



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 106059640 B

(45)授权公告日 2019.04.09

(21)申请号 201610511107.1

(22)申请日 2016.06.30

(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 106059640 A

(43)申请公布日 2016.10.26

(73)专利权人 东南大学
地址 211103 江苏省南京市江宁区东山街
道万安西路59号

(72)发明人 沈弘 邓榆钦 赵春明

(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 吴旭

(51)Int.Cl.

H04B 7/04(2017.01)

(续)

(56)对比文件

- CN 105099554 A, 2015.11.25,
- CN 105072065 A, 2015.11.18,
- CN 105119698 A, 2015.12.02,
- CN 104618300 A, 2015.05.13,
- CN 104467964 A, 2015.03.25,
- CN 105553552 A, 2016.05.04,
- KR 10-2010-0128226 A, 2010.12.07,

CN 103281273 A, 2013.09.04,
 CN 104184693 A, 2014.12.03,
 JP 特开2013-5326 A, 2013.01.07,
 CN 105450577 A, 2016.03.30,
 CN 105515658 A, 2016.04.20,
 张俊, 张剑. 降低可见光OFDM系统限幅失真的部分线性压扩变换研究.《信号处理》. 2016, 第32卷(第1期),
 Sultan Aldirmaz Colak et al. On the performance of DCO-OFDM visible light communication systems under illumination constraints.《2015 17th International Conference on Transparent Optical Networks (ICTON)》. 2015,

(续)

审查员 李巧艳

权利要求书2页 说明书6页 附图2页

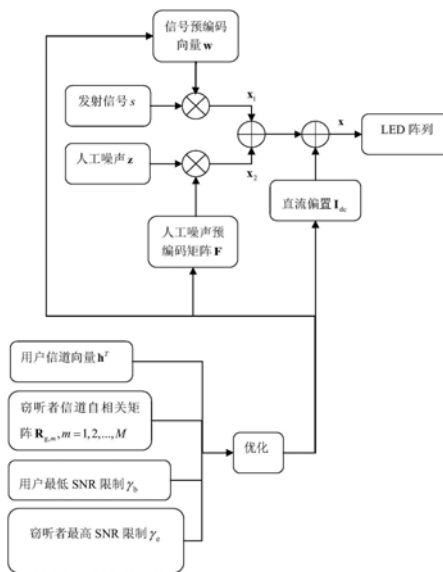
(54)发明名称

一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法, 本发明通过对发射信号进行预编码并加入人工噪声, 在使得用户和窃听者的SNR满足保密通信的QoS限制条件下, 最小化系统直流偏置。本发明还充分考虑窃听者信道信息误差的影响, 从而提高系统保密性能的鲁棒性。本发明在实现保密通信的同时, 有效降低了系统直流偏置, 提高了能量利用率且复杂度低, 易于工程实现。

CN 106059640 B



[接上页]

(51) Int.Cl.

H04B 10/116(2013.01)

H04B 10/50(2013.01)

H04L 25/06(2006.01)

(56)对比文件

Mingxuan Zhang and Zaichen Zhang.An Optimum DC-Biasing for DCO-OFDM System.《IEEE COMMUNICATIONS LETTERS》.2014,第18卷(第8期),

Xintong Ling et al.Joint Offset and Power Optimization for Visible Light DCO-OFDM Systems.《2015 IEEE Global

Communications Conference (GLOBECOM)》.2015,

陆庆峰等.降低可见光通信不均匀限幅正交频分复用系统非线性限幅失真的功率分配方法.《光学学报》.2014,第34卷(第7期),

Xintong Ling et al.Offset and Power Optimization for DCO-OFDM in Visible Light Communication Systems.《IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSTNG》.2016,第64卷(第2期),

张俊,张剑.可见光通信光叠加正交频分复用技术研究.《光电子.激光》.2015,第26卷(第6期),

1. 一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法,其特征在于,包括以下步骤:

