



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 104184693 A

(43) 申请公布日 2014. 12. 03

(21) 申请号 201410455607. 9

(22) 申请日 2014. 09. 09

(71) 申请人 东南大学

地址 211189 江苏省南京市江宁区东南大学
路 2 号

(72) 发明人 姜明 张俊 赵春明 梁霄 张华

(74) 专利代理机构 南京瑞弘专利商标事务所
(普通合伙) 32249

代理人 杨晓玲

(51) Int. Cl.

H04L 27/26(2006. 01)

H04L 25/03(2006. 01)

H04L 25/06(2006. 01)

H04B 10/116(2013. 01)

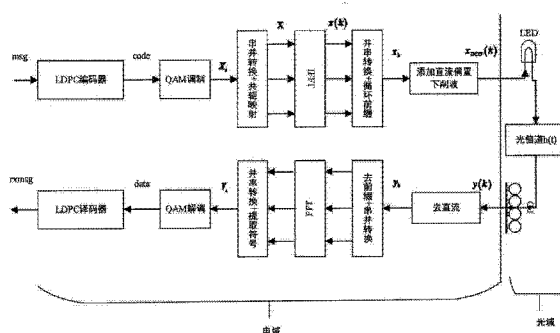
权利要求书2页 说明书7页 附图4页

(54) 发明名称

一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法

(57) 摘要

本发明属于可见光通信领域,提供了一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法。在信源信息经过调制之前对其进行信道编码,利用纠错编码较好的纠检错性能,综合考虑系统的可靠性和功率利用率,在发送端适当增加时域信号的削波比例,减小系统所需的直流偏置,提高系统功率利用率和照明亮度可调节范围。接收端通过信道编码的纠错能力弥补发送端的削波失真。本发明降低了发送端在进行 DCO-OFDM 调制时所需要添加的直流偏置的大小,提高了系统功率利用率,在一定程度上扩大了可见光通信在照明方面的亮度调节范围,使系统可靠性、应用性增强。



1. 一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法,其特征在於:在 DCO-OFDM 系统发送端确定时域光强调制信号的削波比例 η ,根据此削波比例 η 计算得到直流偏置 B_{DC} 的大小,接收端通过译码纠正发送端下削波引起的失真,具体包括以下步骤:

1) 在发送端,将随机产生的信源序列 msg 通过 LDPC 编码器进行纠错码编码,得到码字序列 msg code ;该码字序列的码率为 R,码长为 L ;

2) 码字序列 msg code 经过 M 阶 QAM 调制后,得到复数信号 X_i ,

3) 复数信号 X_i 采用 DCO-OFDM 进行传输,该 DCO-OFDM 的子载波数为 N ;频域信号表征为:

$$X = \left[0, X_0, X_1, \dots, X_{\frac{N}{2}-1}, 0, X_{\frac{N}{2}-1}^*, \dots, X_1^*, X_0^* \right]$$

其中 X_i^* 是 X_i 的共轭符号 ;

4) 经过步骤 3) 得到的频域信号 X 经过 N 点 IFFT,得到离散的实值时域信号 x_k , x_k 以 k^{th} 为时间间隔采样的采样值为:

$$x(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(\frac{j2\pi km}{N}\right)$$

4. 1) 将离散实值时域信号 x_k 建模为高斯随机变量,其均值为 0,方差 $\sigma_D^2 = E\{x_k^2\}$;

4. 2) 定义与将离散实值时域信号 x_k 标准差 σ_D 相关的 DCO-OFDM 的直流偏置为 $B_{DC} = \mu \sigma_D$, μ 是比例常数, B_{DC} 的度量大小定义为 $10\log_{10}(\mu^2+1)$ dB ;

4. 3) 削波比例 η 与直流偏置 B_{DC} 的关系为:

$$\eta = \exp\left(-\frac{B_{DC}^2}{2\sigma_D^2}\right) - \frac{B_{DC}}{\sigma_D} \sqrt{2\pi} Q\left(\frac{B_{DC}}{\sigma_D}\right)$$

由于步骤 4. 2) 中 $B_{DC} = \mu \sigma_D$,所以上述公式等效为:

$$\eta = \exp\left(-\frac{\mu^2}{2}\right) - \mu \sqrt{2\pi} \cdot Q(\mu)$$

式中: $Q(\mu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\mu}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx$;

4. 4) 按照上式关系,将比例常数 μ 从 0 开始取值,每次取值在原基础上增加 0. 01,直至取值为 3,该比例常数 μ 为直流偏置常数 ;计算出每一个直流偏置常数 μ 对应的 η 值,然后反向根据 η 选取 μ 值,可以得到如表 1 所示的典型削波比例 η 和对应的直流偏置系数 μ 查找表 1:

