

(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 18 日 (18.10.2012)



(10) 国际公布号
WO 2012/139285 A1

- (51) 国际专利分类号:
H04B 1/707 (2011.01)
- (21) 国际申请号: PCT/CN2011/072711
- (22) 国际申请日: 2011 年 4 月 13 日 (13.04.2011)
- (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,

[见续页]

(54) Title: RECEIVER AND RECEPTION METHOD

(54) 发明名称: 接收机以及接收方法

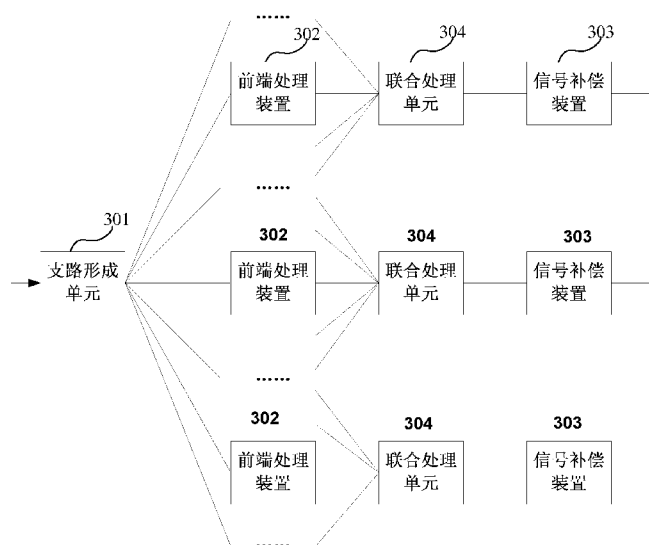


图 3 / Fig. 3

301 BRANCH GENERATION UNIT
302 FRONT PROCESSING DEVICE
303 SIGNAL COMPENSATION DEVICE
304 JOINT PROCESSING UNIT

(57) Abstract: A receiver and a reception method are provided in the embodiments of the present invention. The receiver comprises a branch generation unit and multiple signal branches; each signal branch comprises a joint processing unit which performs processing for eliminating inter-carrier interference for sub-carrier signals on the signal branch and sub-carrier signals on the other signal branches which are adjacent to the signal branch. With the embodiments of the present invention, inter-carrier interference can be eliminated, system performance can be improved, and sampling ratio of an analog to digital converter can be decreased.

[见续页]

WO 2012/139285 A1



SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, **本国际公布:**

GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。

— 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

(57) 摘要:

本发明实施例提供一种接收机及接收方法，所述接收机包括：支路形成单元和多个信号支路；每一个信号支路包括：联合处理单元，用于对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理。通过本发明实施例，可以消除载波间干扰，提高系统的性能；并且可降低模数转换器的采样率。

接收机以及接收方法

技术领域

本发明涉及通信技术领域，特别涉及一种相干光正交频分复用（OFDM, Orthogonal Frequency Division Multiplexing）超信道（Super Channel）接收机以及接收方法。

背景技术

为了提高光通信的容量和频谱利用率，最近相干 OFDM 吸引了许多研究者的兴趣。在 OFDM 超信道中，包含多个光载波。各个光载波独立调制，形成若干个子信道，这些子信道共同构成超信道。各个光载波可以使用高级调制格式（例如 QPSK）。

在这种系统中，子载波间隔等于波特率，各子信道的频谱有严重的重叠，但由于它们之间的正交性，理论上各个子信道仍可以被解调并且互不干扰。在接收端，光信号与本振激光器混频后被光电探测器转换为电信号，该电信号经过模数转换后进行一系列数字信号处理（DSP, Digital Signal Processing）。DSP 包括子载波分离、自适应均衡、频差补偿、相位恢复等，补偿传输损伤、频差、线宽等效应并最终恢复出发送的数据。接收机中采用的 DSP 技术是超信道的关键技术之一，目前文献中报道的方法是用多个本振激光器分别对准不同的子载波，从而接收各子载波，并接收对各子载波单独地进行 DSP 处理以解调数据。

图 1 是现有技术中超信道接收机的结构示意图。如图 1 所示，该接收机接收来自发射机的信号后，通过耦合器（CPL, coupler）将信号分为多路。如图 1 所示，对应于每一路信号的信号支路可包括前端处理装置

101 和信号补偿装置 102。其中，前端处理装置 101 可包括：本振激光器（LO）1011、混频器（HB）1012、反混叠滤波器（AAF）1013、模数转换器（ADC，Analog Digital Converter）1014、静态色散补偿器（CDC）1015 和自适应均衡器（AEQ）1016。信号补偿装置 102 可包括：频差补偿器（FOC）1021、载波相位恢复器（CPR）1022 和数据恢复器（DR）1023。

如图 1 所示，每一路信号可对应一个本振激光器 1011。在实际系统中，多个本振激光可以来自于独立的激光器，也可以来自于【非专利文献 1】中的多载波光源，或锁模激光器等。总之，可以是某种包含多个离散波长的激光光源。

如图 1 所示，超信道光信号分别和不同波长的本振激光混频，可被混频器 1012 中的光电探测器转换为基带电信号。当每次采样只解调一个子载波时，多个本振光源分别对准多个子载波的频率。然后，电信号经反混叠滤波器 1013 和模数转换器 1014 采样转换到数字域，此后进行一系列数字信号处理。

其中，静态色散补偿器 1015 用来补偿长距离光纤传输后的累积色散；自适应均衡器 1016 用来补偿残余色散、偏振模色散及其它动态线性损伤；频差补偿器 1021 用来补偿发射端和接收端激光器的频差；载波相位恢复器 1022 用来补偿发射端和接收端激光器的相位噪声；数据恢复器 1023 用来恢复发送数据。图 1 示出了每次采样只解调一个子载波的情况，也可以每次采样解调多个子载波。

图 2 是现有技术中超信道接收机的又一结构示意图。如图 2 所示，

前端处理装置 201 还包括载波分离器 (SCS) 2010, 通过该载波分离器 2010 将输入信号分成了两个载波。但不限于此, 也可以分成更多个载波; 并且各载波分离器所分出的载波数可以相同也可以不同。每个支路的载波分离器分离出几个载波取决于系统设计, 系统设计中应明确将整个超
5 信道分成多少个支路来进行接收、以及从每个支路中恢复多少个载波上的数据。

在实现本发明的过程中, 发明人发现只有当采样率很高时, 误码率代价才会降至可以接受的水平; 因为光子信道的波特率较高 (在 10GHz 量级), 现有模数转换器采样速率无法满足要求, 因此简单地提高采样率
10 的方法受到很大限制。

而现有技术中对子载波的数字信号处理都是独立进行的, 这种对各个子载波独立处理的方法会有一定的误码率代价; 并且, 这样的独立处理无法去除子载波间干扰, 系统性能也因此受到影响。

【非专利文献 1】Benyuan Zhu et al, Ultra-long-haul transmission of
15 1.2Tb/s multicarrier no-guard-interval CO-OFDM superchannel using ultra-large-area fiber, Photonics Technology Letters, vol.22, no.11, p.826, 2010.

【非专利文献 2】S. Chandrasekhar et al, Terabit superchannels for high spectral efficiency transmission, ECOC 2010, Tu.3.C.5

20 【非专利文献 3】S. Chandrasekhar et al, Experimental investigation on the performance of closely spaced multi-carrier PDM-QPSK with digital coherent detection, Optics Express, vol.17, no.24, p.21350, 2009.

【非专利文献 4】S. J. Savory et al, Transmission of 42.8Gb/s polarization multiplexed NRZ-QPSK over 6400km of standard fiber with no optical dispersion compensation. OTuA1, OFC 2007.

5 发明内容

本发明实施例提供一种接收机和接收方法，目的在于消除载波间干扰，提高系统性能。

根据本发明实施例的一个方面，提供一种接收机，所述接收机包括：
支路形成单元，将来自发射机的信号分成多路子载波信号；

10 多个信号支路；每一个信号支路包括：联合处理单元，用于对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理。

根据本发明实施例的另一个方面，提供一种接收方法，将来自发射机的信号分成多路子载波信号，对于每一信号支路，所述接收方法包括：

15 对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理。

根据本发明实施例的又一个方面，提供一种计算机可读程序，其中当在接收机中执行所述程序时，所述程序使得计算机在所述接收机中执行如上所述的接收方法。

20 根据本发明实施例的又一个方面，提供一种存储有计算机可读程序的存储介质，其中所述计算机可读程序使得计算机在接收机中执行如上所述的接收方法。

本发明实施例的有益效果在于，通过联合处理单元对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行联合处理，可以去除载波间干扰。由此，系统的性能会得到明显提高；并且，在使用了合适的反混叠滤波器时，模数转换器的采样率也可以降低至 2 倍波特率，大大低于现有技术中的 4 倍波特率。

参照后文的说明和附图，详细公开了本发明的特定实施方式，指明了本发明的原理可以被采用的方式。应该理解，本发明的实施方式在范围上并不因而受到限制。在所附权利要求的精神和条款的范围内，本发明的实施方式包括许多改变、修改和等同。