步骤1,使用信号预编码向量 w 对发射信号 s 进行处理,得到 x_1 ,计算式为:

$$x_1 = ws$$

其中, w 为 N 维列向量, N 为LED阵列数, s 服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布;

步骤2,使用人工噪声预编码矩阵 F 对人工噪声 z 进行处理,得到 x_2 ,计算式为:

$$x_2 = Fz$$

其中, F 为 $N \times L$ 矩阵, z 为 L 维列向量, L 为人工噪声的维数, z 的元素服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布且相互独立;

步骤3,将处理后的发射信号 x_1 、处理后的人工噪声 x_2 与直流偏置 I_{dc} 相加,得到实际发射信号 x ,计算式为:

$$x = x_1 + x_2 + I_{dc}$$

其中, I_{dc} 为 N 维列向量,其元素分别表示各个LED阵列的直流偏置;

步骤4,使用LED阵列发射所述实际发射信号 x , x 的元素分别表示各个LED阵列的实际发射信号;

所述信号预编码向量 w 、人工噪声预编码矩阵 F 和直流偏置 I_{dc} 的确定方法为:

步骤a1,设定最大迭代次数 i_{max} 、收敛精度 ε 、用户最低SNR限制 γ_b 、窃听者最高SNR限制 γ_e ,初始化迭代计数器 $i = 1$,初始人工噪声预编码矩阵 $F_0 = 0_{N \times L}$, $0_{N \times L}$ 为元素全为零的 $N \times L$ 矩阵;

步骤a2,解如下凸优化问题:

优化目标为:

最小化 $\text{sum}(I_{dc,i})$

约束条件为:

$$\text{abs}(w_i) + \text{abs}(F_i) 1_{N \times 1} \leq I_{dc,i}$$

$$\mathbf{h}^T \mathbf{w}_i \sigma_s \geq \sqrt{\gamma_b} \left\| \begin{bmatrix} \sigma_z \mathbf{h}^T \mathbf{F}_i & \sigma_n \end{bmatrix} \right\|_2$$

$$\sigma_s^2 \mathbf{w}_i^T \mathbf{R}_{g,m} \mathbf{w}_i - \gamma_e \sigma_z^2 \left\{ \text{tr}(\mathbf{R}_{g,m} \mathbf{F}_{i-1} \mathbf{F}_{i-1}^T) + \text{tr} \left[2(\mathbf{R}_{g,m} \mathbf{F}_{i-1})^T (\mathbf{F}_i - \mathbf{F}_{i-1}) \right] \right\} \leq \gamma_e \sigma_{v,m}^2, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

其中, $I_{dc,i}$ 、 w_i 与 F_i 为第 i 次迭代过程中 I_{dc} 、 w 、 F 对应的待优化变量, $\text{sum}(\cdot)$ 表示向量所有元素之和, $\text{abs}(\cdot)$ 表示对矩阵或向量的所有元素取绝对值, \mathbf{h}^T 表示用户的 N 维信道向量, $(\cdot)^T$ 表示转置运算, σ_s 表示发射信号 s 的标准差, σ_s^2 表示发射信号 s 的方差, γ_b 表示用户的最低SNR限制, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的二范数, σ_z 表示人工噪声 z 中元素的标准差, σ_z^2 表示人工噪声 z 中元素的方差, σ_n 表示用户接收机噪声的标准差, σ_n^2 表示用户接收机噪声的方差, $\mathbf{R}_{g,m}$ 表示第 m 个窃听者信道的自相关矩阵,定义式为 $\mathbf{R}_{g,m} = E\{\mathbf{g}_m \mathbf{g}_m^T\}$, $E\{\cdot\}$ 表示期望运算, \mathbf{g}_m^T 表示第 m 个窃听者的 N 维信道向量, γ_e 表示窃听者的最高SNR限制, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, $\sigma_{v,m}^2$ 表示第 m 个窃听者接收机噪声的方差, $m = 1, 2, \dots, M$, M 为窃听者数量;

