

(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
2016年8月18日 (18.08.2016)

WIPO | PCT

(10) 国际公布号
WO 2016/127653 A1

- (51) 国际专利分类号:
H04L 25/03 (2006.01) H04B 10/116 (2013.01)
H04L 25/06 (2006.01)
- (74) 代理人: 北京安信方达知识产权代理有限公司 (AFD CHINA INTELLECTUAL PROPERTY LAW OFFICE); 中国北京市海淀区学清路8号B座1601A, Beijing 100192 (CN)。
- (21) 国际申请号: PCT/CN2015/090968
- (22) 国际申请日: 2015年9月28日 (28.09.2015)
- (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, BN, 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, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, 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。
- (25) 申请语言: 中文
- (26) 公布语言: 中文
- (30) 优先权:
201510083978.3 2015年2月15日 (15.02.2015) CN
- (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, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 欧亚 (AM, AZ, BY, KG, KZ, 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, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG)。
- (71) 申请人: 中兴通讯股份有限公司 (ZTE CORPORATION) [CN/CN]; 中国广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦, Guangdong 518057 (CN)。
- (72) 发明人: 宗柏青 (ZONG, Baiqing); 中国广东省深圳市南山区高新技术产业园科技南路中兴通讯大厦中兴通讯股份有限公司转交, Guangdong 518057 (CN)。

[见续页]

(54) Title: METHOD AND APPARATUS FOR REALIZING VISIBLE-LIGHT WIRELESS COMMUNICATION

(54) 发明名称: 一种实现可见光无线通信的方法和装置

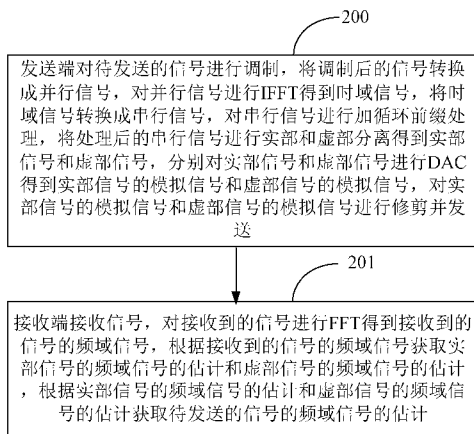


图 2

200 A sending end modulating a signal to be sent and converting the modulated signal into a parallel signal, performing IFFT on the parallel signal to obtain a time-domain signal, converting the time-domain signal into a serial signal and performing cyclic prefix adding processing on the serial signal, separating a real part from an imaginary part for the processed serial signal to obtain a real part signal and an imaginary part signal, respectively performing DAC on the real part signal and the imaginary part signal to obtain an analogue signal of the real part signal and an analogue signal of the imaginary part signal, and pruning the analogue signal of the real part signal and the analogue signal of the imaginary part signal and sending same.

201 A receiving end receiving a signal, performing FFT on the received signal to obtain a frequency-domain signal of the received signal, acquiring the estimate of the frequency-domain signal of the real part signal and the estimate of the frequency-domain signal of the imaginary part signal according to the frequency-domain signal of the received signal, and acquiring the estimate of the frequency-domain signal of the signal to be sent according to the estimate of the frequency-domain signal of the real part signal and the estimate of the frequency-domain signal of the imaginary part signal.

(57) Abstract: A method and apparatus for realizing visible-light wireless communication. The method comprises: a sending end modulating a signal to be sent and converting same into a parallel signal, performing IFFT on the parallel signal to obtain a time-domain signal, converting the time-domain signal into a serial signal and performing cyclic prefix adding processing, separating a real part from an imaginary part for the processed serial signal, respectively performing DAC on the real part signal and the imaginary part signal to obtain an analogue signal of the real part signal and an analogue signal of the imaginary part signal, and pruning the analogue signal of the real part signal and the analogue signal of the imaginary part signal and sending same. By means of the technical solution of the present invention, the amount of computation is reduced, and the power of a sending end is reduced.

(57) 摘要: 一种实现可见光无线通信的方法和装置, 该方法包括: 发送端对待发送的信号进行调制并转换成并行信号, 对并行信号进行 IFFT 得到时域信号, 将时域信号转换成串行信号并进行加循环前缀处理, 将处理后的串行信号进行实部和虚部分离, 分别对实部信号和虚部信号进行 DAC 得到实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号, 对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号

进行修剪并发送。本发明技术方案减少了计算量, 并且降低了发送端功率。



WO 2016/127653 A1

根据细则 4.17 的声明:

- 关于申请人有权申请并被授予专利(细则 4.17(ii))
- 发明人资格(细则 4.17(iv))

本国际公布:

- 包括国际检索报告(条约第 21 条(3))。

一种实现可见光无线通信的方法和装置

技术领域

5 本文涉及实现可见光无线通信的技术领域，尤指一种实现可见光无线通信的方法和装置。

背景技术

10 可见光无线通信系统面临着一些挑战，发光二极管（LED，Light-Emitting Diode）灯呈现的低通特性以及可见光无线信道的弥散特性使得高速可见光无线通信存在码间干扰（ISI，Inter-symbol Interference）。为了对抗 ISI，可见光无线通信中的正交频分复用（OFDM，Orthogonal Frequency Division Multiplexing）技术以及单载波幅度调制频域均衡（PAM-FDE，Pulse Amplitude Modulated based Frequency Domain Equalization）也得到了大量的研究，基于 OFDM/离散多音频调制（DMT，Discrete Multi-Tone）的技术以三种调制技术
15 最为成熟：直流偏置光正交频分复用（DCO -OFDM，DC-biased optical OFDM）、非对称限幅光正交频分复用（ACO-OFDM，Asymmetrically Clipped optical OFDM）和单载波幅度调制离散多音频调制（PAM-DMT，Pulse Amplitude Modulated Discrete Multi-Tone）。

20 受到强度调制（IM，Intensity Modulation）/直接检测（DD，Direct Detection）的约束（发射的信号没有极性，只有强度），在对抗多径干扰的时候，无论是 DCO-OFDM、ACO-OFDM 还是 PAM-DMT，都是以牺牲一方面的性能来实现另一方面的性能。例如，DCO-OFDM 是以牺牲功率为代价来实现数据的高速传输；ACO-OFDM 是以牺牲调制子载波的个数（即牺牲数据的高速传输）来实现功率的有效性；PAM-DMT 是以牺牲调制星座的维度（即牺牲数据的高速传输）
25 来实现功率的有效性。与单天线系统相比，多输入多输出（MIMO，Multiple-Input and Multiple-Output）系统多了空间上的维度，所以可以利用 MIMO 系统来实现高速传输，并且实现功率利用的有效性。

针对信道的弥散特性、LED 灯的低通特性以及 IM/DD 的特点，利用 MIMO 的空分复用增益提高系统的传输速率，利用 OFDM 技术消除信道的弥

散特性所引起的 ISI。图 1 为相关技术的两天线发送两天线接收系统的通信方法的示意图。如图 1 所示，相关技术的基于传统 MIMO-OFDM 系统实现的可见光无线通信方法大致包括：

5 发送端将每一个天线通道对待发送的信号进行正交振幅调制（QAM, Quadrature Amplitude Modulation），将调制后的信号转换成并行信号，对并行信号进行共轭处理，对共轭处理后的并行信号进行快速傅里叶逆变换（IFFT, Inverse Fast Fourier Transform）得到时域信号，将时域信号转换成串行信号，对串行信号进行 OFDM 处理，对 OFDM 处理后的串行信号进行数模转换（DAC, Digital to Analog Converter）得到模拟信号，将模拟信号加上
10 直流偏置，将加上直流偏置后的模拟信号转换成光信号并发送。

接收端接收信号，对接收到的信号进行快速傅里叶变换（FFT, Fast Fourier Transform）得到接收到的信号的频域信号，根据接收到的信号的频域信号采用线性最小均方误差（MMSE, Minimum Mean Square Error）接收算法得到各天线发送的频域信号的估计。

15 相关技术的可见光无线通信方法中，由于每一个天线通道都需要进行 IFFT，计算量比较大，同时需要在每一个天线通道的模拟信号上加上直流偏置，导致发送端功率较大。

发明内容

20 本发明要解决的技术问题是提供一种实现可见光无线通信的方法和装置，以减少可见光无线通信方法中的计算量，降低发送端功率。

为了达到上述目的，采用如下技术方案：

一种实现可见光无线通信的方法，应用于发送端，包括：

对待发送的信号进行调制；

25 将调制后的信号转换成并行信号；

对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号；

将时域信号转换成串行信号；

对串行信号进行加循环前缀处理；

将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号；

分别对实部信号和虚部信号进行数模转换 DAC 得到实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号；及

5 对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。

可选地，所述对待发送的信号进行调制的步骤包括：所述发送端对待发送的信号进行正交振幅调制 QAM。

可选地，所述对并行信号进行 IFFT 得到时域信号的步骤包括：

按照公式

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{2N}Kn} + X(K+N) e^{j\frac{2\pi}{2N}(K+N)n} \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K) + X(2K+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}2Kn} + \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K+1) - X(2K+1+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}(2K+1)n}
 \end{aligned}$$

对所述并行信号进行 IFFT 得到所述时域信号；

其中， $x(n)$ 为所述时域信号， $X(K)$ 为所述并行信号， K 为子载波的下标， $2N$ 为离散傅里叶逆变换 IDFT 的长度， n 为采样时刻；

其中，所述频域信号满足公式 $X(K) = -X(2N - K)$ 。

15 可选地，所述将 OFDM 处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号的步骤包括：

按照公式 $x'(n) = jx_{\text{Im}}(n) + x_{\text{Re}}(n)$ 将所述 OFDM 处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到所述实部信号和所述虚部信号；