针对一种实施方式描述和/或示出的特征可以以相同或类似的方式在一个或多个其它实施方式中使用，与其它实施方式中的特征相组合，或替代其它实施方式中的特征。

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

附图说明

参照以下的附图可以更好地理解本发明的很多方面。附图中的部件不是成比例绘制的，而只是为了示出本发明的原理。为了便于示出和描述本发明的一些部分，附图中对应部分可能被放大或缩小。

在本发明的一个附图或一种实施方式中描述的元素和特征可以与一个或多个其它附图或实施方式中示出的元素和特征相结合。此外，在附图中，类似的标号表示几个附图中对应的部件，并可用于指示多于一

种实施方式中使用的对应部件。

图 1 是现有技术中超信道接收机的结构示意图；

图 2 是现有技术中超信道接收机的又一结构示意图；

图 3 是本发明实施例中接收机的构成示意图；

5 图 4 是本发明实施例中接收机的部分构成示意图；

图 5 是本发明实施例中接收机的又一部分构成示意图；

图 6 是本发明实施例中接收机的又一部分构成示意图；

图 7 是本发明实施例中接收机的又一部分构成示意图；

图 8 是本发明实施例中应用于单偏振的联合处理单元的构成示意图；

10 图 9 是本发明实施例中应用于双偏振的联合处理单元的构成示意图；

图 10 是本发明实施例中系数更新单元的构成示意图；

图 11 是本发明实施例中接收方法的流程图。

具体实施方式

15 参照附图，通过下面的说明书，本发明的前述以及其它特征将变得明显。在说明书和附图中，具体公开了本发明的特定实施方式，其表明了其中可以采用本发明的原则的部分实施方式，应了解的是，本发明不限于所描述的实施方式，相反，本发明包括落入所附权利要求的范围内的全部修改、变型以及等同物。

20 为了方便对本发明的理解，在进行本发明的说明之前，先对本发明相关的技术进行描述，虽然这些技术不是作为本发明自身进行描述，而是作为对本发明进行理解的背景进行描述的，但不应认为这些说明都是已知的。

研究者已经总结出从 OFDM 超信道的多个子信道中解调出一个子信

道需要满足以下 4 个条件：（1）子载波间隔等于子载波波特率；（2）各子载波的符号在时间上同步；（3）发送端的调制器有足够的带宽；（4）接收端有足够高的采样率和合适的反混叠滤波器。根据现有文献的报道，至少需要 4 倍于波特率的采样率才能获得较好的性能。

5 OFDM 超信道的信号可以表示为：
$$\sum_{i=1}^n \sum_{m=-\infty}^{+\infty} a_{i,m} g(t-mT) e^{j\omega_i t}$$
， j 是虚数单位（ $j^2 = -1$ ）。 $g(t)$ 是单个符号的波形，理想情况下 OFDM 超信道中的符号具有方波波形，即：

$$g(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

其中， T 是符号周期， $\omega_i = i\Delta\omega = i \frac{2\pi}{T}$ 是第 i 个子载波的角频率， $a_{i,m}$ 是第 i 个
10 子载波的第 m 个符号数据， n 是子载波数。

在无信号失真的理想情况下，接收端解调第 k 个子载波时使用相关接收，在 T 时刻接收机输出的信号为：

$$r_{k,0} = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{i=1}^n a_{i,0} e^{j(\omega_i - \omega_k)t} dt = \frac{1}{T} \int_0^T \sum_{i=1}^n a_{i,0} e^{j(i-k)\Delta\omega t} dt = a_{k,0}$$

其中， $\Delta\omega = \frac{2\pi}{T}$ 是子载波间隔。由此可知， $e^{j\omega_i t}$ 的正交性使得只有第 k 个子
15 载波上携带的信号被无干扰地解调出来。所以在无信号失真的理想情况下，OFDM 超信道的各个子载波之间互不干扰。

在实际的 OFDM 超信道中，可以将发射端滤波器、信道和接收端滤波器视为一个整体，其传递函数为 $H(\omega)$ 。当模数转换器的采样率足够高时，整个超信道的频谱都被无混叠地转换到数字域，接收端用均衡器可以
20 去除 $H(\omega)$ 的影响，然后利用正交性可以无干扰地解调任意一个子载波

的数据。

在实际中，整个超信道占用的带宽很宽（100GHz 量级），而模数转换器的采样率远小于超信道所占带宽，这时只能将接收端的本振激光器对准某个子载波以解调该子载波，可以把这个被解调的子载波称为目标子载波（target subcarrier）。在模数转换器之前要使用反混叠滤波器将信号的频谱限制在模数转换器的采样率范围内，以避免采样后发生频谱混叠。

这样，一次 AD 采样只能保留超信道中处于本振激光器的频率 f_{LO} 两侧 R_s 带宽范围内的频谱， R_s 是模数转换器的采样率。现有文献中已报道， R_s 至少要 4 倍于子载波的波特率才能获得可接受的性能，但和理论值仍然有一定距离。当采样率 R_s 小于 4 倍波特率时，性能更差。主要原因是此时存在载波间干扰。假设采用理想的反混叠滤波器：

$$H(f)_{AAF} = \begin{cases} 1 & f \in [f_{LO} - R_s/2, f_{LO} + R_s/2] \\ 0 & otherwise \end{cases} \quad (1)$$

在接收机用相关接收法解调第 i 个载波，相关器输出信号可以写为：

$$r_i = (a_1 f_1 + \dots + a_i f_i + \dots + a_n f_n) \otimes s_i \quad (2)$$

其中 a_i 是第 i 个子载波上的符号数据， $s_i = e^{j\omega_i t}$ ($0 < t < T$)， f_i 是 s_i 经过传递函数为(1)式的理想反混叠滤波器的信号。 $\otimes$ 表示相关运算：

$$f_i \otimes s_j = \int_{-\infty}^{\infty} f_i(t) s_j^*(t) dt$$

解调各个子载波的相关器的输出为：

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ \vdots \\ r_i \\ \vdots \\ r_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_{1,1} & b_{2,1} & \cdots & b_{n,1} \\ \vdots & & & \vdots \\ b_{1,i} & b_{2,i} & \cdots & b_{n,i} \\ \vdots & & & \vdots \\ b_{1,n} & b_{2,n} & \cdots & b_{n,n} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ \vdots \\ a_i \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix} \quad \text{其中 } b_{i,j} = f_i \otimes s_j \quad (3)$$

在采样率无限高的情况下， $f_i = s_i$ ，由 s_i 的正交性可知 $\mathbf{B}$ 是单位阵， $r_i = a_i$ ，没有载波间干扰；当采样率受限时， f_i 是 s_i 经过理想反混叠滤波器的信号，它和 s_i 不再是理想正交的，所以 $\mathbf{B}$ 不再是单位阵， r_i 之间存在载波间干扰。传统的超信道接收机中对各个子载波单独处理无法去除这种

本发明实施例提供一种接收机，应用于相干光通信系统中。以下以相干光 OFDM 超信道系统为例，对该接收机进行详细说明。但应该注意的是，本发明实施例的实施方式可适用于所有存在多信道的相干光通信系统，而不仅仅局限于相干光 OFDM 超信道系统。

图 3 是本发明实施例的接收机的构成示意图。如图 3 所示，该接收机包括：支路形成单元 301 和多个信号支路。其中，支路形成单元 301 将来自发射机的信号分成多路子载波信号；每一个信号支路包括前端处理装置 302 和信号补偿装置 303，如现有技术所述，此处不再赘述。

如图 3 所示，每一信号支路还包括：联合处理单元 304；设置于前端处理装置 302 与信号补偿装置 303 之间，用于对该信号支路上的子载波信号、以及与该信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行联合处理，以消除载波间干扰。

在一个实施例中，对应于第 i 个子载波，如图 4 所示，支路形成单元

301 可为耦合器；前端处理装置 302 可包括：本振激光器、混频器、反混叠滤波器、模数转换器、静态色散补偿器和自适应均衡器；信号补偿装置 303 可包括：频差补偿器、载波相位恢复器和数据恢复器。联合处理单元 304 可设置于自适应均衡器和频差补偿器之间。

5 在又一个实施例中，对应于第 i 个子载波，如图 5 所示，前端处理装置 302 还可以不包括自适应均衡器，而将自适应均衡器合并到联合处理单元中；联合处理单元 304 可设置于静态色散补偿器和频差补偿器之间。

 在又一个实施例中，对应于第 i 个子载波，如图 6 所示，前端处理装置 302 还可包括：自适应均衡器和载波分离器。对于由载波分离器分离
10 后的每一路信号支路，可在自适应均衡器和频差补偿器之间设置联合处理单元 304。

 在又一个实施例中，对应于第 i 个子载波，如图 7 所示，前端处理装置 302 还可包括：载波分离器。对于由载波分离器分离后的每一路信号支路，可在载波分离器和频差补偿器之间设置联合处理单元 304。