步骤a3,如果 $\|\text{vec}\{\text{abs}(F_i - F_{i-1})\}\|_\infty < \varepsilon$ 或者 $i = i_{max}$,进行步骤4;否则,令 $i = i + 1$ 并返回步骤2;其中, $\text{vec}\{\cdot\}$ 表示矩阵拉直运算, $\|\cdot\|_\infty$ 表示向量的无穷范数;

步骤a4, 输出信号预编码向量 $w=w_i$ 、人工噪声预编码矩阵 $F=F_i$ 和直流偏置 $I_{dc}=I_{dc,i}$ 。

一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法

技术领域

[0001] 本发明属于可见光通信领域,尤其涉及一种基于服务质量(QoS)的VLC保密通信系统发射端设计方法。

背景技术

[0002] 20世纪90年代后期,随着全光接入技术的发展和人们对无线通信的要求,信息容量大、部署灵活且维护方便的可见光通信(VLC)技术得到了人们的极大关注,它为无线宽带接入的快速部署提供了一种灵活的解决方案,其应用范围已从军用和航天迈入民用领域。

[0003] 互联网的普及以及无线网络的大规模应用,给人们的生活带来了便利,但是窃听和对数据的恶意使用给整个社会造成了严重的损失。由于无线通信的广播特性,特别容易被窃听。人们在考虑无线通信的有效性和可靠性的同时,更加注重其安全性。物理层安全与传统的密钥加密方式不同,穷举的攻击方法对它毫无意义,可以实现完美的安全。因此,物理层安全越来越受重视。

[0004] 预编码技术或波束成型技术,其实质是一种阵列数字信号处理技术。该技术运用一些最优化准则调节天线阵的各个天线单元的加权向量,形成期望方向图,使得信号沿着用户信道方向发射,而在窃听用户信道方向产生零陷,在保证用户信噪比(SNR)的同时降低窃听者的SNR。

发明内容

[0005] 发明目的:针对上述现有技术,提出一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法,在保证保密通信的同时,最小化直流偏置。

[0006] 技术方案:一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法,其特征在于,包括以下步骤:

[0007] 步骤1,使用信号预编码向量 w 对发射信号 s 进行处理,得到 x_1 ,计算式为:

$$[0008] \quad x_1 = ws$$

[0009] 其中, w 为 N 维列向量, N 为LED阵列数, s 服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布;

[0010] 步骤2,使用人工噪声预编码矩阵 F 对人工噪声 z 进行处理,得到 x_2 ,计算式为:

$$[0011] \quad x_2 = Fz$$

[0012] 其中, F 为 $N \times L$ 矩阵, z 为 L 维列向量, L 为人工噪声的维数, z 的元素服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布且相互独立;

[0013] 步骤3,将处理后的发射信号 x_1 、处理后的人工噪声 x_2 与直流偏置 I_{dc} 相加,得到实际发射信号 x ,计算式为:

$$[0014] \quad x = x_1 + x_2 + I_{dc}$$

[0015] 其中, I_{dc} 为 N 维列向量,其元素分别表示各个LED阵列的直流偏置;

[0016] 步骤4,使用LED阵列发射所述实际发射信号 x , x 的元素分别表示各个LED阵列的实际发射信号。

[0017] 进一步的,所述信号预编码向量 w 、人工噪声预编码矩阵 F 和直流偏置 I_{dc} 的确定方法为:

[0018] 步骤a1,设定最大迭代次数 i_{max} 、收敛精度 ϵ 、用户最低SNR限制 γ_b 、窃听者最高SNR限制 γ_e ,初始化迭代计数器 $i=1$,初始人工噪声预编码矩阵 $F_0=0_{N \times L}$, $0_{N \times L}$ 为元素全为零的 $N \times L$ 矩阵;

[0019] 步骤a2,解如下凸优化问题:

[0020] 优化目标为:

[0021] 最小化 $\text{sum}(I_{dc,i})$

[0022] 约束条件为:

[0023] $\text{abs}(w_i) + \text{abs}(F_i) 1_{N \times 1} \leq I_{dc,i}$

[0024] $\mathbf{h}^T \mathbf{w}_i \sigma_s \geq \sqrt{\gamma_b} \left\| \sigma_z \mathbf{h}^T \mathbf{F}_i \quad \sigma_n \right\|_2$

[0025] $\sigma_s^2 \mathbf{w}_i^T \mathbf{R}_{g,m} \mathbf{w}_i - \gamma_e \sigma_z^2 \left\{ \text{tr}(\mathbf{R}_{g,m} \mathbf{F}_{i-1} \mathbf{F}_{i-1}^T) + \text{tr} \left[2(\mathbf{R}_{g,m} \mathbf{F}_{i-1})^T (\mathbf{F}_i - \mathbf{F}_{i-1}) \right] \right\} \leq \gamma_e \sigma_{v,m}^2, \quad m=1,2,\dots,M$

[0026] 其中, $I_{dc,i}$ 、 w_i 与 F_i 为第 i 次迭代过程中 I_{dc} 、 w 、 F 对应的待优化变量, $\text{sum}(\cdot)$ 表示向量所有元素之和, $\text{abs}(\cdot)$ 表示对矩阵或向量的所有元素取绝对值, \mathbf{h}^T 表示用户的 N 维信道向量, $(\cdot)^T$ 表示转置运算, σ_s 表示发射信号 s 的标准差, σ_s^2 表示发射信号 s 的方差, γ_b 表示用户的最低SNR限制, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的二范数, σ_z 表示人工噪声 z 中元素的标准差, σ_z^2 表示人工噪声 z 中元素的方差, σ_n 表示用户接收机噪声的标准差, σ_n^2 表示用户接收机噪声的方差, $\mathbf{R}_{g,m}$ 表示第 m 个窃听者信道的自相关矩阵,定义式为 $\mathbf{R}_{g,m} = E\{\mathbf{g}_m \mathbf{g}_m^T\}$, $E\{\cdot\}$ 表示期望运算, \mathbf{g}_m^T 表示第 m 个窃听者的 N 维信道向量, γ_e 表示窃听者的最高SNR限制, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, $\sigma_{v,m}^2$ 表示第 m 个窃听者接收机噪声的方差, $m=1,2,\dots,M$, M 为窃听者数量;

[0027] 步骤a3,如果 $\|\text{vec}\{\text{abs}(F_i - F_{i-1})\}\|_\infty < \epsilon$ 或者 $i = i_{max}$,进行步骤4;否则,令 $i = i+1$ 并返回步骤2;其中, $\text{vec}\{\cdot\}$ 表示矩阵拉直运算, $\|\cdot\|_\infty$ 表示向量的无穷范数;

[0028] 步骤a4,输出信号预编码向量 $w = w_i$ 、人工噪声预编码矩阵 $F = F_i$ 和直流偏置 $I_{dc} = I_{dc,i}$ 。

[0029] 有益效果:相比现有技术,本发明具有以下优点:

[0030] 1. 本方法在保证用户与窃听者相应SNR限制的条件下,以降低直流偏置为目标,进行迭代优化,由于人工噪声的引入,相比未添加人工噪声的系统可以显著降低直流偏置,而直流偏置不包含任何信息,因而可以提高系统能量利用率。

[0031] 2. 该发明仅仅需要窃听者的信道矩阵的自相关阵信息,即窃听者信道的统计特性,无需对窃听者的信道矩阵进行精确估计,可以应对窃听者信道估计不准确的情况。

[0032] 3. 所需迭代次数低,且单次迭代只需求解一个凸优化问题,计算复杂度低,利于工程实现。

附图说明

[0033] 图1为本发明所提出的基于QoS的VLC保密通信系统发射端的系统框图;