20 其中， $x'(n)$ 为所述串行信号， $x_{\text{Im}}(n)$ 为所述虚部信号， $x_{\text{Re}}(n)$ 为所述实部信号。

可选地，所述对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪的步骤包括：

按照公式 $\begin{cases} s_1(n) = (x'_{\text{Im}}(n))^+ = \max(0, x'_{\text{Im}}(n)) \\ s_2(n) = (x'_{\text{Re}}(n))^+ = \max(0, x'_{\text{Re}}(n)) \end{cases}$ 对所述实部信号的模拟信号和所述

虚部信号的模拟信号进行修剪；

其中， $s_1(n)$ 为修剪后的虚部信号的模拟信号， $s_2(n)$ 为修剪后的实部信号的模拟信号， $x'_{\text{Im}}(n)$ 为所述虚部信号的模拟信号， $x'_{\text{Re}}(n)$ 为所述实部信号的模拟信号。

5 一种实现可见光无线通信的方法，应用于接收端，包括：

接收信号；

对接收到的信号进行快速傅里叶变换 FFT 得到接收到的信号的频域信号；

10 根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值；及

根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值。

可选地，所述根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值的步骤包括：

15 根据所述接收到的信号的频域信号采用最小均方误差 MMSE 接收算法获取所述实部信号的频域信号的估计值和所述虚部信号的频域信号的估计值。

20 可选地，所述根据接收到的信号的频域信号采用最小均方误差 MMSE 接收算法获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值的步骤包括：

按照公式
$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1(K) \\ \hat{S}_2(K) \end{bmatrix} = \left(H(K)^T H(K) + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2/4} I_2 \right)^{-1} H(K)^T \begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix}$$
 获取所述实部信号的频域信号的估计值和所述虚部信号的频域信号的估计值；

其中， $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值， $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值， $H(K) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(K) & H_{1,2}(K) \\ H_{2,1}(K) & H_{2,2}(K) \end{bmatrix}$ ， σ_w^2 为所述接收端的噪声的方

25 差， $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 为 $P_{\text{Re}}(K)$ 或 $F_{\text{Re}}(K)$ 或 $P_{\text{Im}}(K)$ 或 $F_{\text{Im}}(K)$ 的方差， I_2 为秩为 2 的单位矩阵， $Y_1(K)$ 为第 1 个 PD 接收到的信号的频域信号， $Y_2(K)$ 为第 2 个 PD

接收到的信号的频域信号;

其中, $H_{1,1}(K)$ 为 $h_{1,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{1,2}(K)$ 为 $h_{1,2}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,1}(K)$ 为 $h_{2,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,2}(K)$ 为 $h_{2,2}^e(n)$ 的频域表示;

5 其中, $h_{1,1}^e(n)$ 为从第 1 个 LED 到第 1 个光检测器 PD 的等效基带信道, $h_{1,2}^e(n)$ 为从第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,1}^e(n)$ 为第 1 个 LED 到第 2 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,2}^e(n)$ 为第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道。

可选地, 所述根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值的步骤包括:

按照公式

$$10 \quad \begin{aligned} X(K) &= jX_{\text{Im}}(K) + X_{\text{Re}}(K) \\ &= -2\text{Im}\{\hat{S}_1(K)\} + 2j\text{Im}\{\hat{S}_2(K)\} \end{aligned}$$

获取所述待发送的信号的频域信号的估计值;

其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值, $\text{Im}\{\}$ 表示取虚部。

15 一种发送装置, 包括调制模块、第一转换模块、第一变换模块、第二转换模块、处理模块、分离模块、第一模数转换模块、第二模数转换模块、第一修剪模块和第二修剪模块, 其中:

所述调制模块设置成: 对待发送的信号进行调制;

所述第一转换模块设置成: 将调制后的信号转换成并行信号;

20 所述第一变换模块设置成: 对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号;

所述第二转换模块设置成: 将时域信号转换成串行信号;

所述处理模块设置成: 对串行信号进行加循环前缀处理;

25 所述分离模块设置成: 将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号;

所述第一模数转换模块设置成: 对实部信号进行数模转换 DAC 得到实部

信号的模拟信号;

所述第二模数转换模块设置成:对虚部信号进行DAC得到虚部信号的模拟信号;

所述第一修剪模块设置成:对实部信号的模拟信号进行修剪并发送;

5 所述第二修剪模块设置成:对虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。

可选地,所述调制模块设置成按照如下方式对待发送的信号进行调制:对所述待发送的信号进行正交振幅调制 QAM。

可选地,所述第一变换模块设置成按照如下方式对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号:按照公式

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{2N}Kn} + X(K+N) e^{j\frac{2\pi}{2N}(K+N)n} \\
 10 \quad &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K) + X(2K+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}2Kn} + \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K+1) - X(2K+1+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}(2K+1)n}
 \end{aligned}$$

对所述并行信号进行 IFFT 得到所述时域信号;

其中, $x(n)$ 为所述时域信号, $X(K)$ 为所述并行信号, K 为子载波的下标, $2N$ 为离散傅里叶逆变换 IDFT 的长度, n 为采样时刻;

其中,所述频域信号满足公式 $X(K) = -X(2N - K)$ 。

15 可选地,所述分离模块设置成按照如下方式将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号:

按照公式 $x(n) = jx_{\text{im}}(n) + x_{\text{re}}(n)$ 将所述处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到所述实部信号和所述虚部信号;

20 其中, $x(n)$ 为所述串行信号, $x_{\text{im}}(n)$ 为所述虚部信号, $x_{\text{re}}(n)$ 为所述实部信号。

可选地,所述第一修剪模块设置成按照如下方式对实部信号的模拟信号进行修剪并发送:按照公式 $s_2(n) = (x_{\text{re}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{re}}(n))$ 对所述实部信号的模拟信号进行修剪并发送;

25 所述第二修剪模块设置成按照如下方式对虚部信号的模拟信号进行修剪并发送:按照公式 $s_1(n) = (x_{\text{im}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{im}}(n))$ 对所述虚部信号的模拟信号进行

修剪;

其中, $s_1(n)$ 为修剪后的虚部信号的模拟信号, $s_2(n)$ 为修剪后的实部信号的模拟信号, $x_{\text{Im}}(n)$ 为所述虚部信号的模拟信号, $x_{\text{Re}}(n)$ 为所述实部信号的模拟信号。

5

一种接收装置, 包括接收模块、第二变换模块、第一获取模块和第二获取模块, 其中:

所述接收模块设置成: 接收信号;

10 所述第二变换模块设置成: 对接收到的信号进行快速傅里叶变换 FFT 得到接收到的信号的频域信号;

所述第一获取模块设置成: 根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值;

所述第二获取模块设置成: 根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值。

15 可选地, 所述第一获取模块设置成按照如下方式根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值:

按照公式
$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1(K) \\ \hat{S}_2(K) \end{bmatrix} = \left(H(K)^T H(K) + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2/4} I_2 \right)^{-1} H(K)^T \begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix}$$
 获取所述实部信号的频域信号的估计值和所述虚部信号的频域信号的估计值;

20 其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值, $H(K) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(K) & H_{1,2}(K) \\ H_{2,1}(K) & H_{2,2}(K) \end{bmatrix}$, σ_w^2 为所述接收端的噪声的方差, $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 为 $P_{\text{Re}}(K)$ 或 $F_{\text{Re}}(K)$ 或 $P_{\text{Im}}(K)$ 或 $F_{\text{Im}}(K)$ 的方差, I_2 为秩为 2 的单位矩阵, $Y_1(K)$ 为第 1 个 PD 接收到的信号的频域信号, $Y_2(K)$ 为第 2 个 PD 接收到的信号的频域信号;

25 其中, $H_{1,1}(K)$ 为 $h_{1,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{1,2}(K)$ 为 $h_{1,2}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,1}(K)$ 为 $h_{2,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,2}(K)$ 为 $h_{2,2}^e(n)$ 的频域表示;

其中, $h_{1,1}^e(n)$ 为从第 1 个 LED 到第 1 个光检测器 PD 的等效基带信道, $h_{1,2}^e(n)$

为从第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,1}^e(n)$ 为第 1 个 LED 到第 2 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,2}^e(n)$ 为第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道。

可选地, 所述第二获取模块设置成按照如下方式根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值:

按照公式

$$\begin{aligned} X(K) &= jX_{\text{Im}}(K) + X_{\text{Re}}(K) \\ &= -2\text{Im}\{\hat{S}_1(K)\} + 2j\text{Im}\{\hat{S}_2(K)\} \end{aligned}$$

获取所述待发送的信号的频域信号的估计值;

其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值, $\text{Im}\{\}$ 表示取虚部。

一种通信装置, 包括:

上述任意的发送装置和上述任意的接收装置。

与相关技术相比, 本发明技术方案包括: 发送端对待发送的信号进行调制, 将调制后的信号转换成并行信号, 对并行信号进行 IFFT 得到时域信号, 将时域信号转换成串行信号, 对串行信号进行加循环前缀处理, 将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号, 分别对实部信号和虚部信号进行 DAC 得到实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号, 对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。通过本发明的方案, 发送端在发送信号过程中只需要进行一次 IFFT, 减少了计算量, 并且不需要外加直流偏置, 从而降低了发送端功率。

附图概述

下面对本发明实施例中的附图进行说明, 实施例中的附图是用于对本发明的进一步理解, 与说明书一起用于解释本发明, 并不构成对本发明保护范围的限制。

- 图 1 为相关技术的两天线发送两天线接收的系统的通信方法的示意图；
- 图 2 为本发明实施例实现通信的方法的流程图；
- 图 3 为本发明实施例 16 点的 IFFT 的示意图；
- 图 4 为本发明实施例发送装置的结构组成示意图；
- 5 图 5 为本发明实施例接收装置的结构组成示意图；
- 图 6 为本发明实施例发送端发送信号的示意图；
- 图 7 为发射机和接收机的位置示意图；
- 图 8 为本发明实施例实部虚部分离（RIS, Real and imaginary coefficient separation）MIMO-OFDM 系统仿真和分析得到的误码率（BER, biterror）；
- 10 图 9 为本发明实施例各通信系统的 BER 示意图。