表 1

削波比例 η	直流偏置系数 μ	直流偏置大小 (dB)
1%	2. 27	7. 89
2%	2. 02	7. 06

3%	1.87	6.60
4%	1.75	6.09
5%	1.66	5.75
6%	1.59	5.48
7%	1.52	5.20
8%	1.46	5.00
9%	1.41	4.75
10%	1.36	4.55
11%	1.31	4.34
12%	1.27	4.17
13%	1.24	4.04
14%	1.20	3.87
15%	1.17	3.75

4.5) 对 x_k 添加由上表查找得到的直流偏置 B_{DC} , 产生偏置信号 $x_{DCO}(k) = x_k + B_{DC}$, 对 $x_{DCO}(k)$ 进行下削波得到的光强调制正实时域信号 $x_{DCO}(k)$ 由下式给出:

$$x_{DCO}(k) = \begin{cases} x_{DC}(k) & x_{DC}(k) > 0 \\ 0 & x_{DC}(k) < 0 \end{cases};$$

5) 根据步骤 4) 得到的正实时域信号得到其概率密度函数, 从而得到比特信噪比, 最终信号依次通过去直流、FFT、QAM 解调和 LDPC 译码器输出。

一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法

技术领域

[0001] 本发明涉及可见光通信领域,具体而言涉及一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法。

背景技术

[0002] 可见光通信 (VLC) 技术近年来在各个领域受到广泛关注。其具有照明与通信二位一体的应用特征,拥有较为丰富的频谱资源和良好的保密性,对人体的影响比较小,绿色安全。由于可见光通信同时具有照明与通信的功能,设计时需要综合考虑日常照明需求和通信可靠性的双重指标。

[0003] 可见光通信系统中通常采用光强调制 / 直接检测 (IM/DD) 的传输方式,这要求调制光强的信号 $x(t)$ 必须是正实数。非对称削波光正交频分复用调制 (ACO-OFDM) 和直流偏置光正交频分复用调制 (DCO-OFDM) 这两种经过变型的 OFDM 调制技术在可见光通信中得到广泛应用,ACO-OFDM 通过共轭映射和非对称削波产生满足光强调制的正实信号,DCO-OFDM 通过共轭映射和添加直流偏置 (DC Bias) 产生光强调制信号。由于 ACO-OFDM 在 OFDM 调制过程中浪费了一般的子载波用于满足构建实数信号的条件,其系统传输效率较低,不适合高速传输的可见光通信系统,所以 DCO-OFDM 在实际系统中应用更为广泛。

[0004] DCO-OFDM 系统通过添加直流偏置得到调制光强的时域信号,其直流偏置的选取一直是设计的难题,大的直流偏置虽然使得信号的削波失真降低,但其导致系统功率利用率降低,在达到指定的误码率性能下所需要的发射功率大,此时系统照明的亮度调节范围也很有限;小的直流偏置使系统削波失真严重,可靠性降低,在同样的发射功率下其误码率较高。目前有很多优化传统 DCO-OFDM 系统中直流偏置和计算 DCO-OFDM 系统中最佳直流偏置的方法,但是这些方法均未考虑实际系统中编码器对直流偏置的影响,导致添加的直流偏置过大,降低了功率利用率,缩小了照明的亮度调节范围。

发明内容

[0005] 发明目的:针对上述技术存在的问题,本发明提供了一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法,降低了系统所需的直流偏置,提高光通信系统的功率利用率,兼顾可见光通信的照明作用,使照明亮度的可调范围进一步加大。

[0006] 技术方案:一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法,其特征在于:在 DCO-OFDM 系统发送端确定时域光强调制信号的削波比例 η ,根据此削波比例 η 计算得到直流偏置 B_{DC} 的大小,接收端通过译码纠正发送端下削波引起的失真,具体包括以下步骤:

[0007] 步骤 1) 在发送端,将随机产生的信源序列 msg 通过 LDPC 编码器进行纠错码编码,得到码字序列 $msg\ code$;该码字序列的码率为 R ,码长为 L ;

[0008] 步骤 2) 码字序列 $msg\ code$ 经过 M 阶 QAM 调制后,得到复数信号 X_1 ,

[0009] 步骤 3) 复数信号 X_i 采用 DCO-OFDM 进行传输, 该 DCO-OFDM 的子载波数为 N ; 频域信号表征为:

$$[0010] \quad X = \left[0, X_0, X_1, \dots, X_{\frac{N}{2}-1}, 0, X_{\frac{N}{2}-1}^*, \dots, X_1^*, X_0^* \right]$$

[0011] 其中 X_i^* 是 X_i 的共轭符号;