[0034] 图2为仿真对比实验结果。

具体实施方式

[0035] 下面结合附图对本发明做更进一步的解释。

[0036] 如图1所示,一种基于QoS的VLC保密通信系统发射端设计方法,包括以下步骤:

[0037] 步骤1,使用信号预编码向量 w 对发射信号 s 进行处理,得到 x_1 ,计算式为:

$$[0038] \quad x_1 = ws$$

[0039] 其中, w 为 N 维列向量, N 为LED阵列数, s 服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布。

[0040] 步骤2,使用人工噪声预编码矩阵 F 对人工噪声 z 进行处理,得到 x_2 ,计算式为:

$$[0041] \quad x_2 = Fz$$

[0042] 其中, F 为 $N \times L$ 矩阵, z 为 L 维列向量, L 为人工噪声的维数, z 的元素服从 $[-1, 1]$ 上的均匀分布且相互独立。

[0043] 步骤3,将处理后的发射信号 x_1 、处理后的人工噪声 x_2 与直流偏置 I_{dc} 相加,得到实际发射信号 x ,计算式为:

$$[0044] \quad x = x_1 + x_2 + I_{dc}$$

[0045] 其中, I_{dc} 为 N 维列向量,其元素分别表示各个LED阵列的直流偏置。

[0046] 步骤4,使用LED阵列发射实际发射信号 x , x 的元素分别表示各个LED阵列的实际发射信号。

[0047] 上述步骤中,信号预编码向量 w 、人工噪声预编码矩阵 F 和直流偏置 I_{dc} 的确定方法为:

[0048] 步骤a1,设定最大迭代次数 i_{max} 、收敛精度 ε 、用户最低SNR限制 γ_b 、窃听者最高SNR限制 γ_e ,初始化迭代计数器 $i = 1$,初始人工噪声预编码矩阵 $F_0 = 0_{N \times L}$, $0_{N \times L}$ 为元素全为零的 $N \times L$ 矩阵。

[0049] 具体实施中, i_{max} 越大, ε 越小,所得结果越好,直流偏置越小,但相应的会提高复杂度,由实际中对复杂度的要求决定; γ_b 、 γ_e 由实际系统对用户和窃听者的SNR要求决定。

[0050] 步骤a2,解如下凸优化问题:

[0051] 优化目标为:

$$[0052] \quad \text{最小化 } \text{sum}(I_{dc,i})$$

[0053] 约束条件为:

$$[0054] \quad \text{abs}(w_i) + \text{abs}(F_i) 1_{N \times 1} \leq I_{dc,i}$$

$$[0055] \quad \mathbf{h}^T \mathbf{w}_i \sigma_s \geq \sqrt{\gamma_b} \left\| \sigma_z \mathbf{h}^T \mathbf{F}_i \quad \sigma_n \right\|_2$$

$$[0056] \quad \sigma_s^2 \mathbf{w}_i^T \mathbf{R}_{g,m} \mathbf{w}_i - \gamma_e \sigma_z^2 \left\{ \text{tr}(\mathbf{R}_{g,m} \mathbf{F}_{i-1} \mathbf{F}_{i-1}^T) + \text{tr} \left[2(\mathbf{R}_{g,m} \mathbf{F}_{i-1})^T (\mathbf{F}_i - \mathbf{F}_{i-1}) \right] \right\} \leq \gamma_e \sigma_{v,m}^2, \quad m = 1, 2, \dots, M$$

[0057] 其中, $I_{dc,i}$ 、 w_i 与 F_i 为第 i 次迭代过程中 I_{dc} 、 w 、 F 对应的待优化变量, $\text{sum}(\cdot)$ 表示向量所有元素之和, $\text{abs}(\cdot)$ 表示对矩阵或向量的所有元素取绝对值, \mathbf{h}^T 表示用户的 N 维信道向量, $(\cdot)^T$ 表示转置运算, σ_s 表示发射信号 s 的标准差, σ_s^2 表示发射信号 s 的方差, γ_b 表示用户的最低SNR限制, $\|\cdot\|_2$ 表示向量的二范数, σ_z 表示人工噪声 z 中元素的标准差, σ_z^2 表示人工噪声 z 中元素的方差, σ_n 表示用户接收机噪声的标准差, σ_n^2 表示用户接收机噪声的方差, $\mathbf{R}_{g,m}$ 表示第 m 个窃听者信道的自相关矩阵,定义式为 $\mathbf{R}_{g,m} = E\{\mathbf{g}_m \mathbf{g}_m^T\}$, $E\{\cdot\}$ 表示期望运

