设定方法和装置、接收机及接收方法

技术领域

本发明和光通信相关,更确切地说,和数字相干光接收机相关。

5

背景技术

正交频分复用(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM)技术是一种多载波通信技术,它将要发送的数据分配到多个子载波上并行传输。这些子载波之间的间隔等于波特率并且这些子载波在频域上正交。在发送端和接收端分别使用逆快速傅立叶变换(IFFT)和快速傅立叶变换(FFT)完成频域到时域以及时域到频域的变换。为了消除符号间干扰(inter-symbol interference - ISI),OFDM系统中引入了循环前缀(cyclic prefix - CP)。当循环前缀的长度大于信道的最大扩展延时,OFDM符号间没有干扰。循环前缀保留了IFFT/FFT的循环特性,每个子载波相当于经历了一个平衰落的信道,用单个抽头的均衡器就可以实现频域均衡,这比单载波系统中多抽头时域均衡的复杂度低。和单载波信号相比,OFDM

10 信号的频谱更接近矩形,占用带宽更少因而谱效率更高。OFDM的另一个好处是:对各个子载波可以灵活地分配功率和调制格式,这使OFDM信号可以更好的适合有复杂频域衰落特性的信道,实现容量的最大化。

在光通信领域,相干光通信可以实现比传统的强度调制-直接检测光通信系统更好的性能和更高的谱效率,被认为是实现下一代高速、大容量光通信系统的主要技术。在无线

20 通信领域得到广泛应用的OFDM技术同样可以被应用到相干光通信中,即相干光OFDM(coherent optical OFDM, CO-OFDM)。为了进一步提高系统容量,在CO-OFDM系统中可同时利用两个正交的光偏振态传输信息,这称为双偏振(dual polarization, DP) CO-OFDM。

图1示意性示出了常规的双偏振相干光OFDM接收机的功能框图。如图1所示,在常规的双偏振相干光OFDM接收机中,接收到的两个偏振态的信号 $r_h(t)$ 、 $r_v(t)$ 首先经过符号

25 同步单元101的符号同步过程、载波同步单元102的载波同步过程以及FFT单元103的快速傅立叶变换,从而变为频域的信号。所获得的频域的信号要经过信道估计和均衡单元104的信道估计和均衡,并在相位恢复单元105中进行相位恢复,在数据恢复单元106中进行数据恢复,从而完成对发送机发送的信号接收。

在研究本发明的过程中,本发明的发明人研究了现有技术的接收机,发现对于现有技

术的相干光 OFDM 系统，光纤的非线性效应是一个主要的限制因素。具体分析如下。

传统的信道估计和均衡方法是基于训练数据的。在常规的信道估计和均衡单元 104 中，对每个子载波估计出一个 2×2 的信道逆矩阵，然后与接收信号相乘来补偿信道损伤。

这种方法假设了信道在一个 OFDM 符号周期内是不变的，所以不能补偿符号周期内信道变化引起的损伤。

当 DP-CO-OFDM 信道和其他信道以波分复用的(wavelength division multiplexing - WDM)的方式一起传输时，由于光纤的非线性效应，其它信道会对 DP-CO-OFDM 信号产生交叉相位调制(cross phase modulation - XPM)和交叉偏振调制(cross polarization modulation - XPolM)。XPM 会对本信道 DP-CO-OFDM 信号产生附加的相位调制，而 XPolM 会在两个正交偏振态之间引起串扰。这两种非线性效应都是时变的，可视为一种乘性损伤，描述如下：

$$\begin{aligned} r_h(t) &= w_{hh}(t)s_h(t) + w_{vh}(t)s_v(t) \\ r_v(t) &= w_{hv}(t)s_h(t) + w_{vv}(t)s_v(t) \end{aligned} \quad (1)$$

其中 $s_h(t)$ 、 $s_v(t)$ 是两个正交偏振态上发送信号的复振幅， $r_h(t)$ 、 $r_v(t)$ 是接收到信号的复振幅， $w_{hh}(t)$ 、 $w_{vh}(t)$ 、 $w_{hv}(t)$ 、 $w_{vv}(t)$ 是四个时变的复函数，描述了 XPM 和 XPolM 效应。这两种非线性效应的时间常数和邻信道信号的带宽和光纤链路的色散有关。当邻信道信号也是高速光信号时，XPM 和 XPolM 效应都是快速时变的，其时间常数很可能小于 OFDM 的符号周期。当该时间常数小于 OFDM 符号周期时，公式(1)中的 $w_{hh}(t)$ 、 $w_{vh}(t)$ 、 $w_{hv}(t)$ 、 $w_{vv}(t)$ 在一个符号周期不可视为常数，这相当于快速时变信道的一种乘性损伤。传统的 DP-CO-OFDM 接收机对这种损伤是无能为力的。

应该注意，以上对常规技术的描述不应仅因为被列入这个部分而解释为对于本领域技术人员是公知的。

参考文献：

1、M. Karlsson et al, Effects of nonlinearities on PMD-induced system impairments, Journal of Lightwave Technology, Vol.24, No.11, 2006.

2、Lei Li et al, Nonlinear polarization crosstalk canceller for dual polarization digital coherent receivers, OWE3, Conference on Optical Fiber Communication, 2010.

发明内容

本申请鉴于常规技术的现状而作出，用以消除或缓解因常规技术的局限而具有的一个

或更多缺点，至少提供一种有益的选择。

为了实现以上目的，根据本发明的一个方面，提出了一种 DP-CO-OFDM 接收机，它对上述损伤有补偿作用。

根据本发明的一个方面，提供了一种双偏振相干光正交频分复用接收机，所述接收机
5 包括：相位恢复装置，所述相位恢复装置用于逐正交频分复用符号地对接收到的信号进行
相位恢复，得到经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号；蝶形滤波器，
用于逐正交频分复用符号地对所述经相位恢复的第一偏振信号和所述经相位恢复的第二
偏振信号进行蝶形滤波，从而获得经蝶形滤波的第一偏振信号和经蝶形滤波的第二偏振信
号；系数设定单元，用于设置所述蝶形滤波器在当前正交频分复用符号使用的滤波器系数；
10 以及数据恢复装置，用于从所述经蝶形滤波的第一偏振信号和所述经蝶形滤波的第二偏振
信号中恢复数据。

根据本发明的另一方面，提供了一种双偏振相干光正交频分复用接收机中使用的接收
方法，所述方法包括：相位恢复步骤，用于逐正交频分复用符号地对接收到的信号进行相
位恢复，得到经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号；系数设定步骤，
15 用于设置蝶形滤波器在当前正交频分复用符号所使用的滤波器系数；蝶形滤波步骤，用于
利用所述蝶形滤波器，使用所述滤波器系数，逐正交频分复用符号地对所述经相位恢复的
第一偏振信号和所述经相位恢复的第二偏振信号进行蝶形滤波，从而获得经蝶形滤波的第
一偏振信号和经蝶形滤波的第二偏振信号；以及数据恢复步骤，用于从所述经蝶形滤波的
第一偏振信号和所述经蝶形滤波的第二偏振信号中恢复数据。

20 根据本发明的另一方面，提供了一种蝶形滤波器系数设定装置，所述蝶形滤波器系数
设定装置能够用于上述接收机中，用作系数设定单元，其中所述蝶形滤波器系数设定装置
包括：接收方数据矩阵构建单元，基于接收方经相位恢复的各符号的多个子载波承载的第
一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，构建列数为所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍的
接收方数据矩阵；训练数据向量获取单元，用于确定发送方在与所述接收方数据矩阵的各
25 行所对应的子载波上发送的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，并利用确定出的
第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据构建与所述接收方数据矩阵相对应的第一偏
振方向训练数据向量和第二偏振方向训练数据向量；以及系数计算单元根据所述接收方数
据矩阵和所述训练数据向量确定滤波器系数。

30 根据本发明的再一方面，提供了一种蝶形滤波器系数设定方法，所述蝶形滤波器系数
设定方法能够用于前述的蝶形滤波器系数设定装置中，其中所述蝶形滤波器系数设定方法

包括：接收方数据矩阵构建步骤，基于经相位恢复的各符号的多个子载波承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，构建列数为所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍的接收方数据矩阵；训练数据向量获取步骤，用于确定发送方在所述多个子载波上发送的对应的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，并构建与所述接收方数据矩阵相对应的第一偏振方向训练数据向量和第二偏振方向训练数据向量；以及系数计算步骤根据所述接收方数据矩阵和所述训练数据向量确定滤波器系数。