本发明的较佳实施方式

以下是对本文详细描述的主题的概述。本概述并非是为了限制权利要求的保护范围。

- 15 下面结合附图对本发明作进一步的描述，并不能用来限制本发明的保护范围。需要说明的是，在不冲突的情况下，本申请中的实施例及实施例中的各种方式可以相互组合。

参见图 2，本发明实施例提出了一种实现通信的方法，包括：

- 20 步骤 200、发送端对待发送的信号进行调制，将调制后的信号转换成并行信号，对并行信号进行 IFFT 得到时域信号，将时域信号转换成串行信号，对串行信号进行加循环前缀处理，将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号，分别对实部信号和虚部信号进行 DAC 得到实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号，对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。

- 25 本步骤中，发送端在发送信号过程中只需要进行一次 IFFT，减少了计算量，并且不需要外加直流偏置，从而降低了发送端功率。

本步骤中，发送端对待发送的信号进行调制包括：发送端对待发送的信

号进行 QAM。

本步骤中，对并行信号进行 IFFT 得到时域信号包括：

按照公式 (1) 对并行信号进行 IFFT 得到时域信号。

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{2N}Kn} + X(K+N) e^{j\frac{2\pi}{2N}(K+N)n} \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K) + X(2K+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}2Kn} + \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K+1) - X(2K+1+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}(2K+1)n}
 \end{aligned} \tag{1}$$

5

其中， $x(n)$ 为时域信号， $X(K)$ 为并行信号， K 为子载波的下标， $2N$ 为离散傅里叶逆变换 (IDFT, Inverse Discrete Fourier Transform) 的长度， n 为采样时刻。

其中，频移信号满足公式 $X(K) = -X(2N - K)$ 。

10 其中，若令 $A(2K) = X(2K) + X(2K+N)$ ，由于 $X(0) = X(N) = 0$ ， $X(2K) = -X(2N - 2K)$ ， $X(2K+N) = -X(N - 2K)$ ，则可知 $A(2K) = -A(N - 2K)$ ，同样可以得到 $B(2K+1) = X(2K+1) - X(2K+1+N) = B(N - 2K - 1)$ 。

15 由于并线信号是对称信号，因此在进行 IFFT 时可以减少一半的计算量。图 3 为 16 点的 IFFT 的示意图。如图 3 所示，在进行 IFFT 计算时由于每次计算只需要计算一半，因此计算量减少了。

本步骤中，将 OFDM 处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号包括：

按照公式 (2) 将 OFDM 处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号。

$$\begin{aligned}
 x'(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{2N-1} X(K) \exp\left(j2\pi \frac{Kn}{2N}\right) \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{K=1}^{N-1} \left[X(K) \exp\left(j2\pi \frac{Kn}{2N}\right) + X(2N - K) \exp\left(j2\pi \frac{(2N - K)n}{2N}\right) \right] \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{K=1}^{N-1} \left[X(K) \exp\left(j2\pi \frac{Kn}{2N}\right) - X(K) \exp\left(-j2\pi \frac{Kn}{2N}\right) \right] \\
 &= \frac{1}{N} \sum_{K=1}^{N-1} \left[ja(K) \sin\left(2\pi \frac{Kn}{2N}\right) - b(K) \sin\left(2\pi \frac{Kn}{2N}\right) \right] \\
 &= jx_{\text{Im}}(n) + x_{\text{Re}}(n)
 \end{aligned} \tag{2}$$

20

其中， $x'(n)$ 为串行信号， $x_{\text{Im}}(n)$ 为虚部信号， $x_{\text{Re}}(n)$ 为实部信号。

其中， $x_{\text{Im}}(n)$ 和 $x_{\text{Re}}(n)$ 满足公式(3)。

$$\begin{aligned} x_{\text{Im}}(n) &= -x_{\text{Im}}(2N-n) & x_{\text{Re}}(n) &= -x_{\text{Re}}(2N-n) & n &= 1, \dots, N-1 \\ x_{\text{Im}}(0) &= x_{\text{Im}}(N) & x_{\text{Re}}(0) &= x_{\text{Re}}(N) & &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

本步骤中，对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪包括：

5 按照公式(4)对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪。

$$\begin{cases} s_1(n) = (x_{\text{Im}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{Im}}(n)) \\ s_2(n) = (x_{\text{Re}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{Re}}(n)) \end{cases} \quad (4)$$

其中， $s_1(n)$ 为修剪后的虚部信号的模拟信号， $s_2(n)$ 为修剪后的实部信号的模拟信号， $x_{\text{Im}}(n)$ 为虚部信号的模拟信号， $x_{\text{Re}}(n)$ 为实部信号的模拟信号。

进一步地，本发明实施例方法还包括：

10 步骤201、接收端接收信号，对接收到的信号进行FFT得到接收到的信号的频域信号，根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计，根据实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计获取待发送的信号的频域信号的估计。

本步骤中，可以采用公式(5)表示接收端接收到的信号。

$$\begin{cases} y_1(n) = s_1(n) \otimes h_{1,1}^e(n) + s_2(n) \otimes h_{1,2}^e(n) + w_1(n) \\ y_2(n) = s_1(n) \otimes h_{2,1}^e(n) + s_2(n) \otimes h_{2,2}^e(n) + w_2(n) \end{cases} \quad (5)$$

其中， $y_1(n)$ 为第1个PD接收到的信号， $y_2(n)$ 为第2个PD接收到的信号， $w_1(n)$ 为第1个PD的噪声，为均值为0，方差为 σ_w^2 的高斯噪声， $w_2(n)$ 为第2个PD的噪声，为均值为0，方差为 σ_w^2 的高斯噪声。

对公式(5)进行FFT之后，第K个频点上接收到的信号为：

$$\begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix} = H(K) \begin{bmatrix} S_1(K) \\ S_2(K) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} W_1(K) \\ W_2(K) \end{bmatrix} \quad (6)$$

其中， $W_1(K)$ 为 $w_1(n)$ 的频域表示，为均值为0，方差为 $\sigma_w^2 = 2N\sigma_w^2$ 的高斯随机变量， $W_2(K)$ 为 $w_2(n)$ 的频域表示，为均值为0，方差为 $\sigma_w^2 = 2N\sigma_w^2$ 的高斯随机变量。

本步骤中，根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估

计和虚部信号的频域信号的估计包括：根据接收到的信号的频域信号采用 MMSE 接收算法获取实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计。具体包括：

5 按照公式 (7) 获取实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计。

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1(K) \\ \hat{S}_2(K) \end{bmatrix} = \left(H(K)^T H(K) + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2/4} I_2 \right)^{-1} H(K)^T \begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix} \quad (7)$$

其中， $\hat{S}_1(K)$ 为虚部信号的频域信号的估计， $\hat{S}_2(K)$ 为实部信号的频域信号的估计， $H(K) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(K) & H_{1,2}(K) \\ H_{2,1}(K) & H_{2,2}(K) \end{bmatrix}$ ， σ_w^2 为接收端的噪声的方差， $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 为 $P_{\text{Re}}(K)$ 或 $F_{\text{Re}}(K)$ 或 $P_{\text{Im}}(K)$ 或 $F_{\text{Im}}(K)$ 的方差， I_2 为秩为 2 的单位矩阵， $Y_1(K)$ 为第 1 个 PD 接收到的信号的频域信号， $Y_2(K)$ 为第 2 个 PD 接收到的信号的频域信号。

其中， $H_{1,1}(K)$ 为 $h_{1,1}^e(n)$ 的频域表示， $H_{1,2}(K)$ 为 $h_{1,2}^e(n)$ 的频域表示， $H_{2,1}(K)$ 为 $h_{2,1}^e(n)$ 的频域表示， $H_{2,2}(K)$ 为 $h_{2,2}^e(n)$ 的频域表示。

其中， $h_{1,1}^e(n)$ 为从第 1 个 LED 到第 1 个光检测器 (PD, Photo-detector) 的等效基带信道， $h_{1,2}^e(n)$ 为从第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道， $h_{2,1}^e(n)$ 为第 1 个 LED 到第 2 个 PD 的等效基带信道， $h_{2,2}^e(n)$ 为第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道。

其中，

$$P_{\text{Re}}(K) = \frac{1}{2} b(K) = \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Re}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \cos\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) \sim N\left(0, \frac{\sigma_x^2}{8}\right) \quad (8)$$

$$F_{\text{Re}}(K) = \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Re}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \cos\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) \sim N\left(0, \frac{\sigma_x^2}{8}\right) \quad (9)$$

$$P_{\text{Im}}(K) = -\frac{1}{2} a(K) = \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Im}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \left(-\sin\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) \right) \quad (10)$$

$$F_{\text{Im}}(K) = \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Im}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \left(-\sin\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) \right) \quad (11)$$

由公式 (10) 可知 $P_{\text{Re}}(K)$ 为 $S_2(K)$ 的一部分， $F_{\text{Re}}(K)$ 为 $S_2(K)$

的一部分。当 $X(K) \sim CN(0, \sigma_x^2)$ 时, $P_{\text{Re}}(K)$ 和 $F_{\text{Re}}(K)$ 为相互独立的, 均值为零, 方差为 $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 的高斯随机变量。

$$\begin{aligned}
 S_2(K) &= \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Re}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) e^{-j \frac{2\pi Kn}{2N}} \\
 &= \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Re}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \cos\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) + \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Re}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \left(-j \sin\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right)\right) \\
 &= \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Re}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \cos\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) + \frac{1}{2} X_{\text{Re}}(K)
 \end{aligned} \tag{12}$$