[0012] 步骤 4) 经过步骤 3) 得到的频域信号 X 经过 N 点 IFFT, 得到离散的实值时域信号 x_k , x_k 以 k^{th} 为时间间隔采样的采样值为:

$$[0013] \quad x(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(\frac{j2\pi km}{N}\right)$$

[0014] 步骤 4.1) 将离散实值时域信号 x_k 建模为高斯随机变量, 其均值为 0, 方差 $\sigma_D^2 = E\{x_k^2\}$;

[0015] 步骤 4.2) 定义与将离散实值时域信号 x_k 标准差 σ_D 相关的 DCO-OFDM 的直流偏置为 $B_{DC} = \mu \sigma_D$, μ 是比例常数, B_{DC} 的度量大小定义为 $10 \log_{10}(\mu^2 + 1)$ dB;

[0016] 步骤 4.3) 削波比例 η 与直流偏置 B_{DC} 的关系为:

$$[0017] \quad \eta = \exp\left(-\frac{B_{DC}^2}{2\sigma_D^2}\right) - \frac{B_{DC}}{\sigma_D} \sqrt{2\pi} Q\left(\frac{B_{DC}}{\sigma_D}\right)$$

[0018] 由于步骤 4.2) 中 $B_{DC} = \mu \sigma_D$, 所以上述公式等效为:

$$[0019] \quad \eta = \exp\left(-\frac{\mu^2}{2}\right) - \mu \sqrt{2\pi} \cdot Q(\mu)$$

$$[0020] \quad \text{式中: } Q(\mu) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{\mu}^{\infty} e^{-\frac{x^2}{2}} dx;$$

[0021] 步骤 4.4) 按照上式关系, 将比例常数 μ 从 0 开始取值, 每次取值在原基础上增加 0.01, 直至取值为 3, 该比例常数 μ 为直流偏置常数; 计算出每一个直流偏置常数 μ 对应的 η 值, 然后反向根据 η 选取 μ 值, 可以得到如表 1 所示的典型削波比例 η 和对应的直流偏置系数 μ 查找表 1:

[0022] 表 2

[0023]

削波比例 η	直流偏置系数 μ	直流偏置大小 (dB)
1%	2.27	7.89
2%	2.02	7.06
3%	1.87	6.60
4%	1.75	6.09

5%	1.66	5.75
6%	1.59	5.48
7%	1.52	5.20
8%	1.46	5.00
9%	1.41	4.75
10%	1.36	4.55
11%	1.31	4.34
12%	1.27	4.17
13%	1.24	4.04
14%	1.20	3.87
15%	1.17	3.75

[0024] 步骤 4.5) 对 x_k 添加由上表查找得到的直流偏置 B_{DC} 的值, 产生的偏置信号 $x_{DCO}(k) = x_k + B_{DC}$, 对 $x_{DCO}(k)$ 进行下削波得到的光强调制正实时域信号 $x_{DCO}(k)$ 由下式给出:

$$[0025] \quad x_{DCO}(k) = \begin{cases} x_{DC}(k) & x_{DC}(k) > 0 \\ 0 & x_{DC}(k) < 0 \end{cases};$$

[0026] 步骤 5) 根据步骤 4) 得到的正实时域信号得到其概率密度函数, 从而得到比特信噪比, 最终信号依次通过去直流、FFT、QAM 解调和 LDPC 译码器输出。

[0027] 有益效果: 通过提出的适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法, 在发射端添加编码模块, 接收端添加译码模块, 在发送端提高信号的削波比例 η 可以降低系统直流偏置 B_{DC} 的大小, 系统达到指定误码率所需的电功率小, 从而提高可见光通信系统的功率利用率, 扩大可见光通信在照明方面的亮度调节范围, 而由削波比例增加导致的削波噪声由纠错编码进行补偿, 不会损失系统性能, 系统实现复杂度不高。

附图说明

[0028] 图 1 为适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法的系统框图;

[0029] 图 2 为未编码的 DCO-OFDM 系统在不同削波比例 η 下的误码率曲线;

[0030] 图 3 为添加了 LDPC 编译码模块的 DCO-OFDM 系统在不同削波比例 η 下的误码率曲线;

[0032] 图 4 为在不同直流偏置 B_{DC} 条件下达到误码率 $BER = 10^{-3}$ 所需的 $E_{b(elec)}/N_0$ 折线图;