应该注意，术语“包括/包含”在本文使用时指特征、要件、步骤或组件的存在，但并不排除一个或更多个其它特征、要件、步骤或组件的存在或附加。

以上的一般说明和以下结合附图的详细说明都是示意性的，不是对本发明的保护范围的限制。

附图说明

从以下参照附图对本发明的详细描述中，将更清楚地理解本发明的以上和其它目的、特征和优点。

图 1 示意性示出了常规的双偏振相干光 OFDM 接收机的功能框图。

图 2 示出了依据本发明一种实施方式的双偏振相干光正交频分复用接收机的功能框图。

图 3 示出了依据本发明的一种实施方式的蝶形滤波器的结构示意图。

图 4 示意性示出了依据本发明的一种实施方式的系数设定单元的功能框图。

图 5 示意性示出了图 4 所示的系数设定单元的一个实施例的功能框图。

图 6 示意性示出了所获得的接收方数据矩阵的第 i 行。

图 7 示意性示出了图 4 所示的系数设定单元的另一个实施例的功能框图。

图 8 示意性示出了依据本发明一种实施方式系数设定单元的工作流程图。

图 9 示出了依据本发明一种实施方式的在双偏振相干光正交频分复用接收机中使用的接收方法的流程图。

具体实施方案

下面结合附图对本发明的具体实施方式进行说明。这些说明都是示例性的，用以帮助

本领域的技术人员理解本发明，并不是对本发明保护范围的限制。

图 2 示出了依据本发明一种实施方式的双偏振相干光正交频分复用接收机的功能框图。

图 3 所示的符号同步单元 201 用于使所接收的两个偏振态的信号进行符号同步、载波同步单元 202 进行载波同步，FFT 单元 203 进行快速傅立叶变换，从而使接收的时域信号变为频域的信号。所获得的频域的信号随后经过信道估计和均衡单元 204 的信道估计和均衡，并在相位恢复单元 205 中进行相位恢复。这些模块的处理可以采用本领域技术人员现在和将来所知的任何方法进行，在此不予详细描述。

与图 1 所示的常规接收机不同，在根据本发明实施方式的接收机中，经相位恢复的符号并不直接进入数据恢复单元进行数据恢复，而是首先进入蝶形滤波器 206 进行滤波，经滤波后再输入数据恢复单元 207 进行数据恢复。

图 3 示出了依据本发明的一种实施方式的蝶形滤波器的结构示意图。

如图 3 所示，依据本发明一种实施方式的蝶形滤波器包括第一滤波器 301、第二滤波器 302，第三滤波器 303 和第四滤波器 304 以及第一加法器 305 和第二加法器 306。在一种实施方式中，这些滤波器中的每一个都是有限冲激响应（finite impulse response, FIR）滤波器。

相位恢复单元 205 输出的经相位恢复的 H 偏振信号 x_h 输入到第一滤波器 301 和第三滤波器 303。相位恢复单元 205 输出的经相位恢复的 V 偏振信号 x_v 输入到第二滤波器 302 和第四滤波器 304。第一滤波器 301 和第二滤波器 302 的输出输入到第一加法器 305，第三滤波器 303 和第四滤波器 304 的输出输入到第二加法器 306。第一加法器和第二加法器的输出被输入到数据恢复单元 207 进行数据恢复。

图 3 中的 W_{hh} 、 W_{vh} 、 W_{hv} 以及 W_{vv} 分别表示第一滤波器到第四滤波器的系数。

从频域上看，时变的乘性损伤将会引起载波间干扰（inter-carrier interference, ICI）。将公式(1)变换到频域得到公式(2)：

$$\begin{aligned} r_h(f) &= w_{hh}(f) \otimes s_h(f) + w_{vh}(f) \otimes s_v(f) \\ r_v(f) &= w_{hv}(f) \otimes s_h(f) + w_{vv}(f) \otimes s_v(f) \end{aligned} \quad (2)$$

其中 $\otimes$ 表示卷积。从频域上看，接收到的信号是两个偏振方向上的若干子载波的卷积，这正是 ICI 的表现。要消除 ICI，可以利用蝶形有限冲激响应（finite impulse response, FIR）滤波器来进行解卷积。

因为每个 OFDM 符号周期内的乘性损伤都不相同，所以需要每个 OFDM 符号进行

单独的补偿。也就是说，对于每个 OFDM 符号，都需要确定蝶形 FIR 里的四组滤波器系数，使均衡后的信号接近发送信号。这个过程可以表示如下：

$$\begin{aligned} y_h(f) &= w_{hh}(f) \otimes x_h(f) + w_{vh}(f) \otimes x_v(f) \\ y_v(f) &= w_{hv}(f) \otimes x_h(f) + w_{vv}(f) \otimes x_v(f) \end{aligned} \quad (3)$$

式中 $x_h(f)$ 、 $x_v(f)$ 是当前 OFDM 符号经过相位恢复后的频域信号， $y_h(f)$ 、 $y_v(f)$ 是频域蝶形滤波器的输出。应该注意，虽然本发明以图 3 为示例描述了蝶形滤波器，但是图 3 所示的蝶形滤波器只是示例性的，不是对本发明范围的限制。对本发明实施方式的蝶形滤波器应做广义的理解，能够实现公式 3 的解卷积的功能的滤波器或滤波器组合都可称作蝶形滤波器。

根据以上的分析可以看出当逐符号地更新蝶形滤波器的系数时，根据本发明的实施方式可以消除 ICI，提高接收机的性能。

下面介绍依据本发明的系数设定单元，如前面所述的，因为每个 OFDM 符号周期内的乘性损伤都不相同，所以需要每个 OFDM 符号进行单独的补偿。所以根据本发明的实施方式的系数设定单元 208 用于逐 OFDM 符号地设置所述蝶形滤波器的滤波器系数。

图 4 示意性示出了依据本发明的一种实施方式的系数设定单元的功能框图。如图 4 所示，依据本发明的一种实施方式，系数设定单元包括接收方数据矩阵获取单元 401、训练数据向量获取单元 402 以及系数计算单元 403。

接收方数据矩阵获取单元 401 基于经相位恢复的各符号的多个子载波承载的第一偏振方向（H 方向）的数据和第二偏振方向（V 方向）的数据，构建列数为所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍的接收方数据矩阵。

训练数据向量获取单元 402 用于确定与所述接收方数据矩阵相对应的 H 偏振方向训练数据向量和 V 偏振方向训练数据向量。在一种实施方式中，H 偏振方向训练数据向量和 V 偏振方向训练数据向量采用已知的发送方数据（包括 H 偏振方向发送方数据和 V 偏振方向发送方数据）。发送方数据（包括 H 偏振方向发送方数据和 V 偏振方向发送方数据）是指发送方在各子载波上真实发送的数据。在这种实施方式中，例如采用已知的导频数据。在另一种实施方式中，可以采用在接收方估计出的发送方数据作为训练数据（例如：在相位恢复后判决得到的各符号的多个子载波承载的第一偏振方向（H 方向）的数据和第二偏振方向（V 方向）的数据，即接收的数据）。实际系统中该接收的数据可能和真实的发送数据不完全一致，因为信号在传输和接收过程中受到各种因素的影响，比如：噪声、不理想的信道估计和均衡、不精确的相位恢复等，这些因素都可能引起误符号/误码。这时的训练

数据向量可能与真实的发送数据向量有区别，但在误符号率/误码率较低的情况下，它是对真实发送的数据的一种较好的估计。后文将对此进行详细描述。因而，在本文中，“确定”这个术语至少包括“无异议地确切地确定”和“估计出”两种的含义，并且不应作过于理想化的解释。

5 系数计算单元 403 根据所述接收方数据矩阵和所述训练数据向量确定滤波器系数。

图 5 示意性示出了图 4 所示的根据本发明的一种实施方式的系数设定单元的一个实施例的功能框图。在图 5 所示的该实施例中，接收方数据矩阵获取单元 401 包括接收方导频数据获取单元 501 和接收方导频数据矩阵构建单元 502，训练数据向量获取单元 402 包括导频数据确定单元 503 和发送方导频数据向量构建单元 504。