算, \mathbf{g}_m^T 表示第 m 个窃听者的 N 维信道向量, γ_e 表示窃听者的最高 SNR 限制, $\text{tr}(\cdot)$ 表示矩阵的迹, $\sigma_{v,m}^2$ 表示第 m 个窃听者接收机噪声的方差, $m=1, 2, \dots, M$, M 为窃听者数量。

[0058] 步骤 a3, 如果 $\|\text{vec}\{\text{abs}(F_i - F_{i-1})\}\|_\infty < \varepsilon$ 或者 $i = i_{\max}$, 进行步骤 4; 否则, 令迭代计数器加 1, 即令 $i = i+1$ 并返回步骤 2; 其中, $\text{vec}\{\cdot\}$ 表示矩阵拉直运算, $\|\cdot\|_\infty$ 表示向量的无穷范数。

[0059] 步骤 a4, 输出信号预编码向量 $\mathbf{w} = \mathbf{w}_i$ 、人工噪声预编码矩阵 $F = F_i$ 和直流偏置 $I_{dc} = I_{dc,i}$ 。

[0060] 本发明在对发射信号进行预编码的同时加入人工噪声, 在保证保密通信的同时, 最小化系统直流偏置, 有效提高了系统的能量利用率。在实际系统中, 由于窃听者并非本系统的合法用户, 很难得到其精确的信道信息。本发明仅需要窃听者信道的统计信息即可正常工作, 保证了系统保密性能的鲁棒性。

[0061] 为了验证本发明效果, 与仅对发射信号做预编码, 不加入人工噪声的传统方法进行了仿真对比实验。仿真对比实验所涉及的参数如表 1 所示:

[0062] 表 1

参数	取值
房间尺寸（长×宽×高）	5m×5m×3m
LED 阵列数量	9
LED 阵列坐标	(1.25, 1.25, 3), (2.5, 1.25, 3), (3.75, 1.25, 3), (1.25, 2.5, 3), (2.5, 2.5, 3), (3.75, 2.5, 3), (1.25, 3.75, 3), (2.5, 3.75, 3), (3.75, 3.75, 3)
每个阵列的 LED 数量	3600(60×60)
天花板与接收平面的垂直距离	2.15m
LED 间距	0.01m
发射机发射半角	62°
[0063] LED 电光转换效率	1W/A
光电探测器响应率	0.4A/W
接收机视场（FOV）（半角）	62°
光学集中器的折射率	1.5
前置放大器噪声密度	5pA/Hz ^{-1/2}
环境光光电流	10.93A/m ² /Sr
接收机带宽	50MHz
接收机光电转换器面积	1cm ²
用户坐标	(1.75, 1.75, 3)
窃听者数量	3
窃听者最高 SNR 限制	-20dB
窃听者坐标	(1.75, 2.25, 3), (2.25, 2.25, 3), (2.25, 1.75, 3)

[0064] 此仿真场景中，窃听者数量多，窃听者与用户距离近，用户与窃听者的SNR要求差距大，对系统的安全性能要求高。由如图2所示的仿真结果可知，本方法可以满足安全性能的要求，并且相比不加入人工噪声的传统方法，有效降低了直流偏置。