由公式 (13) 可知 $P_{\text{Im}}(K)$ 为 $S_1(K)$ 的一部分, $F_{\text{Im}}(K)$ 为 $S_1(K)$ 的一部分。当 $X(K) \sim CN(0, \sigma_x^2)$ 时, $P_{\text{Im}}(K)$ 和 $F_{\text{Im}}(K)$ 为相互独立的, 均值为零, 方差为 $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 的高斯随机变量。

$$S_1(K) = \sum_{\substack{n=0 \\ x_{\text{Im}} > 0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \cos\left(\frac{2\pi Kn}{2N}\right) + \frac{1}{2} X_{\text{Im}}(K) \tag{13}$$

本步骤中, 根据实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计获取待发送的信号的频域信号的估计包括:

10 按照公式 (14) 获取待发送的信号的频域信号的估计。

$$\begin{aligned}
 X(K) &= jX_{\text{Im}}(K) + X_{\text{Re}}(K) \\
 &= -2\text{Im}\{\hat{S}_1(K)\} + 2j\text{Im}\{\hat{S}_2(K)\}
 \end{aligned} \tag{14}$$

采用本发明实施例的方法进行通信时, 速率为 $R_{\text{RIS}} = \frac{N-1}{2N} \log_2 M$, 其中, R_{RIS} 为系统的速率, M 为调制阶数。

其中, 由于可以采用公式 (15) 表示 $x_{\text{Im}}(n)$ 的离散傅里叶变换 (DFT, Discrete Fourier Transform)。

$$\begin{aligned}
X_{\text{Im}}(K) &= \frac{1}{2N} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)<0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) \\
&= \frac{1}{2N} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} -x_{\text{Im}}(2N-n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) \\
&= \frac{1}{2N} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} -x_{\text{Im}}(n) \exp\left(\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) \\
&= \frac{1}{2N} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \left[\exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) - \exp\left(\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) \right] \\
&= \frac{2}{2N} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Im}}(n)>0}}^{2N-1} x_{\text{Im}}(n) \left(-j \sin\left(\frac{2\pi}{2N} Kn\right) \right) \\
&= 2j \text{Im}\{FFT[s_1(n)]\}
\end{aligned} \tag{15}$$

可以采用公式 (16) 表示 $x_{\text{Re}}(n)$ 的 DFT。

$$\begin{aligned}
X_{\text{Re}}(K) &= \frac{1}{2N} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Re}}(n)>0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) + \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \sum_{\substack{n=1 \\ x_{\text{Re}}(n)<0}}^{2N-1} x_{\text{Re}}(n) \exp\left(-\frac{j2\pi}{2N} Kn\right) \\
&= 2j \text{Im}\{FFT[s_2(n)]\}
\end{aligned} \tag{16}$$

因此，可以采用公式 (14) 表示 $X(K)$ 。

- 5 参见图 4，本发明实施例还提出了一种发送装置，至少包括：
- 调制模块 401，设置成：对待发送的信号进行调制；
- 第一转换模块 402，设置成：将调制后的信号转换成并行信号；
- 第一变换模块 403，设置成：对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号；
- 10 第二转换模块 404，设置成：将时域信号转换成串行信号；
- 处理模块 405，设置成：对串行信号进行加循环前缀处理；
- 分离模块 406，设置成：处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号；
- 第一模数转换模块 407，设置成：对实部信号进行数模转换 DAC 得到实部信号的模拟信号；
- 15 第二模数转换模块 408，设置成：对虚部信号进行 DAC 得到虚部信号的

模拟信号;

第一修剪模块 409, 设置成: 对实部信号的模拟信号进行修剪并发送;

第二修剪模块 4010, 设置成: 对虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。

5 本发明实施例的发送装置中, 所述调制模块具体设置成: 对所述待发送的信号进行正交振幅调制 QAM。

本发明实施例的发送装置中, 所述第一变换模块 403 具体设置成: 按照公式

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{2N}Kn} + X(K+N) e^{j\frac{2\pi}{2N}(K+N)n} \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K) + X(2K+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}2Kn} + \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K+1) - X(2K+1+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}(2K+1)n} \end{aligned}$$

对所述并行信号进行 IFFT 得到所述时域信号;

10 其中, $x(n)$ 为所述时域信号, $X(K)$ 为所述并行信号, K 为子载波的下标, $2N$ 为离散傅里叶逆变换 IDFT 的长度, n 为采样时刻;

其中, 所述频域信号满足公式 $X(K) = -X(2N - K)$ 。

本发明实施例的发送装置中, 所述分离模块 406 具体设置成:

15 按照公式 $x(n) = jx_{\text{im}}(n) + x_{\text{re}}(n)$ 将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到所述实部信号和所述虚部信号;

其中, $x(n)$ 为所述串行信号, $x_{\text{im}}(n)$ 为所述虚部信号, $x_{\text{re}}(n)$ 为所述实部信号。

本发明实施例的发送装置中, 所述第一修剪模块 409 具体设置成: 按照公式 $s_2(n) = (x_{\text{re}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{re}}(n))$ 对所述实部信号的模拟信号进行修剪并发送;

20 所述第二修剪模块 4010 具体设置成: 按照公式 $s_1(n) = (x_{\text{im}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{im}}(n))$ 对所述虚部信号的模拟信号进行修剪;

其中, $s_1(n)$ 为修剪后的虚部信号的模拟信号, $s_2(n)$ 为修剪后的实部信号的模拟信号, $x_{\text{im}}(n)$ 为所述虚部信号的模拟信号, $x_{\text{re}}(n)$ 为所述实部信号的模拟信号。

25 参见图 5, 本发明实施例还提出了一种接收装置, 至少包括:

接收模块 501, 设置成: 接收信号;

第二变换模块 502, 设置成: 对接收到的信号进行快速傅里叶变换 FFT 得到接收到的信号的频域信号;

5 第一获取模块 503, 设置成: 根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计;

第二获取模块 504, 设置成: 根据实部信号的频域信号的估计和虚部信号的频域信号的估计获取待发送的信号的频域信号的估计。

本发明实施例的接收装置中, 所述第一获取模块 503 具体设置成:

按照公式
$$\begin{bmatrix} \hat{S}_1(K) \\ \hat{S}_2(K) \end{bmatrix} = \left(H(K)^T H(K) + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2/4} I_2 \right)^{-1} H(K)^T \begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix}$$
 获取所述实部信号

10 的频域信号的估计和所述虚部信号的频域信号的估计;

其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计, $H(K) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(K) & H_{1,2}(K) \\ H_{2,1}(K) & H_{2,2}(K) \end{bmatrix}$, σ_w^2 为所述接收端的噪声的方差,

$\frac{\sigma_x^2}{8}$ 为 $P_{Re}(K)$ 或 $F_{Re}(K)$ 或 $P_{Im}(K)$ 或 $F_{Im}(K)$ 的方差, I_2 为秩为 2 的

15 单位矩阵, $Y_1(K)$ 为第 1 个 PD 接收到的信号的频域信号, $Y_2(K)$ 为第 2 个 PD 接收到的信号的频域信号;

其中, $H_{1,1}(K)$ 为 $h_{1,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{1,2}(K)$ 为 $h_{1,2}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,1}(K)$ 为 $h_{2,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,2}(K)$ 为 $h_{2,2}^e(n)$ 的频域表示;

20 其中, $h_{1,1}^e(n)$ 为从第 1 个 LED 到第 1 个光检测器 PD 的等效基带信道, $h_{1,2}^e(n)$ 为从第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,1}^e(n)$ 为第 1 个 LED 到第 2 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,2}^e(n)$ 为第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道。

本发明实施例的接收装置中, 所述第二获取模块 504 具体设置成:

按照公式

$$\begin{aligned} X(K) &= jX_{Im}(K) + X_{Re}(K) \\ &= -2\text{Im}\{\hat{S}_1(K)\} + 2j\text{Im}\{\hat{S}_2(K)\} \end{aligned}$$

获取待发送的信号的频域信号的估计;

25 其中, $\hat{S}_1(K)$ 为虚部信号的频域信号的估计, $\hat{S}_2(K)$ 为实部信号的频域信号

的估计， $\text{Im}\{\}$ 表示取虚部。

本发明实施例的发送装置和接收装置可以设置在同一实体中。

下面通过具体实施例详细说明本发明实施例的方法，图 6 为本发明实施例发送端发送信号的示意图。如图 6 所示，设定 OFDM 使用的频点数 $2N$ 为 512，使用的带宽为 100 兆赫兹 (MHz)，所以相邻两个频点之间的频率间隔为 $100/512\text{MHz}$ ，OFDM 符号时间 T_s 为 5.12 微秒 (μs)，保护间隔的点数为 8，也就是假设信道的时延扩展小于 80 纳秒 (ns)。QAM 采用 4-QAM、16-QAM 和 64-QAM，对应的传输速率为： $R_b = \frac{\log_2 M(N-1)}{T_s + T_g}$ 。

其中， T_g 为保护间隔。

4-QAM 对应的速率为 100 兆比特每秒 (Mbps)，16-QAM 对应的速率为 200 Mbps，64-QAM 对应的速率为 300 Mbps。

图 7 为发射机和接收机的位置示意图。如图 7 所示，发射天线数和接收天线数均为 2。

采用天花板反射模型时，相应的信道响应可以表示为 $h_{i,j}(t) = \eta_{i,j} \frac{6a_{i,j}^6}{(t+a_{i,j})^7} U(t)$ ，其中， $\eta_{i,j}$ 为第 j 个 LED 到第 i 个 PD 之间的信道的直流增益， $a_{i,j} = 12\sqrt{\frac{11}{13}} D_{s_{i,j}}$ ， $D_{s_{i,j}}$ 为第 j 个 LED 到第 i 个 PD 的信道均方根时延扩展（假设均为 8ns）。