10 接收方导频数据获取单元 501 用于获取经相位恢复的 H 偏振信号（第一偏振信号） x_h 和经相位恢复的 V 偏振信号（第二偏振信号） x_v 中的当前符号的包括多个导频子载波在内的多个子载波上的数据。接收方导频数据矩阵构建单元利用获取的子载波上的数据，逐符号地生成接收方数据矩阵。

具体地，在一种实例中，将滤波器的抽头数设置为奇数 L ($L=2m+1$, $m=0,1,2,\dots$)，接收方导频数据获取单元 501 获取总计 n 个导频子载波及其两侧若干子载波上接收到的数据。接收方导频数据矩阵构建单元 502 根据所提取的子载波上的数据，根据预定的规则构建接收方导频数据矩阵。

在该实例中，接收方导频数据矩阵构建单元 502 将 H 偏振方向上某个导频子载波（假设编号为 i ）承载的数据以及该导频子载波 i 的前 m 个子载波承载的数据和该导频子载波 i 的后 m 个子载波承载的数据以及 V 偏振方向上该导频子载波 i 承载的数据以及该导频子载波 i 的前 m 个子载波承载的数据和该导频子载波的后 m 个子载波承载的数据作为矩阵的当前行。因而，可以看出，因为导频子载波的前后子载波（例如编号为 $i+1$ 的子载波）并不一定是导频子载波，因而该行使用的数据并不都是导频子载波上承载的数据。但是用于构建当前行的这些子载波是以当前导频子载波为中心的子载波。将该行称为与该导频子载波 i 相对应，或者称该导频子载波 i 与该接收方导频数据矩阵的该行相对应。

总计获取预定数目（例如 n 个）的导频子载波分别作为当前导频子载波，获取其上承载的数据，并获取该导频子载波 i 的前 m 个子载波承载的数据和该导频子载波的后 m 个子载波承载的数据，来获得接收方数据矩阵。很显然，这样的矩阵的列数为 $2L$ ，行数为 n 。

图 6 示意性地示出了所获得的接收方数据矩阵构造单元构造的数据矩阵的第 i 行。如图 6 所示，它包含当前 H 和 V 偏振方向上接收到的 OFDM 符号中以第 i 个子载波（在本实

施方式中为导频子载波) 为中心的共 L 个子载波上的信号。

在优选的实施方式中, 所获得的接收方数据矩阵的预定行数 n 大于 $2L$ 。

在有的实例中, 可能出现当前导频子载波 i 前面的子载波数不足 m 个的情况。当当前导频子载波 i 前面的子载波数不足 m 个时, 可以将该行的 $2L$ 个列中的不能从子载波获得的
5 数据的列的数据补为 0。例如当前导频子载波的前面的子载波数仅有 $m-k$ (k 是小于 m 的整数) 个时, 则该行的数据可以是:

$$0, 0, \dots, 0, x_{h,i-m+k}, \dots, x_{h,i}, \dots, x_{h,i+m}, 0, 0, \dots, 0, x_{v,i-m+k}, \dots, x_{v,i}, \dots, x_{v,i+m}$$

即, 针对 H 偏振方向和 V 偏振方向的列分别填补了 k 个 0。

类似地, 当当前导频子载波 i 后面的子载波数不足 m 个时, 也可以将该行的 $2L$ 个列
10 中的不能从子载波获得的导频数据的列的数据补为 0。例如当当前子载波的后面的子载波数仅有 k (k 是小于 m 的整数) 个时, 则该行的数据可以是:

$$x_{h,i-m}, \dots, x_{h,i}, \dots, x_{h,i+m-k}, 0, \dots, 0, x_{v,i-m}, \dots, x_{v,i}, \dots, x_{v,i+m-k}, 0, \dots, 0,$$

即, 针对 H 偏振方向和 V 偏振方向的列分别填补了 k 个 0。

因为填补的数据是已知的, 因而填补的情况也可以视为是从全零的虚拟子载波中提取
15 了数据, 并且除非上下文中有明确的指示, 本发明中提及的子载波包括这种虚拟子载波。一般的, OFDM 信号的频谱两侧都包含若干全零的虚拟子载波。

在另一实例中, 将滤波器的抽头数设置为偶数 L ($L=2m, m=0,1,2,\dots$), 此时, 可以针对
20 H 偏振方向上和 V 偏振方向, 获得该当前导频子载波 i 承载的数据、当前导频子载波前 $m-1$ 个子载波承载的数据、以及当前导频子载波后 m 个子载波承载的数据, 来构成接收方数据矩阵的当前行 i 。也可以针对 H 偏振方向上和 V 偏振方向, 获得该当前导频子载波 i 承载的数据、当前导频子载波前 m 个子载波承载的数据、以及当前导频子载波后 $m-1$ 个子载波承载的数据, 来构建接收方数据的当前行 i 。在本发明中, 在这种情况下, 尽管当前导频子载波前后的子载波数目不完全相同, 仍然称这些子载波为以当前导频子载波为中心。进一步地, 当前导频子载波前后的子载波数目相差也可以不为 1, 而是某确定数目 (大
25 于 1 的整数) 之内的任何数。

另外, 各行所针对的导频子载波可以不是连续的。即, 可以跳跃地选取作为当前导频子载波的导频子载波, 来构建接收方导频数据矩阵的各行。例如如果编号为 i 、 $i+10$ 、 $i+20$ 、 $i+30$ 的子载波为导频子载波, 则接收方导频数据矩阵构建单元 502 可以分别以编号为 i 、 $i+10$ 、 $i+30$ 的子载波为当前导频子载波来构建接收方导频数据矩阵。矩阵中行的顺序也不
30 一定是按子载波的编号递增或递减顺序构建的, 例如可以依次以编号为 i 、 $i+30$ 、 $i+10$ 的子

载波为当前导频子载波来构建接收方导频数据矩阵。

总之,接收方导频数据矩阵构造单元 502 可以根据预先设定的规则来构建接收方导频数据矩阵,因为所构建的矩阵的每一行都是针对某个导频子载波的,因而尽管不是每一行中的每一列的数据都是导频子载波承载的数据,仍称该矩阵为导频数据矩阵。而接收方导频数据获取单元 501 可以与该预定规则相适应地获得相应的数据供接收方数据矩阵构造单元 502 使用。接收方导频数据获取单元 501 并不是仅仅获取导频子载波上承载的数据,但是其必须获取预定数目(例如 n)的导频子载波上承载的数据。

另一方面,导频数据获取单元 501 也可以简单地获取所有子载波所承载的数据供接收方导频数据矩阵构造单元 502 使用。在这种情况下,接收方导频数据矩阵构造单元 502 自己进行筛选。

发送方导频数据确定单元 503 获取接收方导频数据矩阵中各行所对应的导频子载波上的导频数据。由于导频数据是已知的,因而发送方导频数据确定单元 503 能够根据查表等方法获得发送方在这些导频子载波上实际发送的数据。发送方导频数据向量构建单元 504 构建 H 偏振方向发送方导频数据向量和 V 偏振方向发送方导频数据向量。应该注意,所取得的这些导频数据也是发送方在与接收方导频数据矩阵的各行所对应的子载波上发送的数据(第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据)。

系数计算单元根据所述导频数据和所述相位恢复后频域信号矩阵逐符号地获得所述蝶形滤波器的系数。下面对此进行说明。

公式(3)可以简洁地表示为矩阵形式:

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_h &= \mathbf{x} \mathbf{W}_h \\ \mathbf{y}_v &= \mathbf{x} \mathbf{W}_v \end{aligned} \quad (4)$$

其中 $\mathbf{W}_h = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{hh} \\ \mathbf{W}_{vh} \end{bmatrix}$ 和 $\mathbf{W}_v = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_{hv} \\ \mathbf{W}_{vv} \end{bmatrix}$ 是滤波器系数,它们都是 $2L$ 维列向量, L 是滤波器抽头数。

根据公式 4 可以得知,如果已知 $\mathbf{y}_h$ 、 $\mathbf{y}_v$ 和 $\mathbf{x}$, 可以确定 $\mathbf{W}_h$ 和 $\mathbf{W}_v$ 。