15 以上仅对联合处理单元的设置位置进行了示意性说明，但不限于此，可以根据实际情况确定具体的实施方式。

 为了简单起见，图 4 至图 7 均只画出了对应于第 i 个子载波的联合处理单元，实际上对应每一个子载波都有这样的联合处理单元。对应于某个子载波的联合处理单元的输入不仅包括本信号支路的子载波信号，还
20 包括该子载波信号周围若干子载波信号。例如：图 4 中对应于第 i 个子载波的联合处理单元的输入包括第 i 个子载波信号、及其周围一共 5 个子载波信号，通过对这些信号的联合处理可以恢复第 i 个子载波的数据。

由上述可知，在接收机中对于每一路信号支路，通过在前端处理装置和信号补偿装置之间设置联合处理单元，可以去除载波间干扰。去除了载波间干扰后，系统的性能会得到明显提高；并且，在使用了合适的反混叠滤波器时，模数转换器的采样率也可以降低至 2 倍波特率，大大
5 低于现有技术中的 4 倍波特率。

在具体实施时，联合处理单元 304 可以对该信号支路上的子载波信号、以及该信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行加权求和。联合处理单元 304 具体可以包括：多个滤波器和加法器。其中，多个滤波器用于根据滤波系数对本信号支路的子载波信号、以及与本信号支路
10 相邻的其他信号支路上的子载波信号进行滤波；加法器用于对多个滤波器的输出结果进行相加。

在一个实施例中，滤波器可以是有限冲激响应（FIR，Finite Impulse Response）滤波器；联合处理单元 304 可由一系列 FIR 滤波器和一个或多个加法器构成。这些 FIR 滤波器可以是符号间隔 FIR，即每符号一个采样
15 点；也可以是分数间隔 FIR，即每符号多个采样点。

在具体实施时，可如图 5 所示，联合处理单元设置于静态色散补偿器和频差补偿器之间，FIR 滤波器的输入是静态色散补偿器的输出结果；也可如图 4 或图 6 所示，联合处理单元设置于自适应均衡器和频差补偿器之间，FIR 滤波器的输入是自适应均衡器的输出结果。

20 在一个实施例中，每一个信号支路的子载波信号可为单偏振信号、该接收机为单偏振系统；或者子载波信号为双偏振信号、该接收机为双偏振系统。

图 8 是本发明实施例的应用于单偏振的联合处理单元的构成示意图。
 如图 8 所示, 对于第 i 个子载波信号的联合处理单元, 对该第 i 个子载波
 信号、相邻的 $i-m$ 至 i 的 m 个子载波信号、以及相邻的 i 至 $i+m$ 的 m 个
 子载波信号进行联合处理, 共联合处理 $2m+1$ 个子载波信号。因此, 如图
 5 8 所示, 该联合处理单元包括 $2m+1$ 个滤波器和 1 个加法器。

图 9 是本发明实施例的应用于双偏振的联合处理单元的构成示意图。
 如图 9 所示, 对于第 i 个子载波信号的联合处理单元, 对该第 i 个子载波
 信号、相邻的 $i-m$ 至 i 的 m 个子载波信号、以及相邻的 i 至 $i+m$ 的 m 个
 子载波信号进行联合处理。考虑到每个子载波信号的 h 偏振方向和 v 偏
 10 振方向, 如图 9 所示, 该联合处理单元包括 $2 \times (2m+1)$ 个滤波器和 3 个
 加法器。

以上仅为对联合处理单元结构的示意性说明。例如在图 8 中, 对于
 第 i 个子载波信号, 联合处理上下对称的相邻子载波信号, 即 $i-m$ 至 $i+m$
 共 $2m+1$ 个子载波信号。但不限于此, 例如还可仅联合处理 i 至 $i+m$ 共
 15 $m+1$ 个子载波信号; 或者两边非对称的, 比如 $i-n$ 至 $i+m$ 共 $m+n+1$ 个子
 载波信号。可根据实际情况确定联合处理单元具体的输入信号和结构。

以双偏振系统为例: $x_{h,i,j}$ 表示 h 偏振方向第 i 个子载波信号的第 j s
 个采样值, $x_{v,i,j}$ 表示 v 偏振方向第 i 个子载波信号的第 j s 个采样值。值得
 注意的是: 均衡后的信号是每符号 s 采样的, s 是大于等于 1 的正整数。
 20 这里 j 是符号序数。

首先提取出矩阵 $\hat{x}_{i,j}$, 该矩阵是联合处理单元的输入:

$$\dot{\mathbf{X}}_{i,j} = \begin{bmatrix} x_{h,i-m,js-n} & \cdots & x_{h,i-m,js} & \cdots & x_{h,i-m,js+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{h,i,js-n} & \cdots & x_{h,i,js} & \cdots & x_{h,i,js+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{h,i+m,js-n} & \cdots & x_{h,i+m,js} & \cdots & x_{h,i+m,js+n} \\ x_{v,i-m,js-n} & \cdots & x_{v,i-m,js} & \cdots & x_{v,i-m,js+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{v,i,js-n} & \cdots & x_{v,i,js} & \cdots & x_{v,i,js+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{v,i+m,js-n} & \cdots & x_{v,i+m,js} & \cdots & x_{v,i+m,js+n} \end{bmatrix} \quad \dot{\mathbf{W}}_{i,j} = \begin{bmatrix} w_{h,i-m,j-n} & \cdots & w_{h,i-m,j} & \cdots & w_{h,i-m,j+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{h,i,j-n} & \cdots & w_{h,i,j} & \cdots & w_{h,i,j+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{h,i+m,j-n} & \cdots & w_{h,i+m,j} & \cdots & w_{h,i+m,j+n} \\ w_{v,i-m,j-n} & \cdots & w_{v,i-m,j} & \cdots & w_{v,i-m,j+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{v,i,j-n} & \cdots & w_{v,i,j} & \cdots & w_{v,i,j+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{v,i+m,j-n} & \cdots & w_{v,i+m,j} & \cdots & w_{v,i+m,j+n} \end{bmatrix} \quad (4)$$

该矩阵 $\dot{\mathbf{X}}_{i,j}$ 是由两个偏振方向上, 以第 i 个子载波为中心的共 $2m+1$ 个子载波上, 以第 js 个采样值为中心的共 $2n+1$ 个采样值构成的矩阵, 矩阵元个数为 $L=2(2m+1)(2n+1)$ 。这样, 以合适的加权系数对此矩阵中的元素

5 加权求和可以去除载波间干扰, 恢复出 $x_{h,i,js}$ 和 $x_{v,i,js}$ 对应的数据。如 (4) 式所示, 加权系数也可以写成相应的矩阵 $\dot{\mathbf{W}}_{i,j}$ 。

在本实施例中, 图 8 或图 9 中每一个 FIR 滤波器可以对子载波信号的连续多个采样值进行处理, 例如 FIR 滤波器抽头数是 $2n+1$, 则它对每接收到的连续 $2n+1$ 个采样值进行加权求和作为 FIR 的输出。由此, 可以

10 累计多个采样值, 并利用多个采样值进行联合处理, 进一步提高系统性能。

如 (4) 式所示, 每一个 FIR 滤波器的滤波系数有 $2n+1$ 个值, 对应于系数矩阵 $\dot{\mathbf{W}}_{i,j}$ 中的一行。在如图 4 或图 6 所示的结构中, 每一个 FIR 滤波器的输入可以是均衡后的各子载波信号, 对应于矩阵 $\dot{\mathbf{X}}_{i,j}$ 中的一行; 或者在如图 5 或图 7 所示的结构中, 每一个 FIR 滤波器的输入可以是均衡

15 前的各子载波信号, 对应于矩阵 $\dot{\mathbf{X}}_{i,j}$ 中的一行。

在一个实施例中，可以定义一个矩阵到向量的映射 f ，该映射将矩阵中的元素按行逐一输出成一系列向量：

$$A = \begin{bmatrix} a_{1,1} & a_{1,2} & \cdots & a_{1,n} \\ a_{2,1} & a_{2,2} & \cdots & a_{2,n} \\ \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ a_{m,1} & a_{m,2} & \cdots & a_{m,n} \end{bmatrix} \quad f(A) = (a_{1,1} \ a_{1,2} \ \cdots \ a_{1,n} \ a_{2,1} \ a_{2,2} \ \cdots \ a_{2,n} \ a_{m,1} \ a_{m,2} \ \cdots \ a_{m,n})^T$$

令 $x_{i,j} = f(\dot{x}_{i,j})$ ， $w_{i,j} = f(\dot{w}_{i,j})$ ，则联合处理单元的输出为：

$$\begin{aligned} y_{h,i,j} &= x_{i,j}^T w_{h,i,j} \\ y_{v,i,j} &= x_{i,j}^T w_{v,i,j} \end{aligned} \quad (5)$$

其中，两组 FIR 滤波器的滤波系数 $w_{h,i,j}$ 和 $w_{v,i,j}$ 分别用来恢复 h 路信号和 v 路信号。

在一个实施例中，每一信号支路还可以包括：系数更新单元，用于根据进行了消除载波间干扰处理后的子载波信号，对滤波器的滤波系数进行更新。

在本实施例中，具体地，FIR 滤波器的滤波系数可以通过判决辅助的最小均方误差法（DDLMS, Decision-Directed Least Mean Square）得到。但不限于此，还可根据实际情况采用其他的系数更新方式。以下以 DDLMS 方法为例对系数更新单元进行详细说明。