具体实施方式

[0033] 下面结合附图对本发明作更进一步的说明。

[0034] 由于 DCO-OFDM 系统中添加直流偏置 B_{DC} 的原因在于使得时域信号满足正实性, 在添加 B_{DC} 后信号负值部分被下削波, 产生了与 B_{DC} 有关的削波噪声 (clipping noise) $n_c(B_{DC})$, 导致可见光通信系统的可靠性降低, 一般的 DCO-OFDM 系统中 B_{DC} 的设计原则是在一定误码率性能要求下直流偏置尽量小, 功率利用率尽量高, 削波部分信号的大小与原信号负值信号的比值定义为削波比例 η , 一般系统中 $\eta = 1\%$ 。而本发明提出的适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法, 是增加削波比例到 $\eta = 10\%$, 在此削波比例条件下, 直流偏置 B_{DC} 降低, 可见光通信的照明调节范围扩大, 削波比例增加引入的削波失真由信道编码的纠检错能力进行补偿。

[0035] 图 1 给出了一种适用于可见光通信的 DCO-OFDM 系统直流偏置设置方法的系统框图, 与一般文献上 DCO-OFDM 系统框图不同, 本发明提出的方法主要添加了信道编码和译码模块。

[0036] 在发送端, 信源序列经过信道编码器后再进入调制器, 接收端通过译码可以纠正由于发送端下削波引起的失真, 通过编译码器的相互作用, 可以在发送端增加信号削波的比例 η , 有效降低直流偏置 B_{DC} 的大小, 提高功率利用率, 增加照明亮度调节范围。主要包括以下步骤:

[0037] 步骤 1) 发送端, 将随机产生的信源序列 msg 通过码率为 R , 码长为 L 的纠错编码进行编码, 得到码字序列 msg_code , 由于信源序列通过编码后引入了一些校验位, 码字序列在传输时具有一定的纠检错能力;

[0038] 步骤 2) msg_code 经过 M 阶 QAM 调制后, 得到复数信号 X_i , 采用 DCO-OFDM 进行传输, DCO-OFDM 的子载波数为 N , 为了满足调制光强的时域信号的实数性, OFDM 子载波上调制的复数信号必须满足共轭对称性, 频域信号表征为:

$$[0039] \quad X = \left[0, X_0, X_1, \dots, X_{\frac{N}{2}-1}, 0, X_{\frac{N}{2}-1}^*, \dots, X_1^*, X_0^* \right]$$

[0040] 其中 X_i^* 是 X_i 的共轭符号;

[0041] 步骤 3) 信号 X 经过 N 点 IFFT 得到离散的实值时域信号 x_k , 其 k^{th} 时间间隔采样值由下式得到:

$$[0042] \quad x(k) = \sqrt{\frac{1}{N}} \sum_{m=0}^{N-1} X_m \exp\left(\frac{j2\pi km}{N}\right)$$

[0043] 由于子载波数一般都很大 ($N > 64$), 根据中心极限定理 (CLT), x_k 可以建模为高斯随机变量, 其均值为 0, 方差 $\sigma_D^2 = E\{x_k^2\}$, 信号 x_k 包含了信源序列的所有信息, 但是由于可见光通信的特点, 调制 LED 光强的时域信号必须满足正实性, 需要对 x_k 进一步处理, 通过添加直流偏置的方法产生正实数信号; 有 N 个子载波所以需要 N 点 IFFT。

[0044] 定义与 x_k 标准差 σ_D 相关的 DCO-OFDM 的直流偏置为 $B_{DC} = \mu \sigma_D$, μ 是比例常数, B_{DC} 的度量大小定义为 $10 \log_{10}(\mu^2 + 1)$ dB;

[0045] 步骤 4) 送端给定时域光强调制信号的削波比例 η , 通过 η 可以计算相应的直流偏置 B_{DC} , 计算过程如下:

[0046] 4.1) N 点 IFFT 后的时域信号 $x(k)$ 的概率密度函数 (PDF) 为：

[0047]
$$f_{x(k)}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right)$$

[0048] 4.2) 偏置 B_{DC} 未削波的信号 $x_{DC}(k)$ 的概率密度函数 (PDF) 为：

[0049]
$$f_{x_{DC}(k)}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left(-\frac{(z - B_{DC})^2}{2\sigma^2}\right)$$

[0050] 4.3) 削波比例 η 的定义为：

[0051]
$$\eta = \frac{E[x_{DC}(k) < 0]}{E[x(k) < 0]} = \frac{\int_{-\infty}^0 z f_{x_{DC}(k)}(z) dz}{\int_{-\infty}^0 z f_{x(k)}(z) dz}$$

$$= \frac{B_{DC} \cdot Q\left(\frac{B_{DC}}{\sigma_D}\right) - \frac{\sigma_D}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{B_{DC}^2}{2\sigma_D^2}\right)}{-\frac{\sigma_D}{\sqrt{2\pi}}}$$

[0052] 由于 $B_{DC} = \mu \sigma_D$, 所以 $\eta = \exp\left(-\frac{\mu^2}{2}\right) - \mu\sqrt{2\pi} \cdot Q(\mu)$