为了表示方便,设 $L=2m+1$ ($m=0,1,2,\dots$)。滤波器的输入 $\mathbf{x}$ 是相位恢复后的频域信号中的数据的构成的一个 $n_{sc} \times 2L$ 的矩阵, n_{sc} 为子载波数:

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_{h,1-m} & x_{h,1-m+1} & \cdots & x_{h,1+m} & x_{v,1-m} & x_{v,1-m+1} & \cdots & x_{v,1+m} \\ x_{h,2-m} & x_{h,2-m+1} & \cdots & x_{h,2+m} & x_{v,2-m} & x_{v,2-m+1} & \cdots & x_{v,2+m} \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ x_{h,n_{sc}-m} & x_{h,n_{sc}-m+1} & \cdots & x_{h,n_{sc}+m} & x_{v,n_{sc}-m} & x_{v,n_{sc}-m+1} & \cdots & x_{v,n_{sc}+m} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$\mathbf{x}$ 中元素的下标分别表示偏振方向和子载波序号 (例如: $x_{h,i-m}$ 表示当前 H 偏振方向上接收到的 OFDM 符号的第 $i-m$ 个子载波上的信号)。

滤波器的输出 $\mathbf{y}_h$ 和 $\mathbf{y}_v$ 是 n_{sc} 维列向量。

为了确定(4)式中的滤波器系数 $\mathbf{w}_h$ 和 $\mathbf{w}_v$, 可以使用最小均方误差法 (minimal mean

5 square error - MMSE), 即最小化下式中的 e_h 和 e_v :

$$\begin{aligned} e_h &= \|\mathbf{x}_{tr}\mathbf{w}_h - \mathbf{t}_h\|^2 \\ e_v &= \|\mathbf{x}_{tr}\mathbf{w}_v - \mathbf{t}_v\|^2 \end{aligned} \quad (6)$$

得到的滤波器系数是:

$$\begin{aligned} \mathbf{w}_h &= (\mathbf{x}_{tr}^H \mathbf{x}_{tr})^{-1} \mathbf{x}_{tr}^H \mathbf{t}_h \\ \mathbf{w}_v &= (\mathbf{x}_{tr}^H \mathbf{x}_{tr})^{-1} \mathbf{x}_{tr}^H \mathbf{t}_v \end{aligned} \quad (7)$$

(7)式中上标 H 表示矩阵共轭转置, 上标 -1 表示矩阵求逆。 $\mathbf{x}_{tr}$ 是根据相位恢复后的频域信号

10 获得的输入数据矩阵。 $\mathbf{t}_h, \mathbf{t}_v$ 表示发送的数据。

在本实施方式中, 由于导频数据是已知的, 即 $\mathbf{t}_h, \mathbf{t}_v$ 是已知的, 而 $\mathbf{x}_{tr}$ 是接收到的, 也是已知的, 因而可以确定出系数 $\mathbf{w}_h$ 和 $\mathbf{w}_v$ 。

具体地, 当针对 n ($2L < n \leq n_p$) 个导频子载波构建接收方导频数据矩阵时, 可以得到以下的一个 $n \times 2L$ 矩阵, 它是(5)式中 $\mathbf{x}$ 的一个子集:

$$15 \quad \mathbf{x}_{tr} = \begin{bmatrix} x_{h,i_1-m} & x_{h,i_1-m+1} & \cdots & x_{h,i_1+m} & x_{v,i_1-m} & x_{v,i_1-m+1} & \cdots & x_{v,i_1+m} \\ x_{h,i_2-m} & x_{h,i_2-m+1} & \cdots & x_{h,i_2+m} & x_{v,i_2-m} & x_{v,i_2-m+1} & \cdots & x_{v,i_2+m} \\ \vdots & & & \vdots & \vdots & & & \vdots \\ x_{h,i_n-m} & x_{h,i_n-m+1} & \cdots & x_{h,i_n+m} & x_{v,i_n-m} & x_{v,i_n-m+1} & \cdots & x_{v,i_n+m} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$\mathbf{x}_{tr}$ 中元素的下标分别表示偏振方向和子载波序号 (例如: x_{h,i_1-m} 表示当前 h 偏振方向上接收到的 OFDM 符号的第 i_1-m 个子载波上的信号), $i_1, i_2 \cdots i_n$ 是导频子载波的序号, 可在总计为 n_p 个导频子载波中任意选取。OFDM 符号中哪些子载波是导频子载波对于接收机是已知的, 因而可以获得这些导频子载波上承载的数据。

20 此时, $\mathbf{t}_h, \mathbf{t}_v$ 是 n 维列向量, 分别表示发送方发送的 H 偏振方向的导频数据和 V 偏振方向的导频数据。 $\mathbf{t}_h, \mathbf{t}_v$ 是 H 偏振方向发送方导频数据向量和 V 偏振方向发送方导频数据向量

的实施例。

$$\mathbf{t}_h = \begin{bmatrix} s_{h,i_1} \\ s_{h,i_2} \\ \vdots \\ s_{h,i_n} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{t}_v = \begin{bmatrix} s_{v,i_1} \\ s_{v,i_2} \\ \vdots \\ s_{v,i_n} \end{bmatrix} \quad (9)$$

$\mathbf{t}_h, \mathbf{t}_v$ 中元素的下标分别表示偏振方向和子载波序号（例如： s_{h,i_1} 表示当前 h 偏振方向上发送的 OFDM 符号的编号为 i_1 的导频子载波上的导频数据）。

- 5 式(7)实际上是根据接收到的信号式(8)和训练数据式(9)，以最小均方误差准则计算滤波器系数。强调一下，该实施例中 n 可以小于或等于导频子载波的总数 n_p 。

在上面的实施方式中，采用了最小均方误差法来根据频域数据矩阵（接收方数据矩阵以及发送方导频数据向量）计算滤波器系数，但是也可以采用其它的方法（例如 LMS 算法（最小均方算法）等）计算滤波器系数。

- 10 图 7 示意性示出了图 4 所示的根据本发明的一种实施方式的系数设定单元的另一个实施例的功能框图。在图 7 所示的该实施例中，接收方数据矩阵获取单元 401 包括传输数据获取单元 701 和接收方传输数据矩阵构建单元 702，发送方数据矩阵获取单元 402 包括数据判决单元 703 和发送方传输数据向量构建单元 704。

- 15 传输数据获取单元 701 用于获取经相位恢复的 H 偏振信号（第一偏振信号） $\mathbf{x}_h$ 和经相位恢复的 V 偏振信号（第二偏振信号） $\mathbf{x}_v$ 中的当前符号的多个子载波上的数据。与前面图 5 所示的实施例中的数据获取单元 501 不同，本实施例中的传输数据获取单元 701 获取预定数目（例如 n 个）的任意选取的子载波（这些载波不一定是导频子载波）及其两侧若干个子载波上的数据。在一种特例中，传输数据获取单元 701 获取 n 个非导频子载波及这 n 个子载波两侧的若干子载波上的数据。强调一下：该实施例中 n 为任意选取的子载波个数。
- 20

- 接收方传输数据矩阵构建单元 702 利用这些子载波上所承载的数据，逐符号地生成接收方传输数据矩阵。接收方传输数据矩阵构建单元 702 构建接收方传输数据矩阵的方式与接收方导频数据矩阵构建单元 502 构建接收方导频数据矩阵的规则和方式相同或类似，因而在此不予赘述。也就是说，在矩阵构建方面，仅仅是各行所对应的子载波的选择不同，
- 25 其余方面都可以相同。

数据判决单元 703 对相位恢复之后得到的信号 $\mathbf{x}_h$ 和 $\mathbf{x}_v$ 进行判决，从而恢复出发送方

发送的数据。在一种实施方式中，数据判决单元 703 仅对接收方传输数据矩阵的各行所对应的子载波上承载的数据进行判决，恢复出数据供发送方传输数据向量构建单元 704 使用。在另一种实施方式中，数据判决单元 703 对所有子载波上承载的数据进行判决，恢复出数据供发送方传输数据向量构建单元 704 使用。在这种情况下，发送方传输数据向量构建单元 704 自己需要进行数据的选择。可以使用本领域技术人员现在和以后所知的任何方法进行数据判决，例如可以使用软判决和硬判决的方法。