在本实施例中，DDLMS 方法根据判决结果来逐步更新滤波系数，自适应地找到最优系数。具体如下：分别对子载波信号进行频差补偿和相位估计，可得到两个偏振方向上的相位估计值 $\hat{\phi}_{h,i,j}$ 和 $\hat{\phi}_{v,i,j}$ ，该相位估计值中包含对频差引起的相位的估计值和对相位噪声引起的相位的估计值，这两个估计值可以分别由频差补偿器和相位恢复器给出。相位恢复后的

信号为:

$$\begin{aligned}\tilde{y}_{h,i,j} &= y_{h,i,j} e^{-j\hat{\phi}_{h,i,j}} \\ \tilde{y}_{v,i,j} &= y_{v,i,j} e^{-j\hat{\phi}_{v,i,j}}\end{aligned}$$

对它们的判决为 $\hat{d}_{h,i,j}$ 和 $\hat{d}_{v,i,j}$ 。判决的作用是将信号判决为符号集中的
一个值。为了最小化判决前信号和判决值的均方误差:

$$\begin{aligned}e_{h,i,j} &= |y_{h,i,j} e^{-j\hat{\phi}_{h,i,j}} - \hat{d}_{h,i,j}|^2 \\ e_{v,i,j} &= |y_{v,i,j} e^{-j\hat{\phi}_{v,i,j}} - \hat{d}_{v,i,j}|^2\end{aligned}$$

可以使用梯度下降法来更新系数:

$$\begin{aligned}w_{h,i,j+1} &= w_{h,i,j} - \mu(y_{h,i,j} - \hat{d}_{h,i,j} e^{j\hat{\phi}_{h,i,j}}) x_{i,j}^* \\ w_{v,i,j+1} &= w_{v,i,j} - \mu(y_{v,i,j} - \hat{d}_{v,i,j} e^{j\hat{\phi}_{v,i,j}}) x_{i,j}^*\end{aligned}\quad (6)$$

其中系数更新步长 μ 是一个大于零的实数, *表示共轭。上式从初值
开始迭代多次后将收敛, 此时 L 维系数向量 $w_{h,i,j}$ 和 $w_{v,i,j}$ 接近最优值, 使用
10 (5)式即可有效地去除载波间干扰, $\hat{d}_{h,i,j}$ 和 $\hat{d}_{v,i,j}$ 即是接收机的输出。

图 10 是本发明实施例的系数更新单元的构成示意图。图 10 示出的
仅针对一个信号支路, 而各信号支路都可以有相应的系数更新单元。应
该注意的是, 图 10 中的联合处理单元、频差补偿器、相位恢复器和判决
器可以是各个信号支路都具有的, 联合处理单元可如上所述, 频差补偿
15 器、相位恢复器和判决器可采用现有技术, 此处不再赘述。

如图 10 所示, 该系数更新单元具体可包括: 第一计算器 1001、第二
计算器 1002、第一乘法器 1003、第二乘法器 1004 和系数更新器 1005;
其中,

第一计算器 1001 用于计算该信号支路上子载波信号的频差引起的相
20 位估计值; 即计算 $\exp(j\phi_1)$, ϕ_1 为相应支路的频差补偿器的输出结果, j

表示复数的虚部。具体地，该频差是该子载波对应的发射端激光器和该信号支路对应的本振激光器之间的频差。

第二计算器 1002 用于计算该信号支路上子载波信号的相位噪声引起的相位估计值；即计算 $\exp(j\phi_2)$, ϕ_2 为相应支路的相位恢复器的输出结果，
5 j 表示复数的虚部。具体地，该相位噪声是该子载波对应的发射端激光器和该信号支路对应的本振激光器的相位噪声。

第一乘法器 1003 用于将判决器的输出结果与第二计算器 1002 的输出结果相乘；第二乘法器 1004 用于将第一乘法器 1003 的输出结果与第一计算器 1001 的输出结果相乘；系数更新器 1005 用于根据第二乘法器
10 1004 的输出结果，更新滤波系数。

在一个实施例中，系数更新单元还可以包括：更新控制器 1006，用于控制系数更新器 1005 是否对滤波器的滤波系数进行更新。由此通过更新控制器 1006，可以根据实际情况控制是否更新系数，例如逐符号更新系数或每隔若干个符号更新一次系数。在具体实施时，该更新控制器 1006
15 可为开关。但不限于此，可根据实际情况确定具体的实施方式。

以上对双偏振的情况进行了详细的说明。对于单偏振情形，不再区分 h 和 v 下标，上述的(4)(5)(6)式可分别为：

$$\dot{\mathbf{X}}_{i,j} = \begin{bmatrix} x_{i-m,js-n} & \cdots & x_{i-m,js} & \cdots & x_{i-m,js+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{i,js-n} & \cdots & x_{i,js} & \cdots & x_{i,js+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ x_{i+m,js-n} & \cdots & x_{i+m,js} & \cdots & x_{i+m,js+n} \end{bmatrix} \quad \dot{\mathbf{W}}_{i,j} = \begin{bmatrix} w_{i-m,j-n} & \cdots & w_{i-m,j} & \cdots & w_{i-m,j+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{i,j-n} & \cdots & w_{i,j} & \cdots & w_{i,j+n} \\ \vdots & & \vdots & & \vdots \\ w_{i+m,j-n} & \cdots & w_{i+m,j} & \cdots & w_{i+m,j+n} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$y_{i,j} = \mathbf{X}_{i,j}^T \mathbf{W}_{i,j} \quad (8)$$

$$w_{i,j+1} = w_{i,j} - \mu(y_{i,j} - \hat{d}_{i,j} e^{j\hat{\phi}_{i,j}}) x_{i,j}^* \quad (9)$$

具体方式与双偏振情况类似，可如前所述，此处不再赘述。

本发明实施例还提供一种接收方法，将来自发射机的信号分成多路子载波信号，对于每一路子载波信号，如图 11 所示，所述接收方法包括：

5 步骤 1101，对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理；

在本实施例中，步骤 1101 中的本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号均已经进行了前端处理。由此，在步骤 1101 之前，所述接收方法还可包括：

10 步骤 1100，对本信号支路上的子载波信号进行前端信号处理；

在步骤 1101 之后，所述接收方法还可包括：

步骤 1102，将处理后的子载波信号进行信号恢复，获得发射机发送的数据。步骤 1100 和步骤 1102 可如现有技术所述，此处不再赘述。

在本实施例中，在步骤 1101 具体实施时，可采用联合处理单元对本
15 信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的子载波信号进行加权求和。

具体地，步骤 1101 可包括：通过多个滤波器对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行滤波；

20 对多个滤波的输出结果进行相加。

进一步地，每一个滤波器可以对子载波信号的连续多个采样值进行处理。

进一步地，可以根据进行了消除载波间干扰处理后的子载波信号，对每一个滤波器的滤波系数进行更新。

进一步地，对滤波器的滤波系数进行更新，具体包括：

通过第一计算器计算子载波信号的频差引起的相位估计值；

5 通过第二计算器计算子载波信号的相位噪声引起的相位估计值；

通过第一乘法器将对子载波信号的判决结果与第二计算器的输出结果相乘；

通过第二乘法器将第一乘法器的输出结果与第一计算器的输出结果相乘；

10 根据第二乘法器的输出结果，更新滤波系数。

进一步地，所述接收方法还包括：控制是否对滤波器的滤波系数进行更新。

在具体实施时，每一个信号支路上的子载波信号可以为单偏振信号、或者也可以为双偏振信号。

15 由上述实施例可知，通过联合处理单元对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行联合处理，可以去除载波间干扰。由此，系统的性能会得到明显提高；并且，在使用了合适的反混叠滤波器时，模数转换器的采样率也可以降低至 2 倍波特率，大大低于现有技术中的 4 倍波特率。

20 本发明实施例还提供一种计算机可读程序，其中当在接收机中执行该程序时，该程序使得计算机在该接收机中执行如前所述的接收方法。

本发明实施例还提供一种存储有计算机可读程序的存储介质，其中

该计算机可读程序使得计算机在接收机中执行如前所述的接收方法。

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。本发明涉及这样的计算机可读程序，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。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 存储器等。

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、一种接收机，所述接收机包括：

支路形成单元，将来自发射机的信号分成多路子载波信号；

5 多个信号支路，每一个信号支路包括：联合处理单元，所述联合处理单元用于对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理。

2、根据权利要求 1 所述的接收机，所述联合处理单元具体包括：

多个滤波器，每一个滤波器用于根据滤波系数对所述本信号支路上的
10 的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行滤波；