[0053] 4.4) 按照上式关系, 将比例常数 μ 从 0 开始取值, 该比例常数 μ 为直流偏置常数; 每次取值在原基础上增加 0.01, 直至取值为 3, 计算出每一个比例常数 μ 对应的 η 值, 然后反向根据 η 选取 μ 值, 可以得到如表 1 所示的典型削波比例 η 和对应的直流偏置系数 μ 查找表：

[0054] 表 3

[0055]

削波比例 η	直流偏置系数 μ	直流偏置大小 (dB)
1%	2.27	7.89
2%	2.02	7.06
3%	1.87	6.60
4%	1.75	6.09
5%	1.66	5.75
6%	1.59	5.48
7%	1.52	5.20
8%	1.46	5.00
9%	1.41	4.75

10%	1.36	4.55
11%	1.31	4.34
12%	1.27	4.17
13%	1.24	4.04
14%	1.20	3.87
15%	1.17	3.75

[0056] 4.5) 根据 η 值查找对应的直流偏置 B_{DC} , 将添加直流偏置 B_{DC} 后的信号 $x_{DCO}(k)$ 的负值部分进行削波处理 (下削波), 所有负数信号全被削为 0, 从而得到调制光强的正实时间信号 $x_{DCO}(k)$, 其概率密度函数 (PDF) 为:

$$[0057] \quad f_{x_{DCO}(k)}(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_D^2}} \exp\left(-\frac{(z-B_{DC})^2}{2\sigma_D^2}\right) u(z) + Q\left(\frac{B_{DC}}{\sigma_D}\right) \delta(z)$$

[0058] 4.6) 根据 $x_{DCO}(k)$ 的 PDF 可以定义其电功率:

$$[0059] \quad P_{elec,DCO} = E\{x_{DCO}^2(k)\} = \int_0^{\infty} z^2 f_{x_{DCO}(k)}(z) dz$$

$$= (\sigma_D^2 + B_{DC}^2) \left(1 - Q\left(\frac{B_{DC}}{\sigma_D}\right)\right) + \frac{\sigma_D B_{DC}}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{B_{DC}^2}{2\sigma_D^2}\right)$$

[0060] 则可以进一步定义比特电信噪比: $\frac{E_{b(elec)}}{N_0} = \frac{P_{elec,DCO}}{2MR\sigma^2}$, 其中 M 为每个子载波上的调制阶数, R 为纠错编码的码率, σ^2 为 AWGN 信道噪声能量。

[0061] 通过给定的削波比例 η 和上述公式就可以计算对应的直流偏置 B_{DC} 。可以发现 B_{DC} 在 $\eta = 10\%$ 的削波比例下比 $\eta = 1\%$ 的削波比例下小了将近 3dB。而由削波比例增加引起的削波噪声可以通过信道编码的纠检错能力进行补偿, 不会损失系统性能。

[0062] 步骤 5) 通过固定接收端的误码率 $BER = 10^{-3}$, 在此条件下观察不同直流偏置 B_{DC} 所需的最小发送功率需求, 可以得到不同的功率利用率, 在满足固定可靠性条件下功率消耗最小的直流偏置即为最佳直流偏置。

[0063] 图 2 给出了传统未加编码的 DCO-OFDM 系统在不同削波比例 η 下的误码率曲线, 图中, 横坐标 $E_{b(elec)}/N_0$ 表示电功率比特信噪比, 纵坐标 BER 表示比特误码率 (Bit Error Ratio, BER)。子载波数 $N = 512$, 调制方式为 16QAM, 削波比例分别为 $\eta = 1\%$ 和 $\eta = 10\%$, 可以计算出在这两种削波比例下的直流偏置分别为 $B_{DC-1\%} = 8\text{dB}$ 和 $B_{DC-10\%} = 5\text{dB}$ 。从图中可以看出较大的削波比例 η 使得系统有较大的误码, 较小的 η 使得系统直流偏置增加, 功率利用率降低。

[0064] 图 3 给出了本发明添加了纠错编码的 DCO-OFDM 系统在不同削波比例 η 下的误码率曲线, 图中, 横坐标表示电功率比特信噪比, 纵坐标表示比特误码率 (BER)。子载波数

$N = 512$, 调制方式为 16QAM, 采用的信道编码是码长为 2048, 码率 $R = 1/2$, 渐进边增长法 (Progressive Edge Growth, PEG) 构造的 (3, 6) 规则 LDPC 码, 削波比例分别为 $\eta = 1\%$ 和 $\eta = 10\%$, 在这两种削波比例下的直流偏置分别为 $B_{DC,1\%} = 8\text{dB}$ 和 $B_{DC,10\%} = 5\text{dB}$ 。可以看出图 2 中信号削波比例 $\eta = 1\%$ 比削波比例 $\eta = 10\%$ 的性能要差的多, 加入信道编码的系统增加削波比例可以有效地降低直流偏置 B_{DC} 的大小, 使得系统的功率利用率提高, 照明亮度可调范围扩大。