发送方传输数据向量构建单元 704 利用对 $\mathbf{x}_h$ 和 $\mathbf{x}_v$ 判决的结果构造 H 偏振方向发送方传输数据向量 $\mathbf{t}_h$ 和 V 偏振方向训练数据向量 $\mathbf{t}_v$ 。

$$\mathbf{t}_h = \begin{bmatrix} \hat{s}_{h,i_1} \\ \hat{s}_{h,i_2} \\ \vdots \\ \hat{s}_{h,i_n} \end{bmatrix} \quad \mathbf{t}_v = \begin{bmatrix} \hat{s}_{v,i_1} \\ \hat{s}_{v,i_2} \\ \vdots \\ \hat{s}_{v,i_n} \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中元素的下标分别表示偏振方向和子载波序号（例如： $\hat{s}_{h,i_1}$ 是对 x_{h,i_1} 的判决结果）。在这种情况下，系数的计算和之前的实施方式是一样的。

再次说明，这里的发送方传输数据向量实际是经判决出的数据构成的向量，该判决数据只是接收方认为的发送方的数据，与发送方实际发送的数据可能有一定的差异。因而在对本发明进行理解时，不应对各术语给予过于狭隘或理想化的解释，而应该根据上下文，从本领域技术人员实际运用的角度进行解释。

H 偏振方向发送方导频数据向量以及 H 偏振方向发送方传输数据向量是 H 偏振方向训练数据向量的实施例。

V 偏振方向发送方导频数据向量以及 V 偏振方向发送方传输数据向量是 V 偏振方向训练数据向量的实施例。

图 8 示意性示出了依据本发明一种实施方式系数设定单元的工作流程图。

如图 8 所示，首先在 S801，获取经相位恢复的 H 偏振信号（第一偏振信号） $\mathbf{x}_h$ 和经相位恢复的 V 偏振信号（第二偏振信号） $\mathbf{x}_v$ 中的当前符号的多个子载波承载的数据，在一种实施方式中，获取包括多个载频子载波在内的多个子载波承载的数据（即接收的数据）。然后，在步骤 S802，利用获得的所述多个子载波上承载的数据，按照预定规则（例如上面介绍的构建各当前行的方法），生成接收方数据矩阵，例如接收方导频数据矩阵或接收方传输数据矩阵，所述接收方导频数据矩阵具有 $2L$ 列，其中 L 列为 H 偏振方向数据，另 L

列为 V 偏振方向数据。在步骤 S803, 获取与所述接收方数据矩阵对应的训练数据向量。在接收方数据矩阵是接收方导频数据矩阵的情况下, 可以利用与接收方导频数据矩阵的各行对应的导频子载波对应的导频数据构建 H 偏振方向训练数据向量和 V 偏振方向训练数据向量。在接收方数据矩阵是接收方传输数据矩阵的情况下, 对经相位恢复的数据进行数据判

5 决, 恢复出数据 (可以仅恢复出接收方导频数据矩阵的各行所对应的子载波上承载的传输数据, 也可以恢复出所有子载波上承载的数据, 并进行选取), 并根据这些数据构建 H 偏振方向训练数据向量和 V 偏振方向训练数据向量。在步骤 S804, 根据所构建的接收方数据矩阵和所确定的训练数据向量确定滤波器系数。

应该注意, 虽然上述的步骤是顺序示出的, 但这些步骤中的一些步骤 (例如步骤 S801

10 和 S802) 可以并行执行, 或以相反的顺序执行。

图 9 示出了依据本发明一种实施方式的在双偏振相干光正交频分复用接收机中使用的接收方法的流程图。如图 9 所示, 首先在步骤 S901 中, 对接收到的信号进行逐符号的相位恢复, 得到经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号。然后在步骤 S902, 根据经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号, 逐 OFDM 符号地设

15 置蝶形滤波器在当前 OFDM 符号所使用的滤波器系数。此步骤可以使用前面所述的方法和装置完成。接着在步骤 S903, 利用所述步骤 S902 所设置的蝶形滤波器的系数, 对所述经相位恢复的第一偏振信号和所述经相位恢复的第二偏振信号进行逐符号的蝶形滤波, 从而获得经蝶形滤波的第一偏振信号和经蝶形滤波的第二偏振信号。最后在步骤 S904, 从所述经蝶形滤波的第一偏振信号和所述经蝶形滤波的第二偏振信号中恢复数据。

20 在对本发明的实施方式的描述中, 对方法、步骤的描述可以用来帮助对装置、单元的理解, 对装置、单元的描述可以用来帮助对方法、步骤的理解。

本发明以上的装置和方法可以由硬件实现, 也可以由硬件结合软件实现。本发明涉及这样的逻辑部件可读程序, 当该程序被逻辑部件所执行时, 能够使该逻辑部件实现上文所述的装置或构成部件, 或使该逻辑部件实现上文所述的各种方法或步骤。逻辑部件例如

25 现场可编程逻辑部件、微处理器、计算机中使用的处理器等。本发明还涉及用于存储以上程序的存储介质, 如硬盘、磁盘、光盘、DVD、flash、磁光盘、存储卡、存储棒等等。

以上结合具体的实施方式对本发明进行了描述, 但本领域技术人员应该清楚, 这些描述都是示例性的, 并不是对本发明保护范围的限制。本领域技术人员可以根据本发明的精神和原理对本发明做出各种变型和修改, 这些变型和修改也在本发明的范围内。

权利要求书

1、一种双偏振相干光正交频分复用接收机，所述接收机包括：

相位恢复装置，所述相位恢复装置用于逐正交频分复用符号地对接收到的信号进行相位恢复，得到经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号；

5 系数设定单元，用于设置针对当前正交频分复用符号的滤波器系数；

蝶形滤波器，用于基于所述滤波器系数逐正交频分复用符号地对所述经相位恢复的第一偏振信号和所述经相位恢复的第二偏振信号进行蝶形滤波，从而获得经蝶形滤波的第一偏振信号和经蝶形滤波的第二偏振信号；以及

10 数据恢复装置，用于从所述经蝶形滤波的第一偏振信号和所述经蝶形滤波的第二偏振信号中恢复数据。

2、根据权利要求 1 所述的接收机，其中所述蝶形滤波器包括：第一滤波器、第二滤波器、第一求和器、第三滤波器、第四滤波器和第二求和器，

其中，所述经相位恢复的第一偏振信号分别输入所述第一滤波器和第三滤波器，所述经相位恢复的第二偏振信号分别输入所述第二滤波器和第四滤波器，

15 所述第一求和器用于获得经所述第一滤波器滤波后的第一偏振信号和经所述第二滤波器滤波后的第二偏振信号的和，从而获得所述经蝶形滤波后的第一偏振信号，

所述第二求和器用于获得经所述第三滤波器滤波后的第一偏振信号和经所述第四滤波器滤波后的第二偏振信号的和，从而获得所述经蝶形滤波的第二偏振信号。

20 3、根据权利要求 2 所述的接收机，其中所述第一滤波器、所述第二滤波器、所述第三滤波器和所述第四滤波器均为有限冲击响应滤波器。

4、根据权利要求 1 所述的接收机，其中所述系数设定单元包括：

接收方数据矩阵构建单元，基于接收方经相位恢复的各正交频分复用符号的多个子载波承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，构建列数为所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍的接收方数据矩阵；

25 训练数据向量获取单元，用于确定发送方在与所述接收方数据矩阵的各行所对应的子载波上发送的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，并利用确定出的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据构建与所述接收方数据矩阵相对应的第一偏振方向训练数据向量和第二偏振方向训练数据向量；以及

系数计算单元，根据所述接收方数据矩阵和所述训练数据向量确定滤波器系数。

30 5、根据权利要求 4 所述的接收机，其中

所述接收方数据矩阵构建单元包括：

接收方导频数据获取单元，用于获取包括多个导频子载波在内的所述多个子载波上承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据；

5 接收方导频数据矩阵构建单元，根据预定的规则，利用所述接收方导频数据获取单元所获得的数据，构建接收方导频数据矩阵，作为所述接收方数据矩阵，其中所述接收方导频数据矩阵的各行分别对应于所述多个导频子载波中的一个导频子载波，