加法器，用于对所述多个滤波器的输出结果进行相加。

3、根据权利要求 2 所述的接收机，每一个滤波器对子载波信号的连续多个采样值进行处理。

15 4、根据权利要求 2 所述的接收机，所述信号支路还包括：系数更新单元，用于根据进行了消除载波间干扰处理后的子载波信号，对所述联合处理单元的每一个滤波器的滤波系数进行更新。

5、根据权利要求 4 所述的接收机，所述系数更新单元具体包括：

第一计算器，用于计算所述子载波信号的频差引起的相位估计值；

20 第二计算器，用于计算所述子载波信号的相位噪声引起的相位估计值；

第一乘法器，用于将对所述子载波信号的判决结果与所述第二计算

器的输出结果相乘；

第二乘法器，用于将所述第一乘法器的输出结果与所述第一计算器的输出结果相乘；

系数更新器，用于根据所述第二乘法器的输出结果，更新所述滤波
5 系数。

6、根据权利要求 5 所述的接收机，所述系数更新单元还包括：更新控制器，用于控制所述系数更新器是否对所述滤波器的滤波系数进行更新。

7、根据权利要求 1 至 5 任一项所述的接收机，所述每一个信号支路
10 上的子载波信号为单偏振信号、或者双偏振信号。

8、一种接收方法，将来自发射机的信号分成多路子载波信号，对于每一信号支路，所述接收方法包括：

对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理。

15 9、根据权利要求 8 所述的接收方法，所述对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行消除载波间干扰的处理，具体包括：