[0065] 图 4 进一步给出了传统未编码和本方法 LDPC 编码的 DCO-OFDM 系统在不同直流偏置 B_{DC} 下, 系统达到指定误码率所需的电功率 $E_{b(elec)}/N_0$ 折线图, 图中, 纵坐标 $\langle E_b/N_{0(elec)} \rangle_{BER}$ 表示达到 $BER = 10^{-3}$ 所需的电功率比特信噪比的大小, 横坐标 DCO Bias 表示对应添加的直流偏置的大小; 子载波数 $N = 512$, 调制方式为 16QAM。图中纵坐标 $\langle E_b(elec)/N_0 \rangle_{BER}$ 代表达到 $BER = 10^{-3}$ 所需要的比特电信噪比, 可以观察到, 在达到 $BER = 10^{-3}$ 指标下, LDPC 编码 DCO-OFDM 系统的最佳直流偏置比未编码 DCO-OFDM 系统最佳直流偏置大约小了 3dB。

[0066] 综上, 本发明方法在 DCO-OFDM 系统中加入了信道编解码, 利用信道编码强大的纠错能力, 增加发送端的削波比例 η , 可以有效降低系统所需的直流偏置 B_{DC} , 提高功率利用率, 增加照明的亮度调节范围。

[0067] 以上所述仅为本发明的优选实施例而已, 并不用于限制本发明, 尽管参照前述实施例对本发明进行了详细的说明, 对于本领域的技术人员来说, 其依然可以对前述各实施例所记载的技术方案进行修改, 或者对其中部分技术特征进行等同替换。凡在本发明的精神和原则之内, 所作的任何修改、等同替换、改进等, 均应包含在本发明的保护范围之内。