所述训练数据向量获取单元包括：

发送方导频数据确定单元，用于确定发送方在所述多个导频子载波上发送的导频数据；以及

10 导频数据向量构建单元，利用所述多个导频子载波上发送的导频数据，构建作为所述第一偏振方向训练数据向量的第一偏振方向导频数据向量以及作为所述第二偏振方向训练数据向量的第二偏振方向导频数据向量。

6、根据权利要求 4 所述的接收机，其中

所述接收方数据矩阵构建单元包括：

15 传输数据获取单元，用于获取经相位恢复后的多个子载波承载的第一偏振方向的传输数据和第二偏振方向的传输数据；

接收方传输数据矩阵构建单元，利用所述传输数据，根据预定的规则，构建作为所述接收方数据矩阵的接收方传输数据矩阵，所述接收方传输数据矩阵的各行对应于所述多个子载波中的一个子载波，

20 所述训练数据向量获取单元包括：

数据判决单元，用于恢复出与所述接收方传输数据矩阵的各行对应的子载波上承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据；以及

25 发送方传输数据向量构建单元，利用所述数据判决单元所恢复出的所述第一偏振方向的传输数据和第二偏振方向的传输数据，构建作为第一偏振方向训练数据向量的第一偏振方向发送方传输数据向量以及作为所述第二偏振方向训练数据向量的第二偏振方向发送方传输数据向量。

7、根据权利要求 1 所述的接收机，其中所述系数计算单元采用最小均方误差法或最小均方法获得所述蝶形滤波器的滤波器系数。

8、根据权利要求 4 所述的接收机，其中所述接收方数据矩阵的各行包括 L 个子载波
30 所承载的第一偏振方向的数据以及所述 L 个子载波所承载的第二偏振方向的数据，L 是所

述蝶形滤波器的抽头数。

9、根据权利要求 8 所述的接收机，其中所述 L 个子载波是连续的子载波。

10、根据权利要求 4 所述的接收机，其中所述接收方数据矩阵的行数大于所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍。

5 11、一种双偏振相干光正交频分复用接收机中使用的接收方法，所述方法包括：

相位恢复步骤，用于逐正交频分复用符号地对接收到的信号进行相位恢复，得到经相位恢复的第一偏振信号和经相位恢复的第二偏振信号；

系数设定步骤，用于设置蝶形滤波器在当前正交频分复用符号所使用的滤波器系数；

10 蝶形滤波步骤，用于利用所述蝶形滤波器，使用所述滤波器系数，逐正交频分复用符号地对所述经相位恢复的第一偏振信号和所述经相位恢复的第二偏振信号进行蝶形滤波，从而获得经蝶形滤波的第一偏振信号和经蝶形滤波的第二偏振信号；以及

数据恢复步骤，用于从所述经蝶形滤波的第一偏振信号和所述经蝶形滤波的第二偏振信号中恢复数据。

12、一种蝶形滤波器系数设定装置，所述蝶形滤波器系数设定装置能够用于根据权利要求 1—3 任一项所述的接收机中，用作系数设定单元，其中所述蝶形滤波器系数设定装置包括：

接收方数据矩阵构建单元，基于接收方经相位恢复的各正交频分复用符号的多个子载波承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，构建列数为所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍的接收方数据矩阵；

20 训练数据向量获取单元，用于确定发送方在与所述接收方数据矩阵的各行所对应的子载波上发送的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，并利用确定出的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据构建与所述接收方数据矩阵相对应的第一偏振方向训练数据向量和第二偏振方向训练数据向量；以及

系数计算单元，用于根据所述接收方数据矩阵和所述训练数据向量确定滤波器系数。

25 13、根据权利要求 12 所述的蝶形滤波器系数设定装置，其中

所述接收方数据矩阵构建单元包括：

接收方导频数据获取单元，用于获取包括多个导频子载波在内的所述多个子载波上承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据；

30 接收方导频数据矩阵构建单元，根据预定的规则，利用所述接收方导频数据获取单元所获得的数据，构建接收方导频数据矩阵，作为所述接收方数据矩阵，其中所述接收方导

频数据矩阵的各行分别对应于所述多个导频子载波中的一个导频子载波，

所述训练数据向量获取单元包括：

发送方导频数据确定单元，用于确定发送方在所述多个子载波上发送的导频数据；以及

- 5 导频数据向量构建单元，利用所述多个导频子载波上发送的导频数据，构建作为所述第一偏振方向训练数据向量的第一偏振方向导频数据向量以及作为所述第二偏振方向训练数据向量的第二偏振方向导频数据向量。

14、根据权利要求 12 所述的蝶形滤波器系数设定装置，其中

所述接收方数据矩阵构建单元包括：

- 10 传输数据获取单元，用于获取经相位恢复后的多个子载波承载的第一偏振方向的传输数据和第二偏振方向的传输数据；

接收方传输数据矩阵构建单元，利用所述传输数据，根据预定的规则，构建作为所述接收方数据矩阵的接收方传输数据矩阵，所述接收方传输数据矩阵的各行对应于所述多个子载波中的一个子载波，

- 15 所述训练数据向量获取单元包括：

数据判决单元，用于恢复出与所述接收方传输数据矩阵的各行对应的子载波上承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据；以及

- 发送方传输数据向量构建单元，利用所述数据判决单元所恢复出的所述第一偏振方向的传输数据和第二偏振方向的传输数据，构建作为第一偏振方向训练数据向量的第一偏振方向发送方传输数据向量以及作为所述第二偏振方向训练数据向量的第二偏振方向发送方传输数据向量。
- 20

15、一种蝶形滤波器系数设定方法，所述蝶形滤波器系数设定方法能够用于权利要求 12 所述的蝶形滤波器系数设定装置中，其中所述蝶形滤波器系数设定方法包括：

- 接收方数据矩阵构建步骤，基于经相位恢复的各正交频分复用符号的多个子载波承载的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，构建列数为所述蝶形滤波器的抽头数的 2 倍的接收方数据矩阵；
- 25

训练数据向量获取步骤，用于确定发送方在所述多个子载波上发送的对应的第一偏振方向的数据和第二偏振方向的数据，并构建与所述接收方数据矩阵相对应的第一偏振方向训练数据向量和第二偏振方向训练数据向量；以及