通过多个滤波器对本信号支路上的子载波信号、以及与本信号支路相邻的其他信号支路上的子载波信号进行滤波；

20 对多个滤波的输出结果进行相加。

10、根据权利要求 9 所述的接收方法，每一个滤波器对子载波信号的连续多个采样值进行处理。

11、根据权利要求 9 所述的接收方法，所述方法还包括：根据进行了消除载波间干扰处理后的子载波信号，对每一个滤波器的滤波系数进行更新。

12、根据权利要求 11 所述的接收方法，对所述滤波器的滤波系数进行更新，具体包括：

通过第一计算器计算所述子载波信号的频差引起的相位估计值；

通过第二计算器计算所述子载波信号的相位噪声引起的相位估计值；

通过第一乘法器将对所述子载波信号的判决结果与所述第二计算器的输出结果相乘；

10 通过第二乘法器将所述第一乘法器的输出结果与所述第一计算器的输出结果相乘；

根据所述第二乘法器的输出结果，更新所述滤波系数。

13、根据权利要求 12 所述的接收方法，所述方法还包括：控制是否对所述滤波器的滤波系数进行更新。

15 14、根据权利要求 8 至 13 任一项所述的接收方法，所述每一个信号支路上的子载波信号为单偏振信号、或者双偏振信号。

15、一种计算机可读程序，其中当在接收机中执行所述程序时，所述程序使得计算机在所述接收机中执行如权利要求 8 至 14 的任意一项权利要求所述的接收方法。

20 16、一种存储有计算机可读程序的存储介质，其中所述计算机可读程序使得计算机在接收机中执行如权利要求 8 至 14 的任意一项权利要求所述的接收方法。

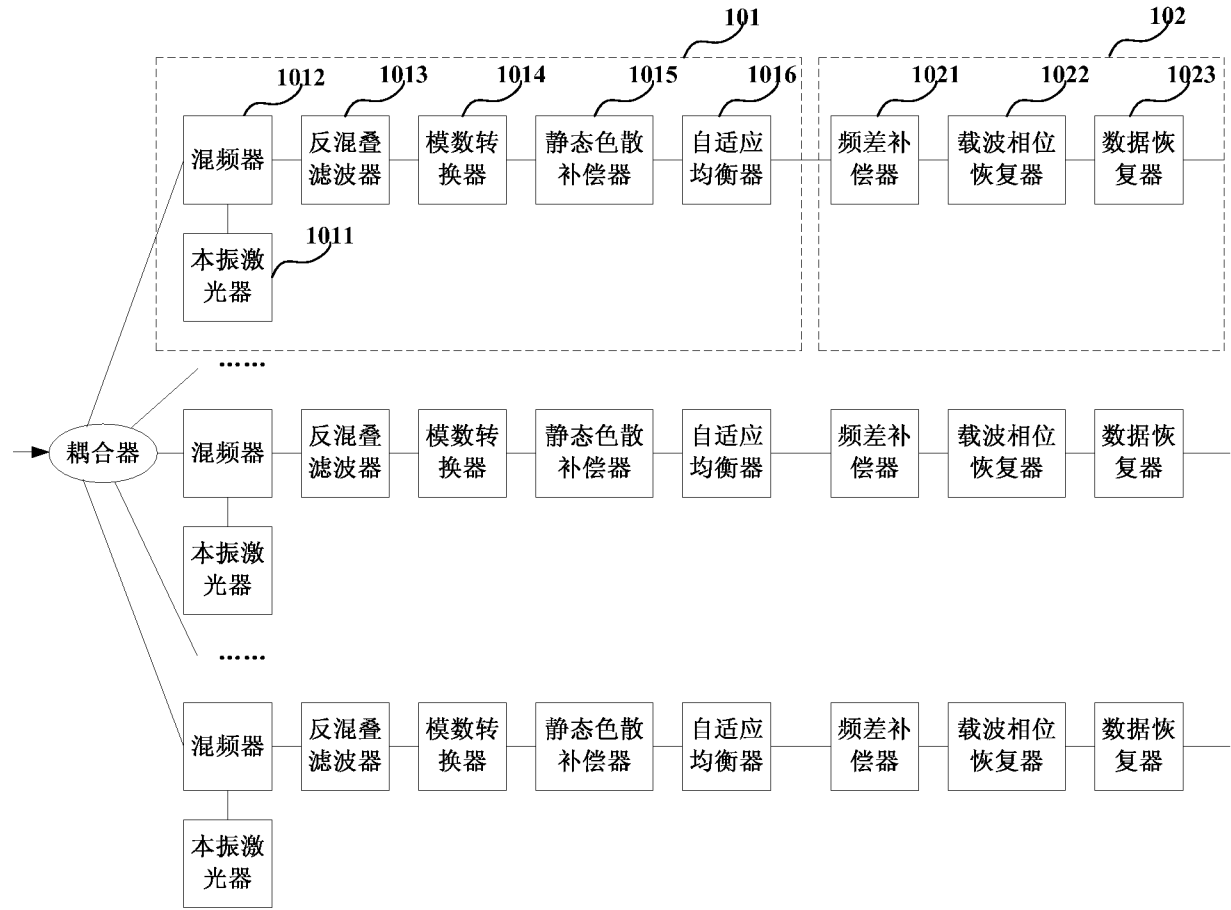


图 1

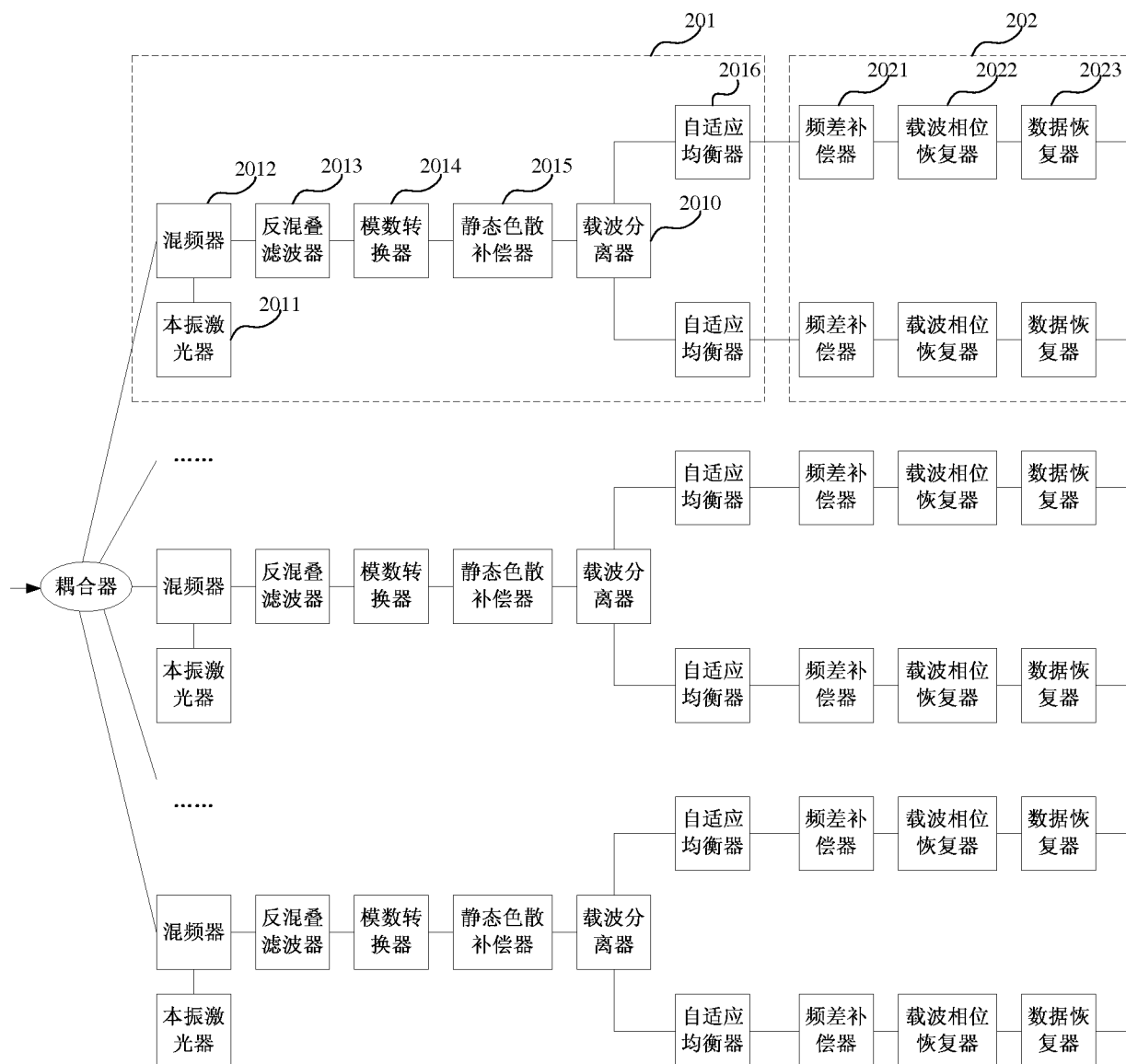


图 2

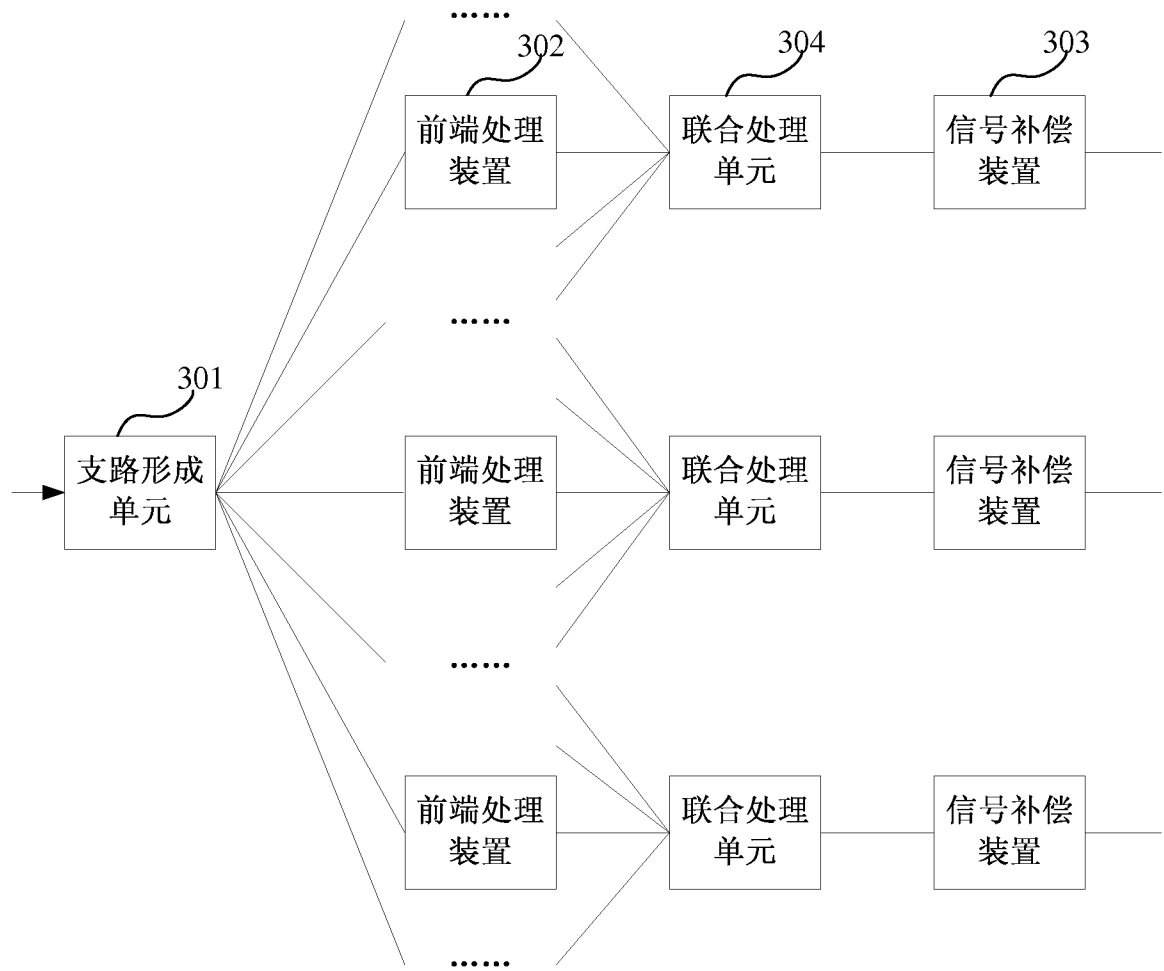


图 3



图 4

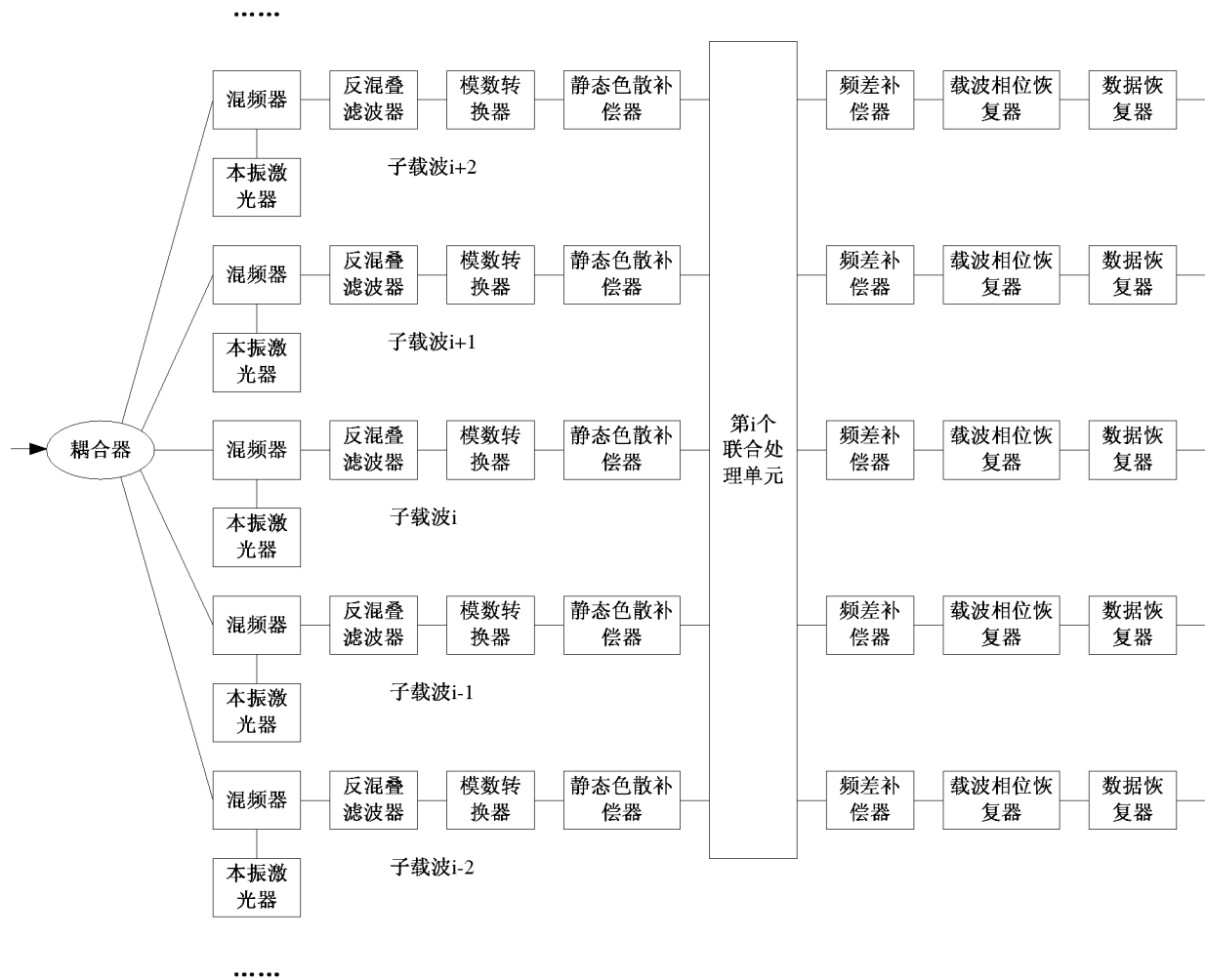


图 5

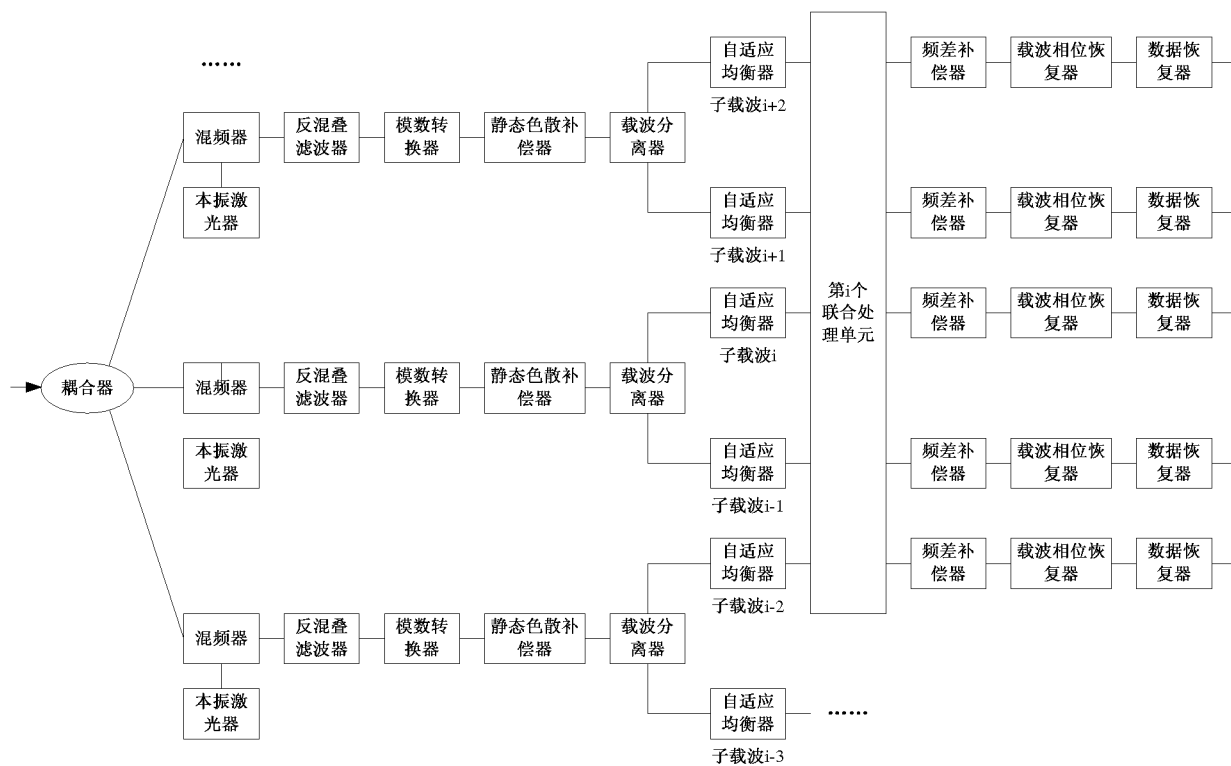


图 6

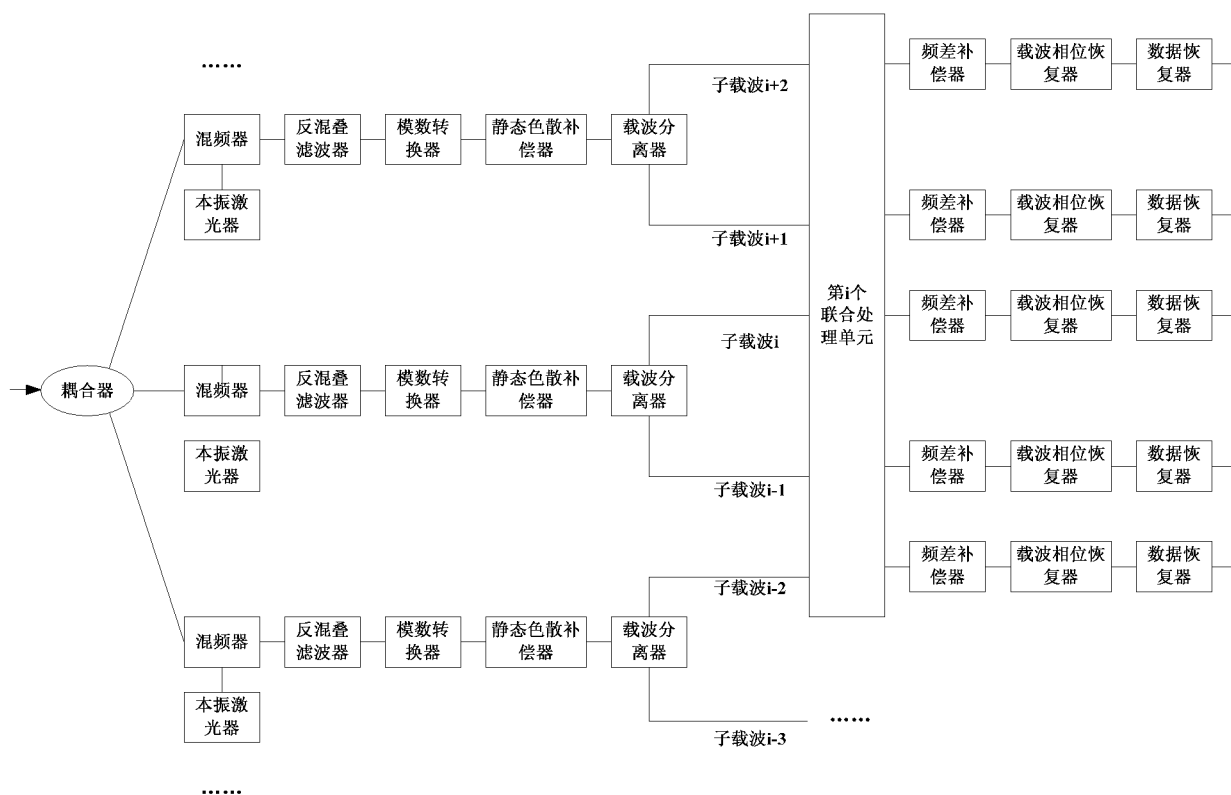


图 7

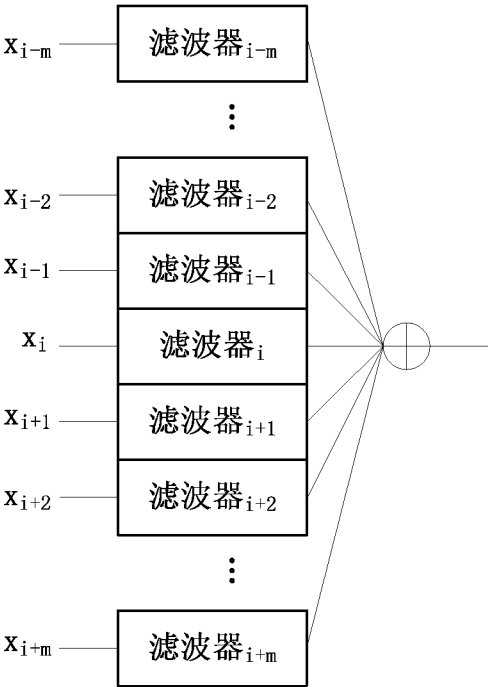


图 8

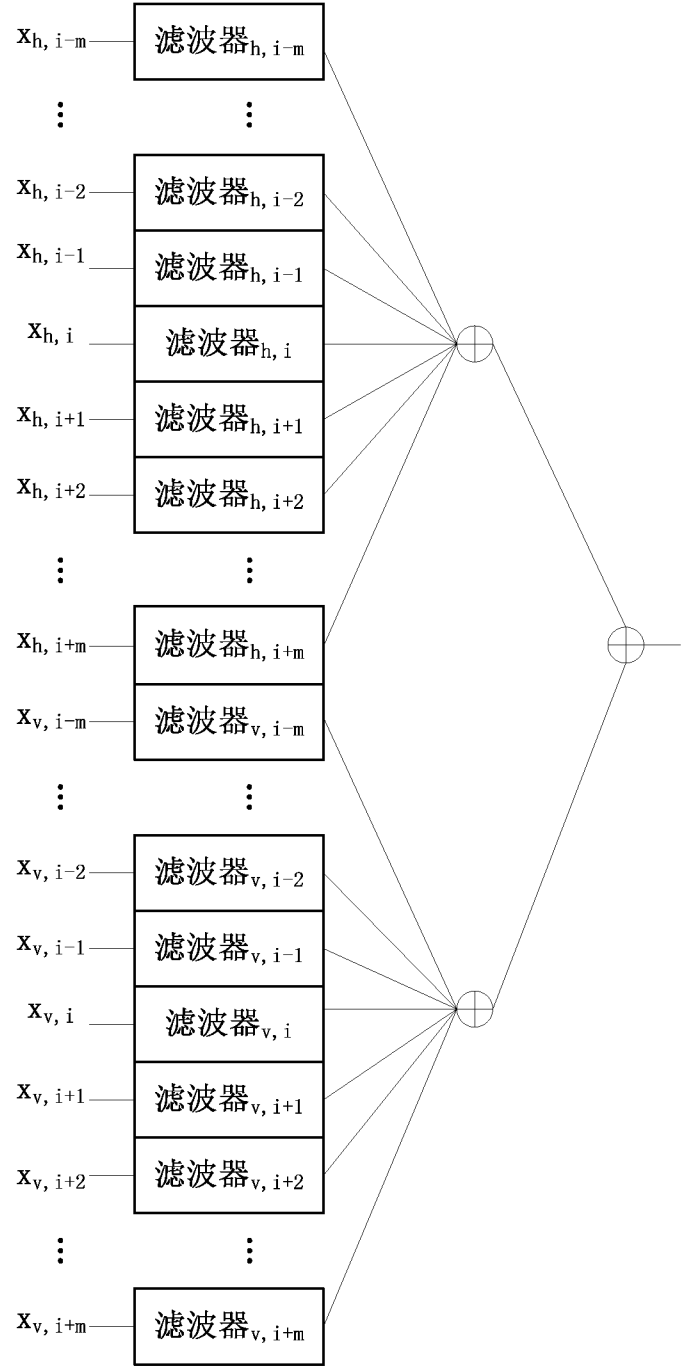


图 9

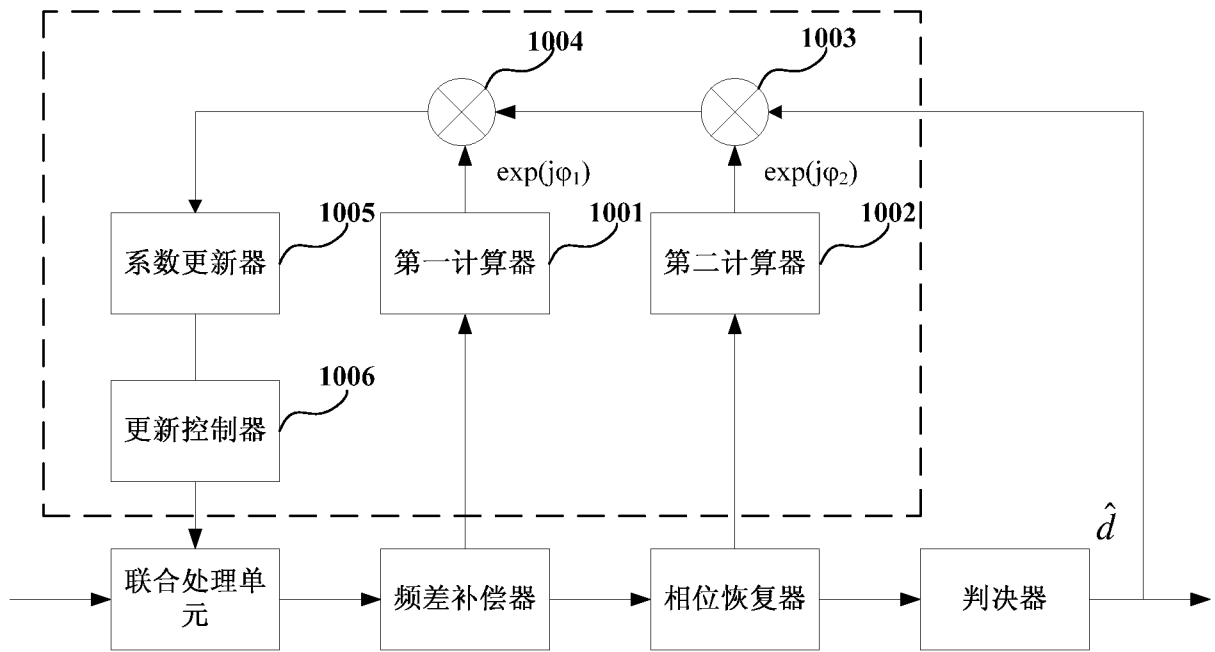


图 10

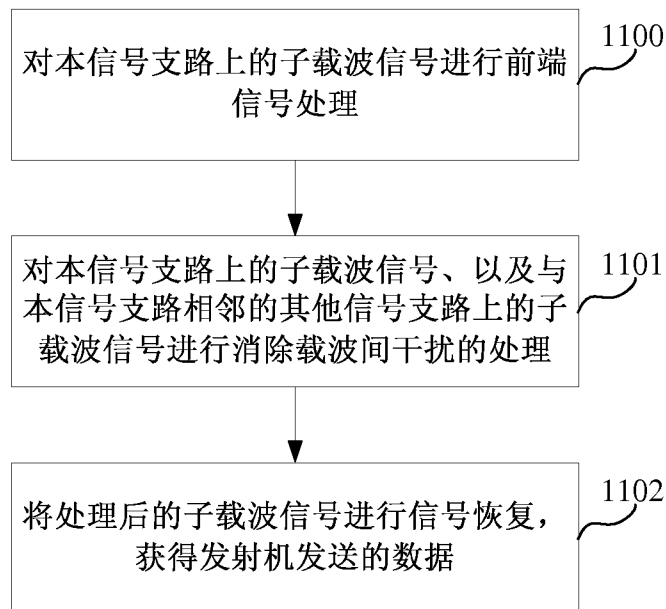


图 11

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/CN2011/072711

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04B1/707 (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: H04B1/-

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)