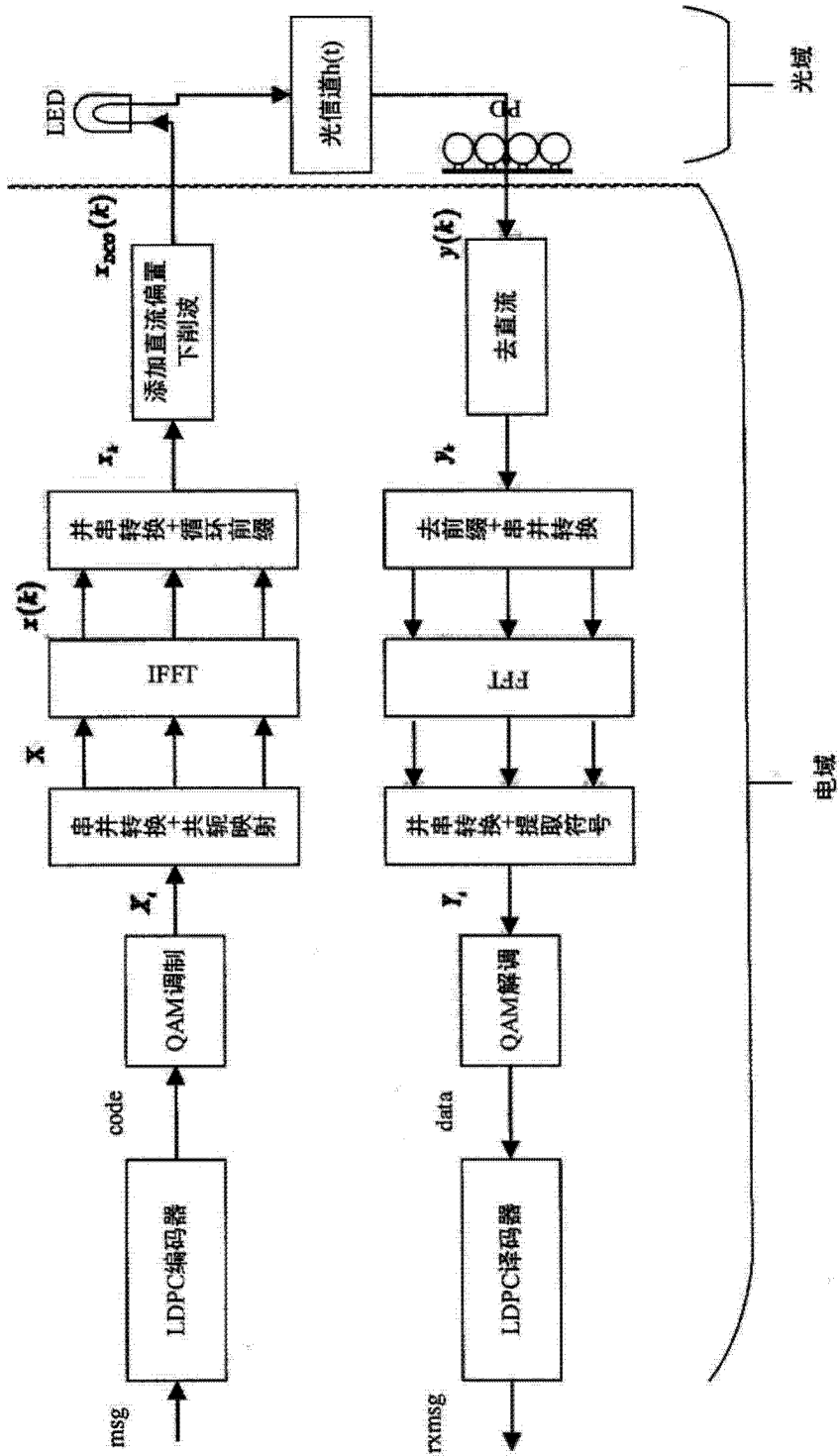


图 1

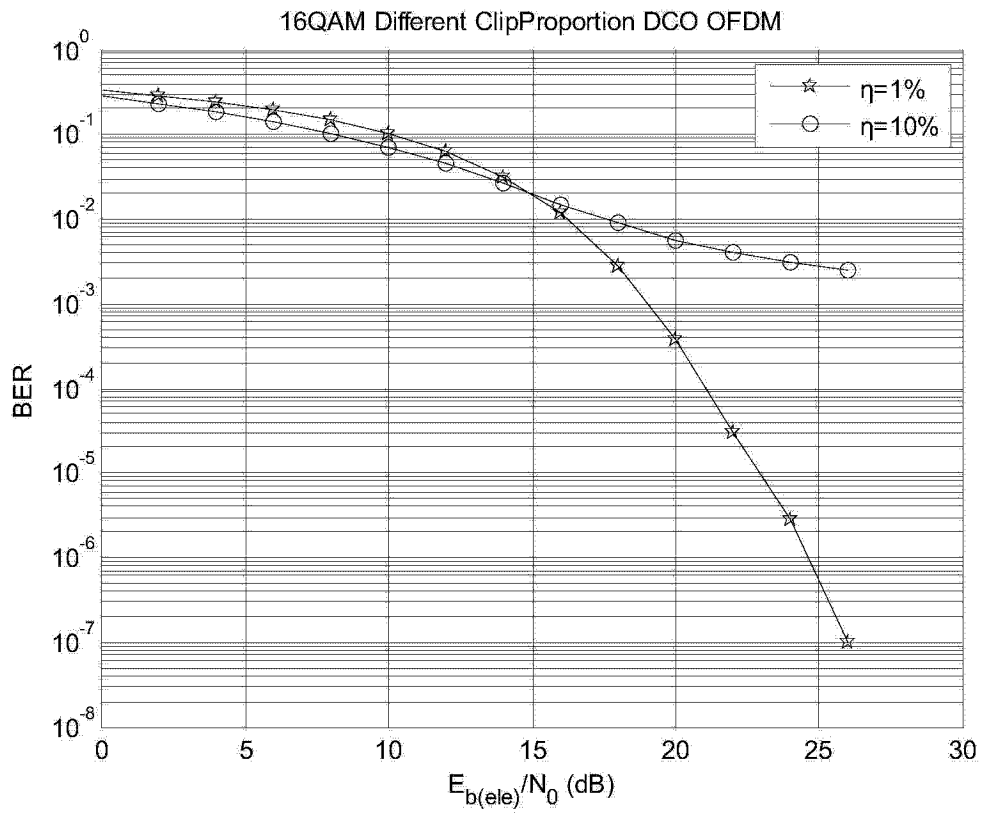


图 2