- 30 系数计算步骤，根据所述接收方数据矩阵和所述训练数据向量确定滤波器系数。

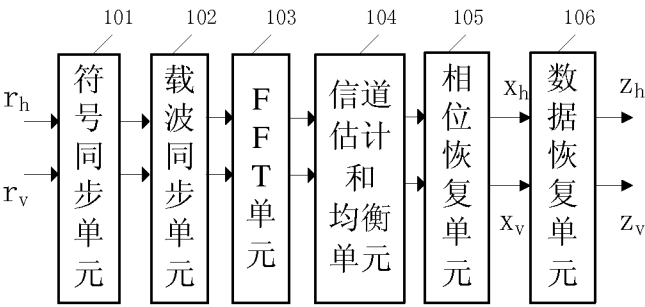


图 1

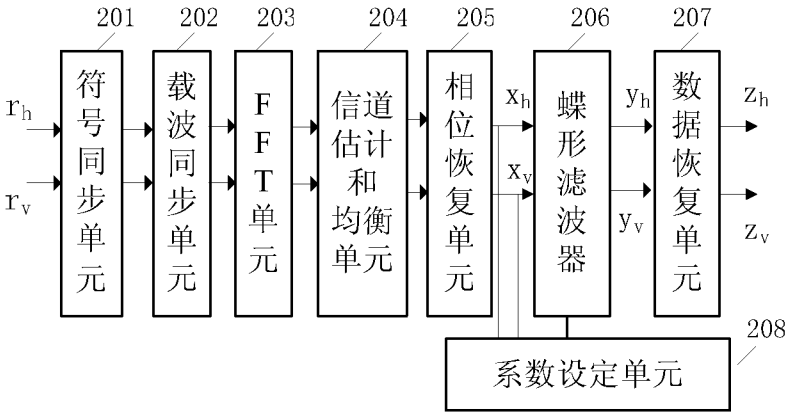


图 2

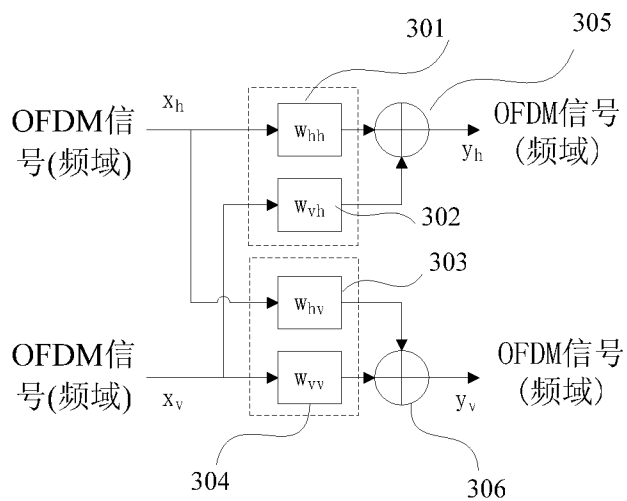


图 3

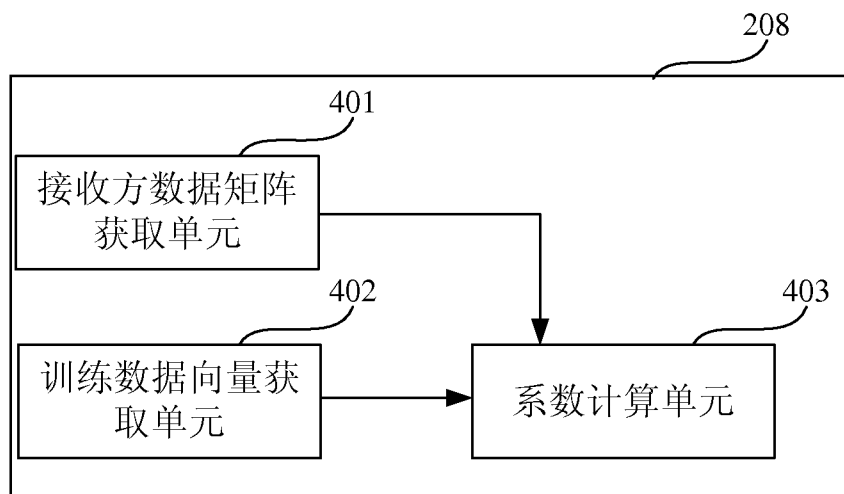


图 4

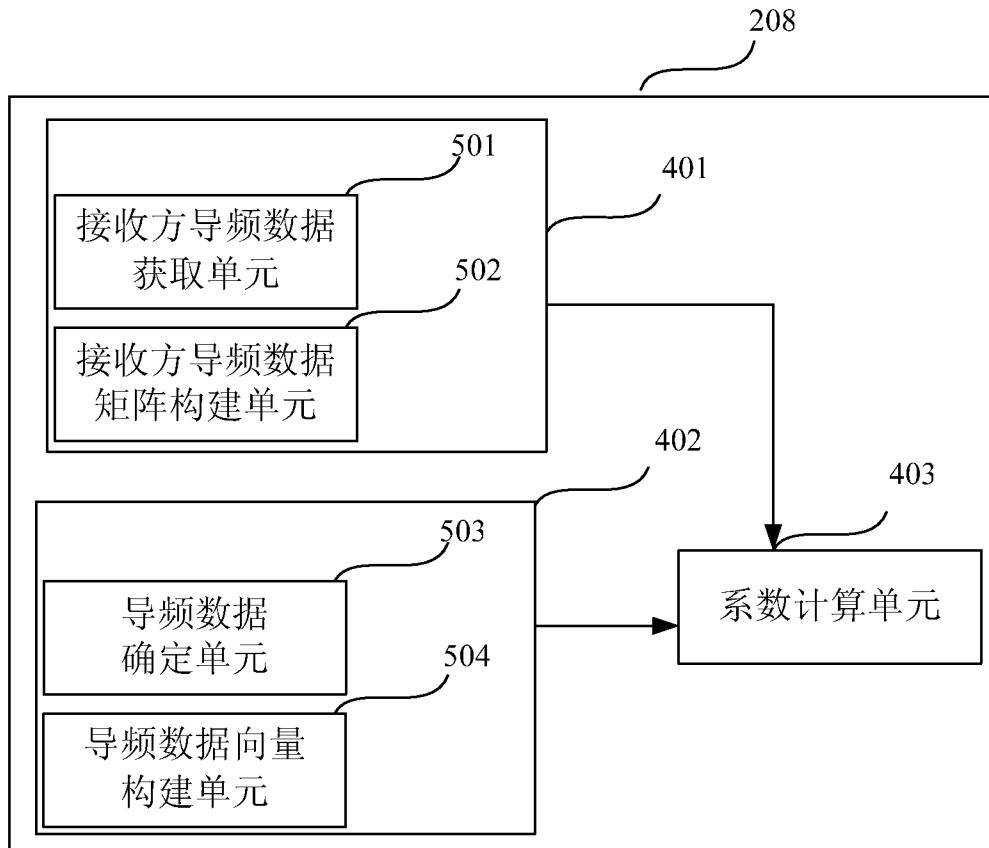


图 5

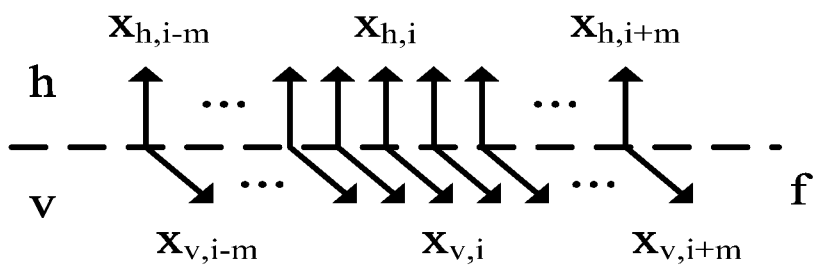


图 6

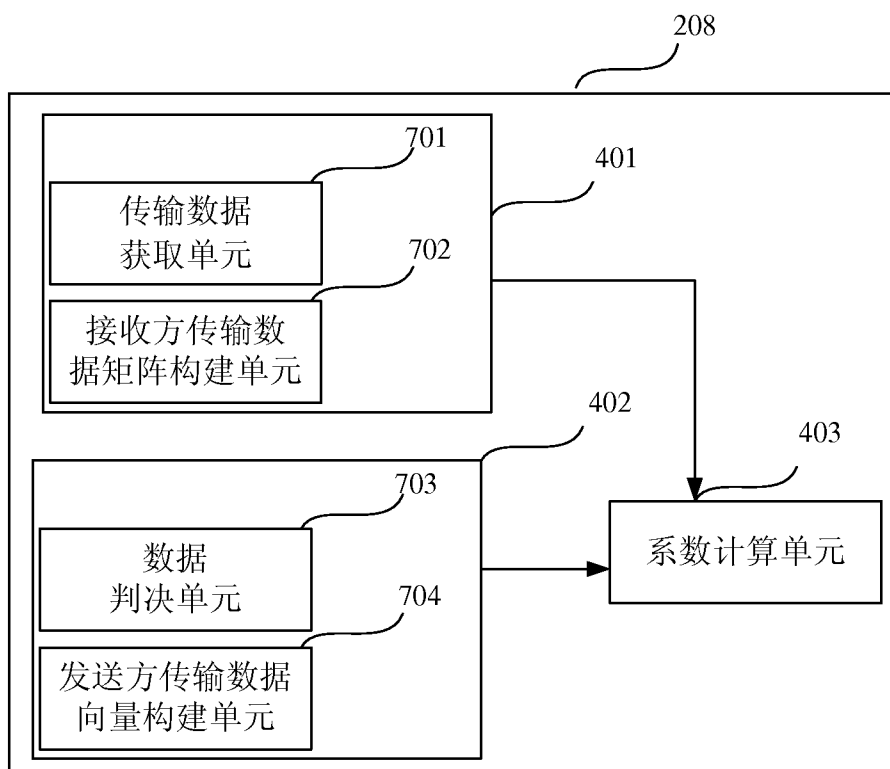


图 7

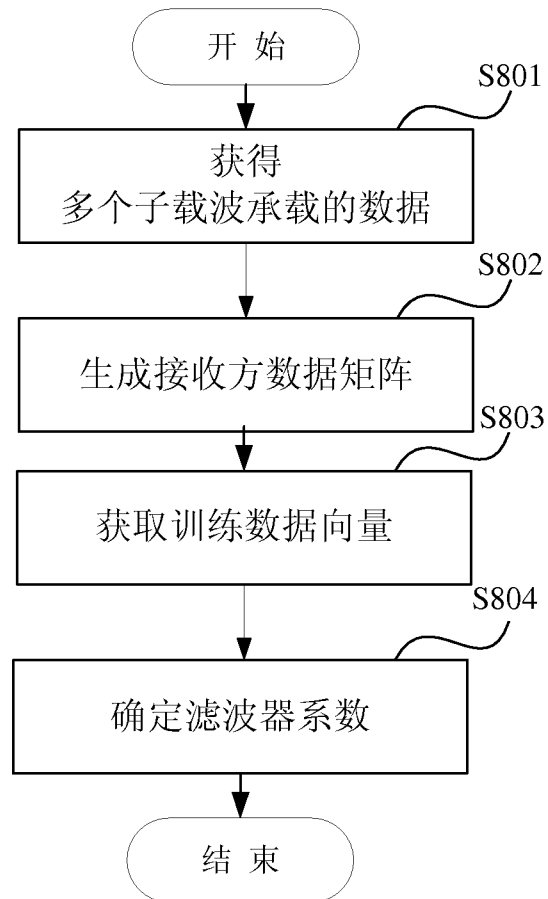


图 8

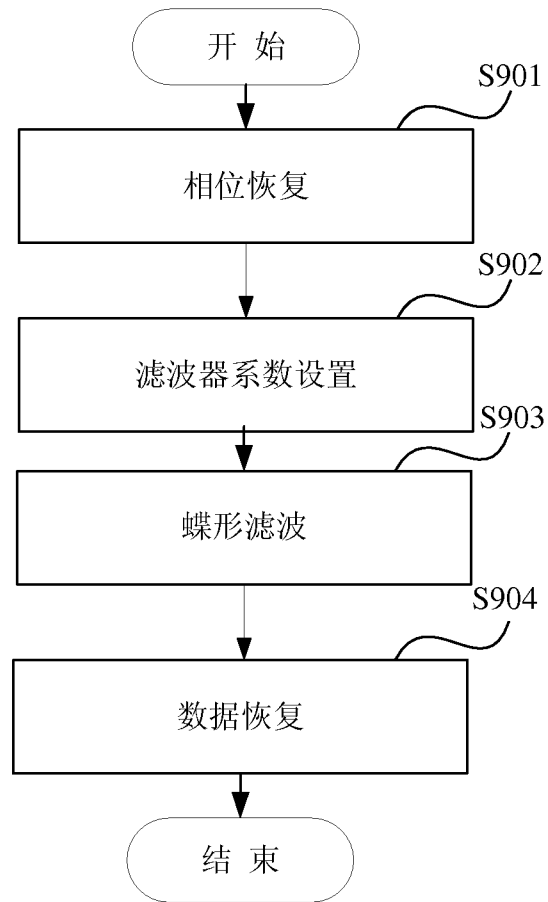


图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2011/072340

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L27/26(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC: H04L, H04W, H04Q

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

CPRSABS,SIPOABS,DWPI,CNTEXT,WOTXT,USTXT,EPTXT,CNKI: OFDM, DUAL POLARIZ+, POLARIZ+, COHERENT, OPTICAL, BUTTERFLY, FILTER+, FIR, INTER CARRIER INTERFERENCE, ICI, BUTTERFLY FILTER

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
	EP2290837A1 (NIPPON TELEGRAPH&TELEPHONE CORP) 02 Mar. 2011(02.03.2011)	
Y	claims 1-2, the description paragraph 167, figures 11-12	1-3,7,11
A	the whole document	4-6,8-10,12-15
	CN101895499A (UNIV BEIJING POSTS&TELECOM)24 Nov. 2010(24.11.2010)	
Y	claims 1, 7, the description paragraphs 30-31, figure 5	1-3,7,11
A	the whole document	4-6,8-10,12-15
A	CN101459644A(UNIV BEIJING et al.) 17 Jun. 2009(17.06.2009) the whole document	1-15

☐ Further documents are listed in the continuation of Box C.☒ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:	“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance	“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date	“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
“L” document which may throw doubts on priority claim (S) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)	“&”document member of the same patent family
“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means	
“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed	

Date of the actual completion of the international search 21 Dec. 2011(21.12.2011)	Date of mailing of the international search report 05 Jan. 2012 (05.01.2012)
Name and mailing address of the ISA/CN The State Intellectual Property Office, the P.R.China 6 Xitucheng Rd., Jimen Bridge, Haidian District, Beijing, China 100088 Facsimile No. 86-10-62019451	Authorized officer WANG Fei Telephone No. (86-10)62411237