CNABS; CNTXT; CNKI; VEN; ICI, INTER CARRIER INTERFERENCE, BRANCH, SHUNT, MULTI ROUTE, SUB CARRIER, FILTER, PHASE NOISE, FREQUENCY DIFFERENCE, OFDM, FREQUENCY, FREQUENCY SPECTRUM, OVERLAP

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN1440135A (NEC CORP.) 03 Sep.2003 (03.09.2003) Description page 3 line 25-page 4 line 3, page 4 lines 20-29, page 7 lines 20-30, figs.3, 4, 10, 12	1, 7, 8, 14-16
A	CN101378375A (IND TECH RES INST) 04 Mar.2009 (04.03.2009) The whole description	1-16
A	WO9859414A1 (TELEFONAKTIEBOLAGET ERICSSON L M) 30 Dec.1998 (30.12.1998) the whole description	1-16

☐ 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 29 Dec.2011(29.12.2011)	Date of mailing of the international search report 19 Jan. 2012 (19.01.2012)
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 LIU, Shiru Telephone No. (86-10)62411317

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2011/072711

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN1440135A	03.09.2003	US2003152050A1	14.08.2003
		JP3640185B2	20.04.2005
		US7542408 B2	02.06.2009
		EP1337085 A2	20.08.2003
		JP2003234713 A	22.08.2003
CN101378375A	04.03.2009	US2009059781 A1	05.03.2009
		TW200910853 A	01.03.2009
		US7773683 B2	10.08.2010
		EP2031815 A2	04.03.2009
WO9859414A1	30.12.1998	AU7948398 A	04.01.1999
		US6771721 B1	03.08.2004

国际检索报告

国际申请号

PCT/CN2011/072711

A. 主题的分类