表 1 为 $\eta_{i,j}$ 的取值。

第 j 个 LED 到第 i 个 PD 之间的信道	$\eta_{i,j} \times 10^{-5}$
$\eta_{1,1}$	0.4758
$\eta_{1,2}$	0.2502
$\eta_{2,1}$	0.4116
$\eta_{2,2}$	0.1656

表 1

在仿真过程中，信噪比（SNR，Signal to Noise Ratio）根据光功率定义为

$$SNR = \frac{P_t}{\sigma_n} = \frac{\sum_{l=1}^{n_t} E[s_l(n)]}{\sigma_n}$$

图 8 为实部虚部分离（RIS，Real and imaginary coefficient separation）MIMO-OFDM 系统仿真和分析得到的误码率（BER，bit error rate）。如图 8 所示，4-QAM 的 BER 优于 16-QAM，16-QAM 的 BER 优于 64-QAM。从图中可以看出分析结果与仿真结果一致。

为了进行对比，对 PAM-DMT 系统和 ACO-OFDM 系统的性能也进行了仿真。图 9 为各通信系统的 BER 示意图。如图 9 所示，相对于 4-PAM-DMT 2×2 MIMO 和 16-QAM 2×2 MIMO ACO-OFDM，本发明实施例的方法的 BER 最优。

本发明实施例还公开了一种计算机程序，包括程序指令，当该程序指令被发送装置执行时，使得该发送装置可执行上述任意的发送端侧的实现可见光无线通信的方法。

本发明实施例还公开了一种载有所述的计算机程序的载体。

15 本发明实施例还公开了一种计算机程序，包括程序指令，当该程序指令被接收装置执行时，使得该接收装置可执行上述任意的接收端侧的实现可见光无线通信的方法。

本发明实施例还公开了一种载有所述的计算机程序的载体。

在阅读并理解了附图和详细描述后，可以明白其他方面。

20 需要说明的是，以上所述的实施例仅是为了便于本领域的技术人员理解而已，并不用于限制本发明的保护范围，在不脱离本发明的发明构思的前提下，本领域技术人员对本发明所做出的任何显而易见的替换和改进等均在本发明的保护范围之内。

工业实用性

25 通过本发明的方案，发送端在发送信号过程中只需要进行一次 IFFT，减少了计算量，并且不需要外加直流偏置，从而降低了发送端功率。因此本发明具有很强的工业实用性。

权 利 要 求 书

- 1、一种实现可见光无线通信的方法，应用于发送端，包括：
对待发送的信号进行调制；
将调制后的信号转换成并行信号；
- 5 对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号；
将时域信号转换成串行信号；
对串行信号进行加循环前缀处理；
将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号；
分别对实部信号和虚部信号进行数模转换 DAC 得到实部信号的模拟信
10 号和虚部信号的模拟信号；及
对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。

2、根据权利要求 1 所述的实现可见光无线通信的方法，其中，所述对待发送的信号进行调制的步骤包括：所述发送端对所述待发送的信号进行正交振幅调制 QAM。

- 15 3、根据权利要求 1 所述的实现可见光无线通信的方法，其中，所述对并行信号进行 IFFT 得到时域信号的步骤包括：

按照公式

$$\begin{aligned}
 x(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{2N}Kn} + X(K+N) e^{j\frac{2\pi}{2N}(K+N)n} \\
 &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K) + X(2K+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}2Kn} + \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K+1) - X(2K+1+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}(2K+1)n}
 \end{aligned}$$

对所述并行信号进行 IFFT 得到所述时域信号；

- 20 其中， $x(n)$ 为所述时域信号， $X(K)$ 为所述并行信号， K 为子载波的下标， $2N$ 为离散傅里叶逆变换 IDFT 的长度， n 为采样时刻；

其中，所述频域信号满足公式 $X(K) = -X(2N - K)$ 。

- 4、根据权利要求 1 所述的实现可见光无线通信的方法，其中，所述将 OFDM 处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号的步

骤包括:

按照公式 $x'(n) = jx_{\text{Im}}(n) + x_{\text{Re}}(n)$ 将所述 OFDM 处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到所述实部信号和所述虚部信号;

5 其中, $x'(n)$ 为所述串行信号, $x_{\text{Im}}(n)$ 为所述虚部信号, $x_{\text{Re}}(n)$ 为所述实部信号。

5、根据权利要求 1 所述的实现可见光无线通信的方法, 其中, 所述对实部信号的模拟信号和虚部信号的模拟信号进行修剪的步骤包括:

按照公式
$$\begin{cases} s_1(n) = (x'_{\text{Im}}(n))^+ = \max(0, x'_{\text{Im}}(n)) \\ s_2(n) = (x'_{\text{Re}}(n))^+ = \max(0, x'_{\text{Re}}(n)) \end{cases}$$
 对所述实部信号的模拟信号和所述

虚部信号的模拟信号进行修剪;

10 其中, $s_1(n)$ 为修剪后的虚部信号的模拟信号, $s_2(n)$ 为修剪后的实部信号的模拟信号, $x'_{\text{Im}}(n)$ 为所述虚部信号的模拟信号, $x'_{\text{Re}}(n)$ 为所述实部信号的模拟信号。

6、一种实现可见光无线通信的方法, 应用于接收端, 包括:

接收信号;

15 对接收到的信号进行快速傅里叶变换 FFT 得到接收到的信号的频域信号;

根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值; 及

20 根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值。

7、根据权利要求 6 所述的实现可见光无线通信的方法, 其中, 所述根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值的步骤包括:

25 根据所述接收到的信号的频域信号采用最小均方误差 MMSE 接收算法获取所述实部信号的频域信号的估计值和所述虚部信号的频域信号的估计值。

8、根据权利要求 7 所述的实现可见光无线通信的方法, 其中, 所述根据

接收到的信号的频域信号采用最小均方误差MMSE接收算法获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值的步骤包括:

按照公式 $\begin{bmatrix} \hat{S}_1(K) \\ \hat{S}_2(K) \end{bmatrix} = \left(H(K)^T H(K) + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2/4} I_2 \right)^{-1} H(K)^T \begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix}$ 获取所述实部信号

的频域信号的估计值和所述虚部信号的频域信号的估计值;

5 其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值, $H(K) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(K) & H_{1,2}(K) \\ H_{2,1}(K) & H_{2,2}(K) \end{bmatrix}$, σ_w^2 为所述接收端的噪声的方差, $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 为 $P_{Re}(K)$ 或 $F_{Re}(K)$ 或 $P_{Im}(K)$ 或 $F_{Im}(K)$ 的方差, I_2 为秩为 2 的单位矩阵, $Y_1(K)$ 为第 1 个 PD 接收到的信号的频域信号, $Y_2(K)$ 为第 2 个 PD 接收到的信号的频域信号;

10 其中, $H_{1,1}(K)$ 为 $h_{1,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{1,2}(K)$ 为 $h_{1,2}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,1}(K)$ 为 $h_{2,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,2}(K)$ 为 $h_{2,2}^e(n)$ 的频域表示;

其中, $h_{1,1}^e(n)$ 为从第 1 个 LED 到第 1 个光检测器 PD 的等效基带信道, $h_{1,2}^e(n)$ 为从第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,1}^e(n)$ 为第 1 个 LED 到第 2 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,2}^e(n)$ 为第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道。

15 9、根据权利要求 6 所述的实现可见光无线通信的方法, 其中, 所述根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值的步骤包括:

按照公式

$$\begin{aligned} X(K) &= jX_{Im}(K) + X_{Re}(K) \\ &= -2\text{Im}\{\hat{S}_1(K)\} + 2j\text{Im}\{\hat{S}_2(K)\} \end{aligned}$$

20 获取所述待发送的信号的频域信号的估计值;

其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值, $\text{Im}\{\cdot\}$ 表示取虚部。

10、一种发送装置, 包括调制模块、第一转换模块、第一变换模块、第二转换模块、处理模块、分离模块、第一模数转换模块、第二模数转换模块、
25 第一修剪模块和第二修剪模块, 其中:

所述调制模块设置成：对待发送的信号进行调制；

所述第一转换模块设置成：将调制后的信号转换成并行信号；

所述第一变换模块设置成：对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号；

5 所述第二转换模块设置成：将时域信号转换成串行信号；

所述处理模块设置成：对串行信号进行加循环前缀处理；

所述分离模块设置成：将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号；

10 所述第一模数转换模块设置成：对实部信号进行数模转换 DAC 得到实部信号的模拟信号；

所述第二模数转换模块设置成：对虚部信号进行 DAC 得到虚部信号的模拟信号；

所述第一修剪模块设置成：对实部信号的模拟信号进行修剪并发送；

所述第二修剪模块设置成：对虚部信号的模拟信号进行修剪并发送。

15 11、根据权利要求 10 所述的发送装置，其中，所述调制模块设置成按照如下方式对待发送的信号进行调制：对所述待发送的信号进行正交振幅调制 QAM。

20 12、根据权利要求 10 所述的发送装置，其中，所述第一变换模块设置成按照如下方式对并行信号进行快速傅里叶逆变换 IFFT 得到时域信号：按照公式

$$\begin{aligned} x(n) &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} X(K) e^{j\frac{2\pi}{2N}Kn} + X(K+N) e^{j\frac{2\pi}{2N}(K+N)n} \\ &= \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K) + X(2K+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}2Kn} + \frac{1}{2N} \sum_{K=0}^{N-1} (X(2K+1) - X(2K+1+N)) e^{j\frac{2\pi}{2N}(2K+1)n} \end{aligned}$$

对所述并行信号进行 IFFT 得到所述时域信号；

其中， $x(n)$ 为所述时域信号， $X(K)$ 为所述并行信号， K 为子载波的下标， $2N$ 为离散傅里叶逆变换 IDFT 的长度， n 为采样时刻；

25 其中，所述频域信号满足公式 $X(K) = -X(2N - K)$ 。

13、根据权利要求 10 所述的发送装置，其中，所述分离模块设置成按照如下方式将处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到实部信号和虚部信号：