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2011/072340

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
EP2290837A1	02.03.2011	WO2009154278A1	23.12.2009
		US20110129041A1	02.06.2011
		CN102047582A	04.05.2011
CN101895499A	24.11.2010	None	
CN101459644A	17.06.2009	None	

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2011/072340

A. 主题的分类

H04L27/26(2006.01)i

按照国际专利分类(IPC)或者同时按照国家分类和 IPC 两种分类

B. 检索领域

检索的最低限度文献(标明分类系统和分类号)

IPC: H04L, H04W, H04Q

包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献

在国际检索时查阅的电子数据库(数据库的名称, 和使用的检索词(如使用))

CPRSABS,SIPOABS,DWPI,CNTXT,WOTXT,USTXT,EPTXT,CNKI: 正交频分复用, OFDM, 双偏振, 偏振, 相干, 光, 卷积, 蝶, 滤波, 有限冲击响应, 有限冲激响应, 载波间干扰, 载波间串扰, 相位, 校正, 补偿, 恢复, 蝶形滤波器, DUAL POLARIZ+, POLARIZ+, COHERENT, OPTICAL, BUTTERFLY, FILTER+, FIR, INTER CARRIER INTERFERENCE, ICI, BUTTERFLY FILTER

C. 相关文件

类 型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求
Y	EP2290837A1 (NIPPON TELEGRAPH&TELEPHONE CORP) 02.3 月 2011(02.03.2011) 权利要求 1-2, 说明书第 167 段, 图 11-12	1-3,7,11
A	全文	4-6,8-10,12-15
Y	CN101895499A (北京邮电大学)24.11 月 2010(24.11.2010) 权利要求 1, 7, 说明书第 30-31 段、图 5	1-3,7,11
A	全文	4-6,8-10,12-15
A	CN101459644A(北京大学 等) 17.6 月 2009(17.06.2009) 全文	1-15



其余文件在 C 栏的续页中列出。



见同族专利附件。

* 引用文件的具体类型:

“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件

“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利

“L” 可能对优先权要求构成怀疑的文件, 或为确定另一篇引用文件的公布日而引用的或者因其他特殊理由而引用的文件(如具体说明的)

“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件

“P” 公布日先于国际申请日但迟于所要求的优先权日的文件

“T” 在申请日或优先权日之后公布, 与申请不相抵触, 但为了理解发明之理论或原理的在后文件

“X” 特别相关的文件, 单独考虑该文件, 认定要求保护的发明不是新颖的或不具有创造性

“Y” 特别相关的文件, 当该文件与另一篇或者多篇该类文件结合并且这种结合对于本领域技术人员为显而易见时, 要求保护的发明不具有创造性

“&” 同族专利的文件

国际检索实际完成的日期

21.12 月 2011(21.12.2011)

国际检索报告邮寄日期

05.1 月 2012 (05.01.2012)

ISA/CN 的名称和邮寄地址:

中华人民共和国国家知识产权局

中国北京市海淀区蓟门桥西土城路 6 号 100088

传真号: (86-10)62019451

受权官员

王飞

电话号码: (86-10) 62411237

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2011/072340

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
EP2290837A1	02.03.2011	WO2009154278A1	23.12.2009
		US20110129041A1	02.06.2011
		CN102047582A	04.05.2011
CN101895499A	24.11.2010	无	
CN101459644A	17.06.2009	无	