H04B1/707 (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: H04B1/-

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))

CNABS; CNTXT; CNKI: 载波间干扰, 信道间干扰, 分路, 分支, 支路, 多路, 子载波, 副载波, 滤波器, 相位噪声, 频差, 正交频分复用, OFDM, 频率, 频谱, 重叠, 重迭, 交迭, 交叠

VEN: ICI, INTER CARRIER INTERFERENCE, BRANCH ,SHUNT,MULTI ROUTE,SUB CARRIER,FILTER, PHASE NOISE,FREQUENCY DIFFERENCE,OFDM,FREQUENCY,FREQUENCY SPECTRUM,OVERLAP

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
X	CN1440135A (日本电气株式会社) 03.9 月 2003 (03.09.2003) 说明书第 3 页第 25 行-第 4 页第 3 行, 第 4 页第 20-29 行, 第 7 页第 20-30 行, 图 3、4、10、12	1, 7, 8, 14-16
A	CN101378375A (财团法人工业技术研究院) 04.3 月 2009 (04.03.2009) 说明书全文	1-16
A	WO9859414A1 (TELEFONAKTIEBOLAGET ERICSSON L M) 30.12 月 1998 (30.12.1998) 说明书全文	1-16

☐ 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

29.12 月 2011 (29.12.2011)

国际检索报告邮寄日期

19.1 月 2012 (19.01.2012)

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

授权官员

刘世茹

电话号码: (86-10) 62411317

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号
PCT/CN2011/072711

检索报告中引用的 专利文件	公布日期	同族专利	公布日期
CN1440135A	03.09.2003	US2003152050A1	14.08.2003
		JP3640185B2	20.04.2005
		US7542408 B2	02.06.2009
		EP1337085 A2	20.08.2003
		JP2003234713 A	22.08.2003
CN101378375A	04.03.2009	US2009059781 A1	05.03.2009
		TW200910853 A	01.03.2009
		US7773683 B2	10.08.2010
		EP2031815 A2	04.03.2009
WO9859414A1	30.12.1998	AU7948398 A	04.01.1999
		US6771721 B1	03.08.2004