按照公式 $x(n) = jx_{\text{im}}(n) + x_{\text{re}}(n)$ 将所述处理后的串行信号进行实部和虚部分离得到所述实部信号和所述虚部信号；

其中， $x(n)$ 为所述串行信号， $x_{\text{im}}(n)$ 为所述虚部信号， $x_{\text{re}}(n)$ 为所述实部信号。

14、根据权利要求 10 所述的发送装置，其中，

所述第一修剪模块设置成按照如下方式对实部信号的模拟信号进行修剪并发送：按照公式 $s_2(n) = (x_{\text{re}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{re}}(n))$ 对所述实部信号的模拟信号进行修剪并发送；

所述第二修剪模块设置成按照如下方式对虚部信号的模拟信号进行修剪并发送：按照公式 $s_1(n) = (x_{\text{im}}(n))^+ = \max(0, x_{\text{im}}(n))$ 对所述虚部信号的模拟信号进行修剪；

其中， $s_1(n)$ 为修剪后的虚部信号的模拟信号， $s_2(n)$ 为修剪后的实部信号的模拟信号， $x_{\text{im}}(n)$ 为所述虚部信号的模拟信号， $x_{\text{re}}(n)$ 为所述实部信号的模拟信号。

15、一种接收装置，包括接收模块、第二变换模块、第一获取模块和第二获取模块，其中：

所述接收模块设置成：接收信号；

所述第二变换模块设置成：对接收到的信号进行快速傅里叶变换 FFT 得到接收到的信号的频域信号；

所述第一获取模块设置成：根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值；

所述第二获取模块设置成：根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值。

16、根据权利要求 15 所述的接收装置，其中，所述第一获取模块设置成按照如下方式根据接收到的信号的频域信号获取实部信号的频域信号的估计

值和虚部信号的频域信号的估计值:

按照公式 $\begin{bmatrix} \hat{S}_1(K) \\ \hat{S}_2(K) \end{bmatrix} = \left(H(K)^T H(K) + \frac{\sigma_w^2}{\sigma_x^2/4} I_2 \right)^{-1} H(K)^T \begin{bmatrix} Y_1(K) \\ Y_2(K) \end{bmatrix}$ 获取所述实部信号

的频域信号的估计值和所述虚部信号的频域信号的估计值;

其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号
5 的频域信号的估计值, $H(K) = \begin{bmatrix} H_{1,1}(K) & H_{1,2}(K) \\ H_{2,1}(K) & H_{2,2}(K) \end{bmatrix}$, σ_w^2 为所述接收端的噪声的方差, $\frac{\sigma_x^2}{8}$ 为 $P_{Re}(K)$ 或 $F_{Re}(K)$ 或 $P_{Im}(K)$ 或 $F_{Im}(K)$ 的方差, I_2 为秩为 2 的单位矩阵, $Y_1(K)$ 为第 1 个 PD 接收到的信号的频域信号, $Y_2(K)$ 为第 2 个 PD 接收到的信号的频域信号;

其中, $H_{1,1}(K)$ 为 $h_{1,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{1,2}(K)$ 为 $h_{1,2}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,1}(K)$ 为
10 $h_{2,1}^e(n)$ 的频域表示, $H_{2,2}(K)$ 为 $h_{2,2}^e(n)$ 的频域表示;

其中, $h_{1,1}^e(n)$ 为从第 1 个 LED 到第 1 个光检测器 PD 的等效基带信道, $h_{1,2}^e(n)$ 为从第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,1}^e(n)$ 为第 1 个 LED 到第 2 个 PD 的等效基带信道, $h_{2,2}^e(n)$ 为第 2 个 LED 到第 1 个 PD 的等效基带信道。

17、根据权利要求 15 所述的接收装置, 其中, 所述第二获取模块设置成
15 按照如下方式根据实部信号的频域信号的估计值和虚部信号的频域信号的估计值获取待发送的信号的频域信号的估计值:

按照公式

$$\begin{aligned} X(K) &= jX_{Im}(K) + X_{Re}(K) \\ &= -2\text{Im}\{\hat{S}_1(K)\} + 2j\text{Im}\{\hat{S}_2(K)\} \end{aligned}$$

获取所述待发送的信号的频域信号的估计值;

20 其中, $\hat{S}_1(K)$ 为所述虚部信号的频域信号的估计值, $\hat{S}_2(K)$ 为所述实部信号的频域信号的估计值, $\text{Im}\{\cdot\}$ 表示取虚部。

18、一种通信装置, 包括:

如权利要求 10~14 中任意一项所述的发送装置和如权利要求 15~17 中任意一项所述的接收装置。

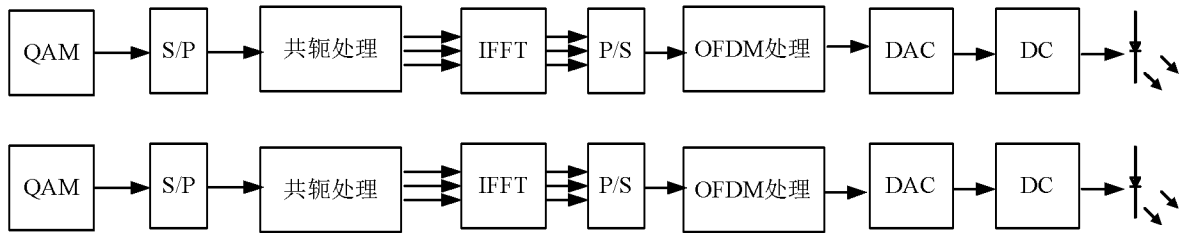


图 1

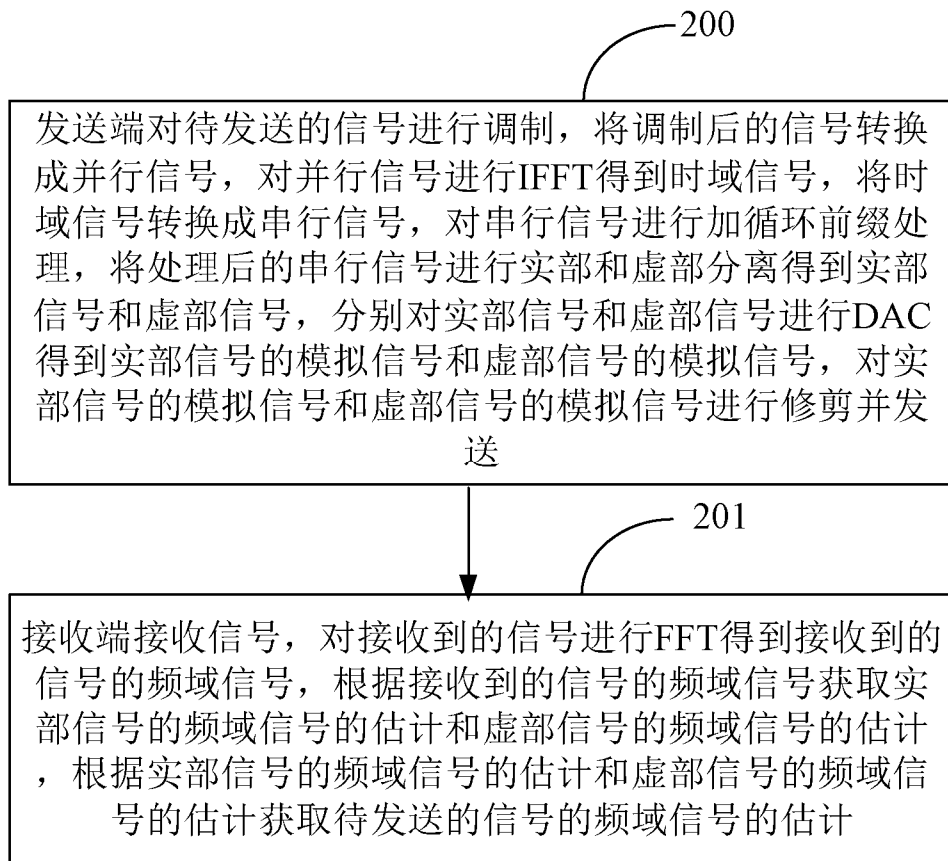


图 2

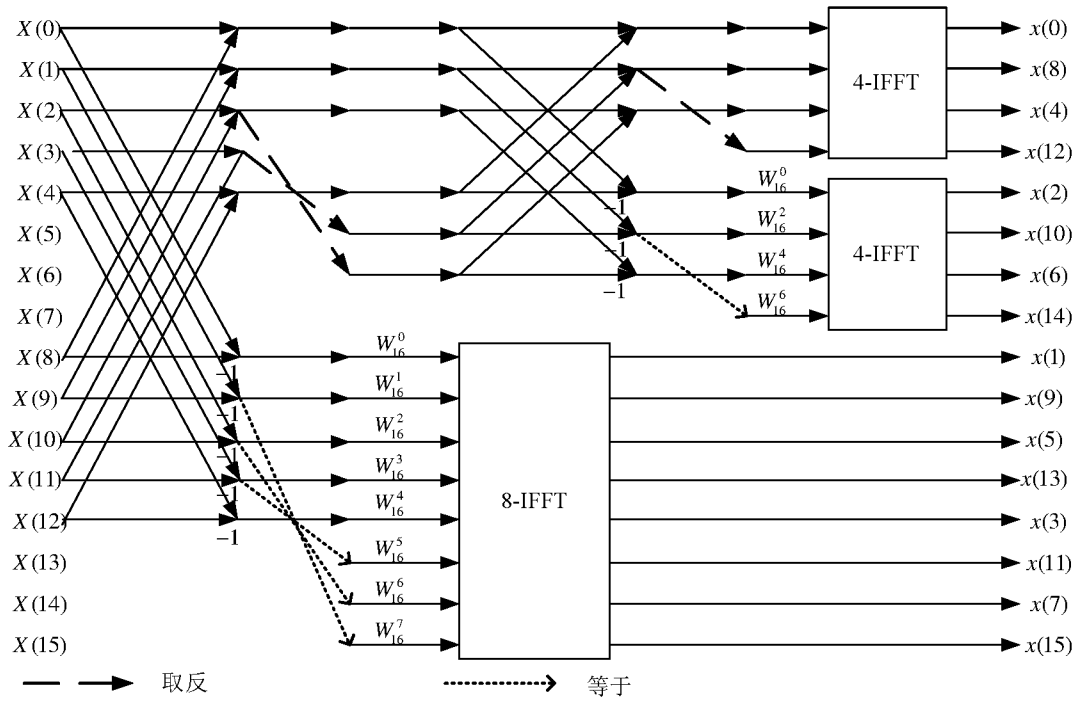


图 3

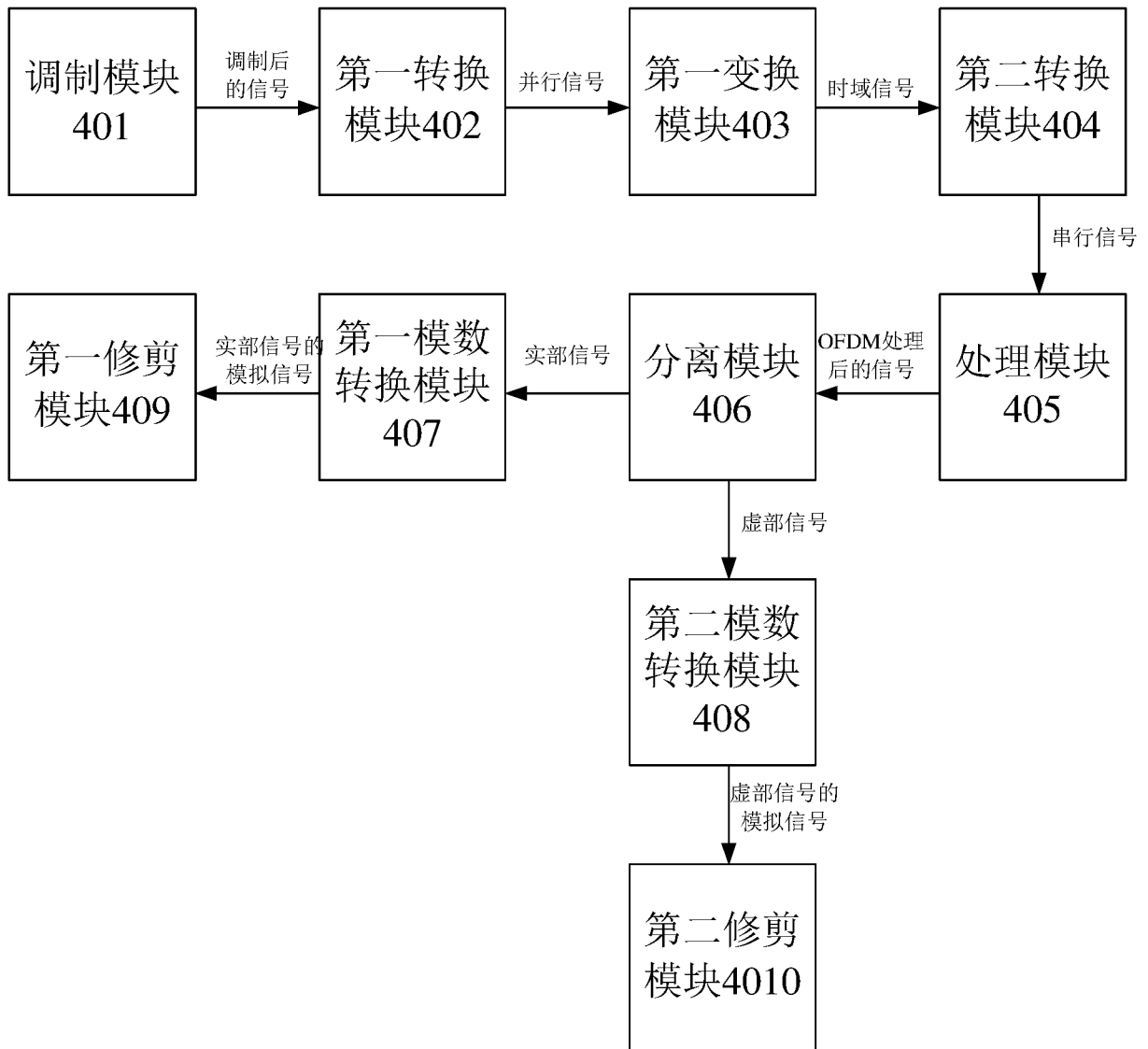


图 4

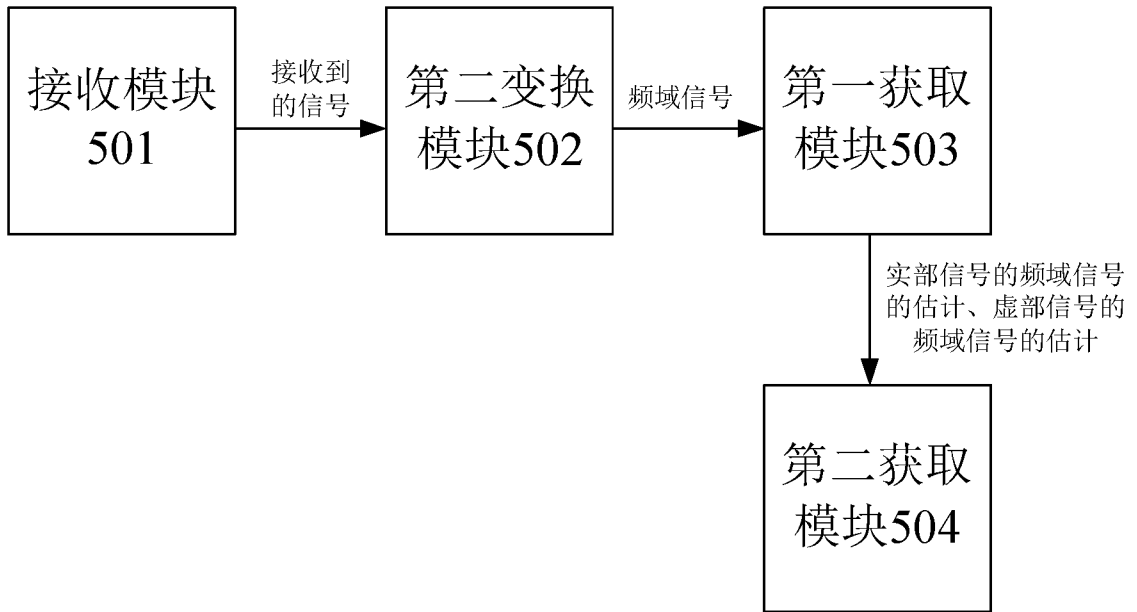


图 5

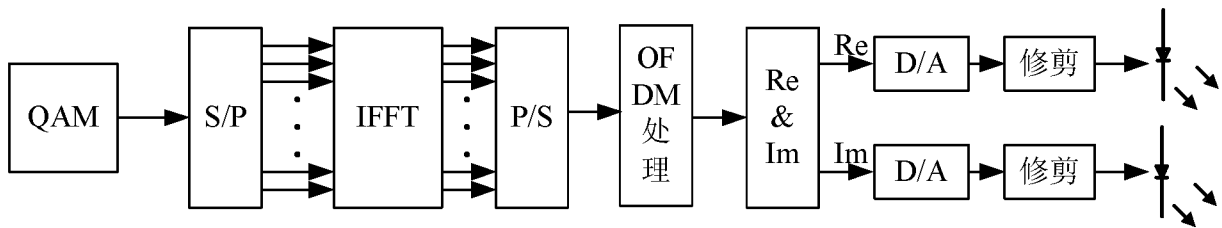


图 6

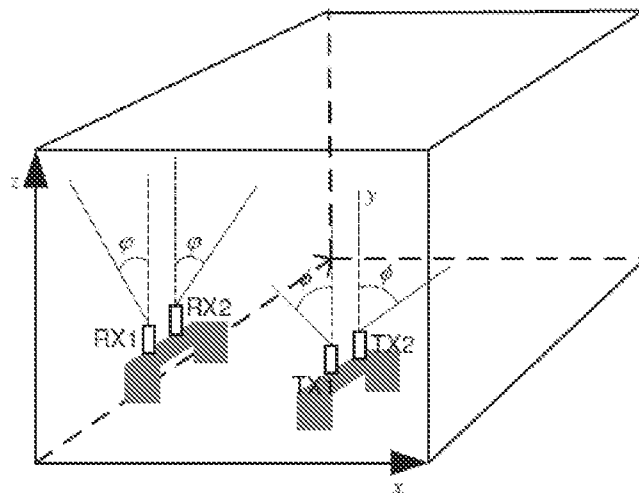


图 7

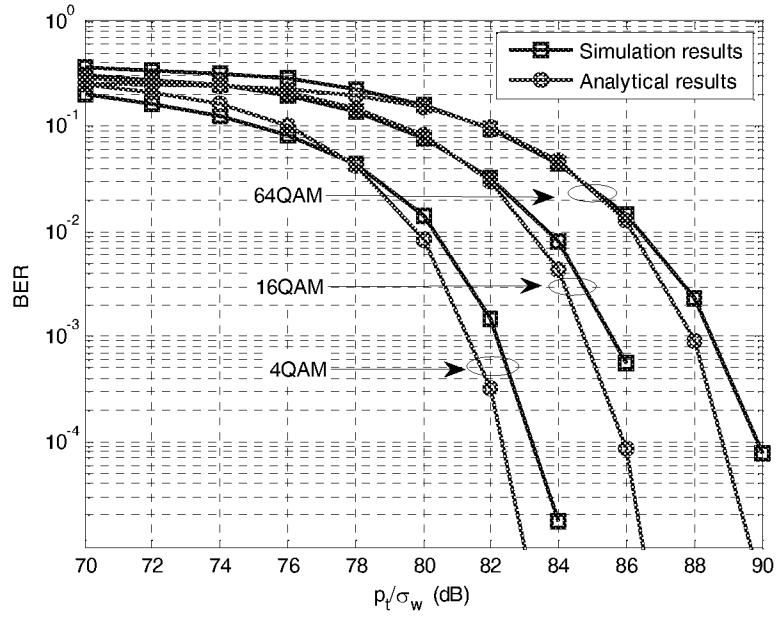


图 8

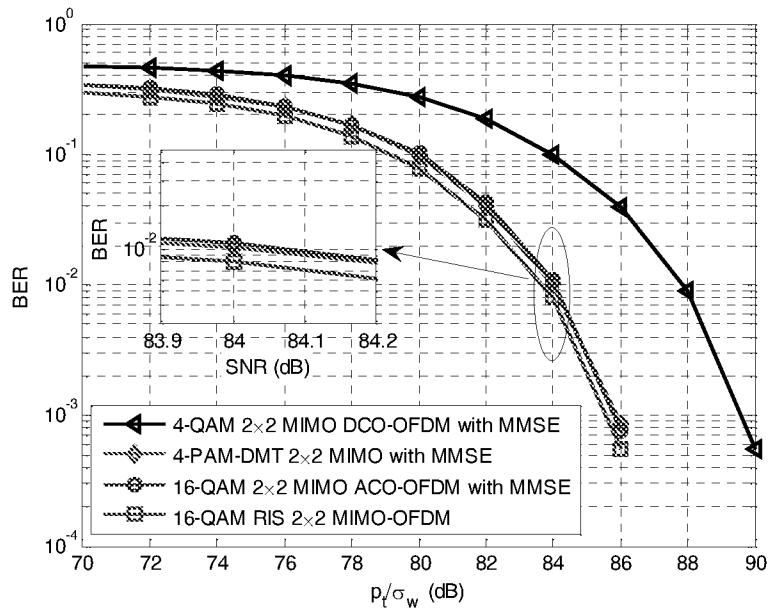


图 9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/CN2015/090968

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 25/03 (2006.0) i; H04L 25/06 (2006.01) i; H04B 10/116 (2013.01) i
According to International Patent Classification (IPC) or to both nation/al classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L; H04W; H04B

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)

CNTXT; CNABS; VEN; CNKI; IEEE: ofdm, orthogonal frequency division multiplexing, ifft, qam, separate, divide, time domain, frequency domain, imaginary part, real part, modulate, visible light, digital, analog, DFT, frequency, domain, real, imaginary, number

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	CN 103297373 A (NO 10 RES INST CHINA ELECTRONICS TECHNOLOG) 11 September 2013 (11.09.2013) claims 1-8, description, paragraphs [0021]-[0045]	1-7, 9-15, 17, 18
A	CN 103259598 A (UNIV GUILIN ELECTRONIC TECHNOLOGY) 21 August 2013 (21.08.2013) the whole document	1-18
A	CN 102185822 A (UNIV CHINA ELECTRONIC SCI & TECHNOLOGY) 14 September 2011 (14.09.2011) the whole document	1-18
A	EP 1758326 A1 (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO., LTD.) 28 February 2007 (28.02.2007) the whole document	1-18

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

<p>* Special categories of cited documents:</p> <p>“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance</p> <p>“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date</p> <p>“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)</p> <p>“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means</p> <p>“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed</p>	<p>“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</p> <p>“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</p> <p>“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</p> <p>“&”document member of the same patent family</p>
---	--

Date of the actual completion of the international search
19 December 2015

Date of mailing of the international search report
30 December 2015

Name and mailing address of the ISA
State Intellectual Property Office of the P. R. China
No. 6, Xitucheng Road, Jimenqiao
Haidian District, Beijing 100088, China
Facsimile No. (86-10) 62019451

Authorized officer
ZHANG, Xinyu
Telephone No. (86-10) 62089388

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/CN2015/090968

Patent Documents referred in the Report	Publication Date	Patent Family	Publication Date
CN 103297373 A	11 September 2013	None	
CN 103259598 A	21 August 2013	None	
CN 102185822 A	14 September 2011	CN 102185822 B	17 July 2013
EP 1758326 A1	28 February 2007	WO 2007022831 A1	01 March 2007
		US 7898936A1	01 March 2011
		US 2008316912 A1	25 December 2008
		DE 602005012504 D1	12 March 2009
		EP 1758326 B1	21 January 2009

<p>A. 主题的分类</p> <p>H04L 25/03 (2006.01) i; H04L 25/06 (2006.01) i; H04B 10/116 (2013.01) i</p> <p>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</p>																											
<p>B. 检索领域</p> <p>检索的最低限度文献 (标明分类系统和分类号)</p> <p>H04L, H04W, H04B</p> <p>包含在检索领域中的除最低限度文献以外的检索文献</p> <p>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))</p> <p>CNXTX; CNABS; VEN; CNKI; IEEE: ofdm, 正交频分复用, 分离, 分别, 分开, 时域, 频域, 实部, 虚部, ifft, 傅里叶, 调制, 可见光, qam, 模拟, 数字, separate, time, frequency, domain, real, fft, modulate, DFT, imaginary, number, digital, analog, divide</p>																											