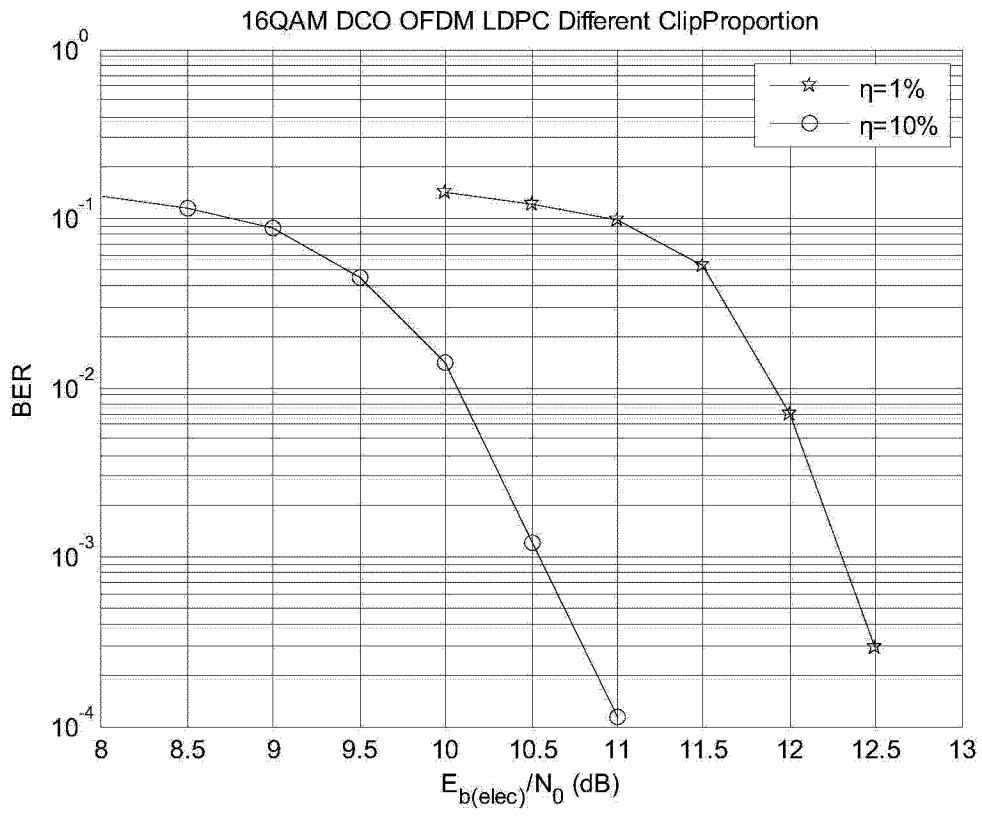


图 3

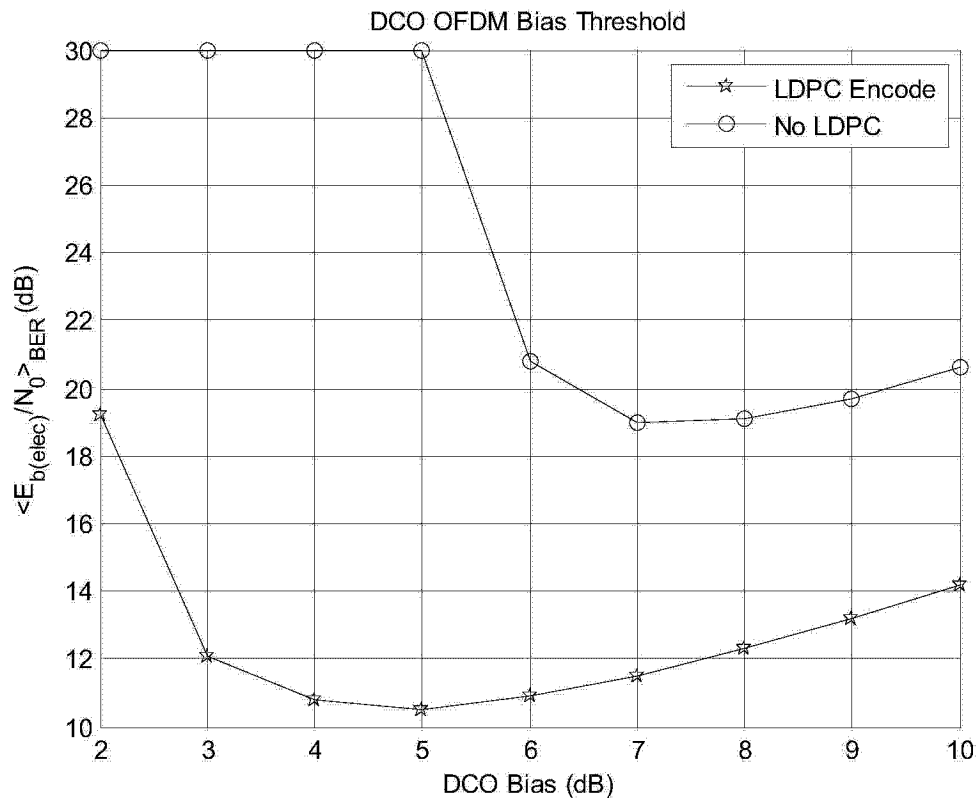


图 4