<p>C. 相关文件</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>类型*</th> <th>引用文件, 必要时, 指明相关段落</th> <th>相关的权利要求</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td>X</td> <td>CN 103297373 A (中国电子科技集团公司第十研究所) 2013年 9月 11日 (2013 - 09 - 11) 权利要求1-8, 说明书第21-45段</td> <td>1-7, 9-15, 17-18</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 103259598 A (桂林电子科技大学) 2013年 8月 21日 (2013 - 08 - 21) 全文</td> <td>1-18</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>CN 102185822 A (电子科技大学) 2011年 9月 14日 (2011 - 09 - 14) 全文</td> <td>1-18</td> </tr> <tr> <td>A</td> <td>EP 1758326 A1 (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD) 2007年 2月 28日 (2007 - 02 - 28) 全文</td> <td>1-18</td> </tr> </tbody> </table> <p><input type="checkbox"/> 其余文件在C栏的续页中列出。 <input checked="" type="checkbox"/> 见同族专利附件。</p> <p>* 引用文件的具体类型:</p> <table border="0"> <tr> <td>“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“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)</td> <td>“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</td> </tr> <tr> <td>“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件</td> <td>“&” 同族专利的文件</td> </tr> <tr> <td>“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</td> <td></td> </tr> </table>			类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求	X	CN 103297373 A (中国电子科技集团公司第十研究所) 2013年 9月 11日 (2013 - 09 - 11) 权利要求1-8, 说明书第21-45段	1-7, 9-15, 17-18	A	CN 103259598 A (桂林电子科技大学) 2013年 8月 21日 (2013 - 08 - 21) 全文	1-18	A	CN 102185822 A (电子科技大学) 2011年 9月 14日 (2011 - 09 - 14) 全文	1-18	A	EP 1758326 A1 (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD) 2007年 2月 28日 (2007 - 02 - 28) 全文	1-18	“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件	“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	“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利	“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	“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)	“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	“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件	“&” 同族专利的文件	“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	
类型*	引用文件, 必要时, 指明相关段落	相关的权利要求																									
X	CN 103297373 A (中国电子科技集团公司第十研究所) 2013年 9月 11日 (2013 - 09 - 11) 权利要求1-8, 说明书第21-45段	1-7, 9-15, 17-18																									
A	CN 103259598 A (桂林电子科技大学) 2013年 8月 21日 (2013 - 08 - 21) 全文	1-18																									
A	CN 102185822 A (电子科技大学) 2011年 9月 14日 (2011 - 09 - 14) 全文	1-18																									
A	EP 1758326 A1 (MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD) 2007年 2月 28日 (2007 - 02 - 28) 全文	1-18																									
“A” 认为不特别相关的表示了现有技术一般状态的文件	“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																										
“E” 在国际申请日的当天或之后公布的在先申请或专利	“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																										
“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)	“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																										
“O” 涉及口头公开、使用、展览或其他方式公开的文件	“&” 同族专利的文件																										
“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																											
<p>国际检索实际完成的日期</p> <p>2015年 12月 19日</p>	<p>国际检索报告邮寄日期</p> <p>2015年 12月 30日</p>																										
<p>ISA/CN的名称和邮寄地址</p> <p>中华人民共和国国家知识产权局 (ISA/CN) 中国北京市海淀区蓟门桥西土城路6号 100088</p> <p>传真号 (86-10) 62019451</p>	<p>授权官员</p> <p>张新宇</p> <p>电话号码 (86-10) 62089388</p>																										

国际检索报告
关于同族专利的信息

国际申请号

PCT/CN2015/090968

检索报告引用的专利文件			公布日 (年/月/日)	同族专利			公布日 (年/月/日)
CN	103297373	A	2013年 9月 11日	无			
CN	103259598	A	2013年 8月 21日	无			
CN	102185822	A	2011年 9月 14日	CN	102185822	B	2013年 7月 17日
EP	1758326	A1	2007年 2月 28日	WO	2007022831	A1	2007年 3月 1日
				US	7898936	B2	2011年 3月 1日
				US	2008316912	A1	2008年 12月 25日
				DE	602005012504	D1	2009年 3月 12日
				EP	1758326	B1	2009年 1月 21日