[0065] 以上所述仅是本发明的优选实施方式，应当指出，对于本技术领域的普通技术人

员来说,在不脱离本发明原理的前提下,还可以做出若干改进和润饰,这些改进和润饰也应视为本发明的保护范围。

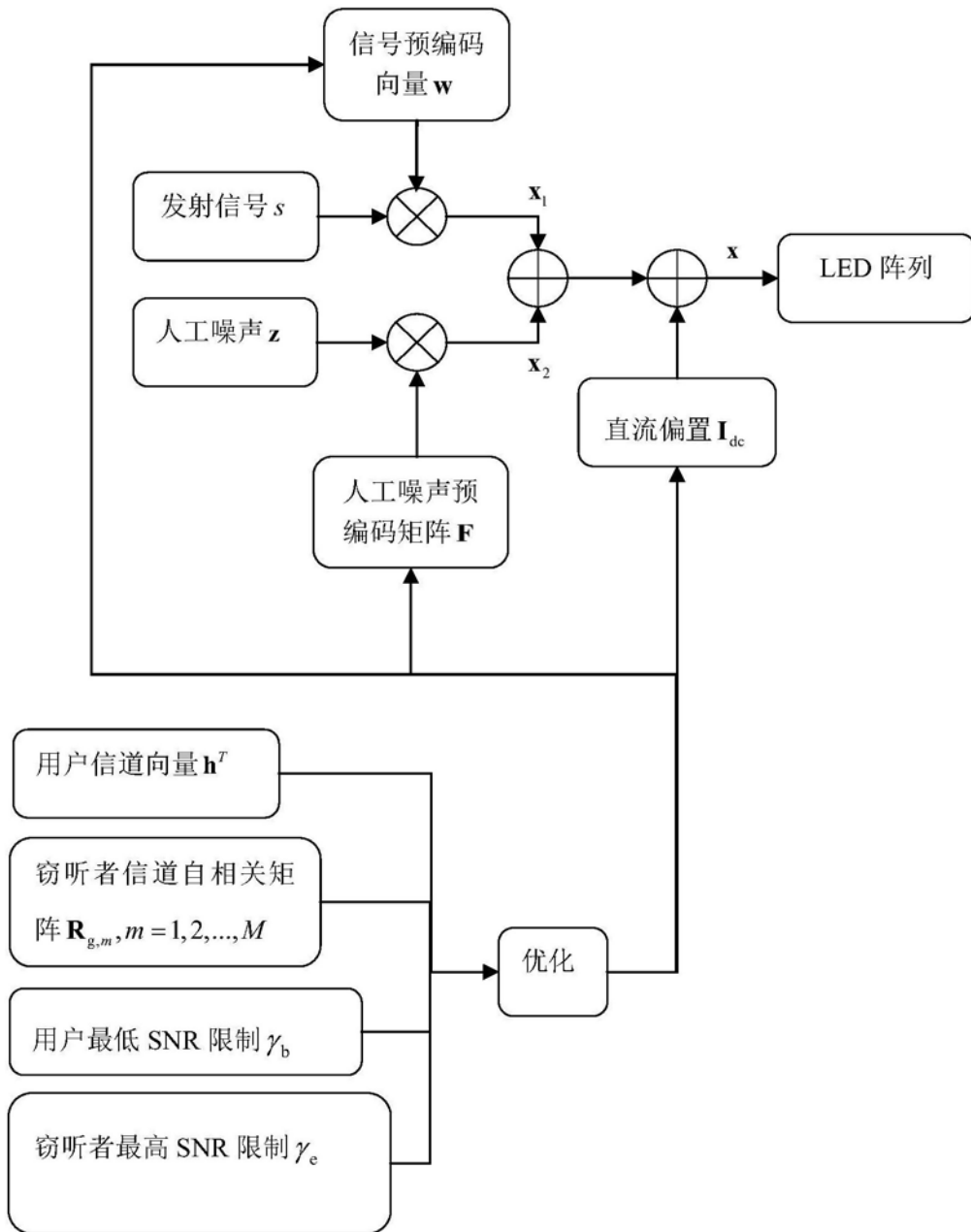


图1

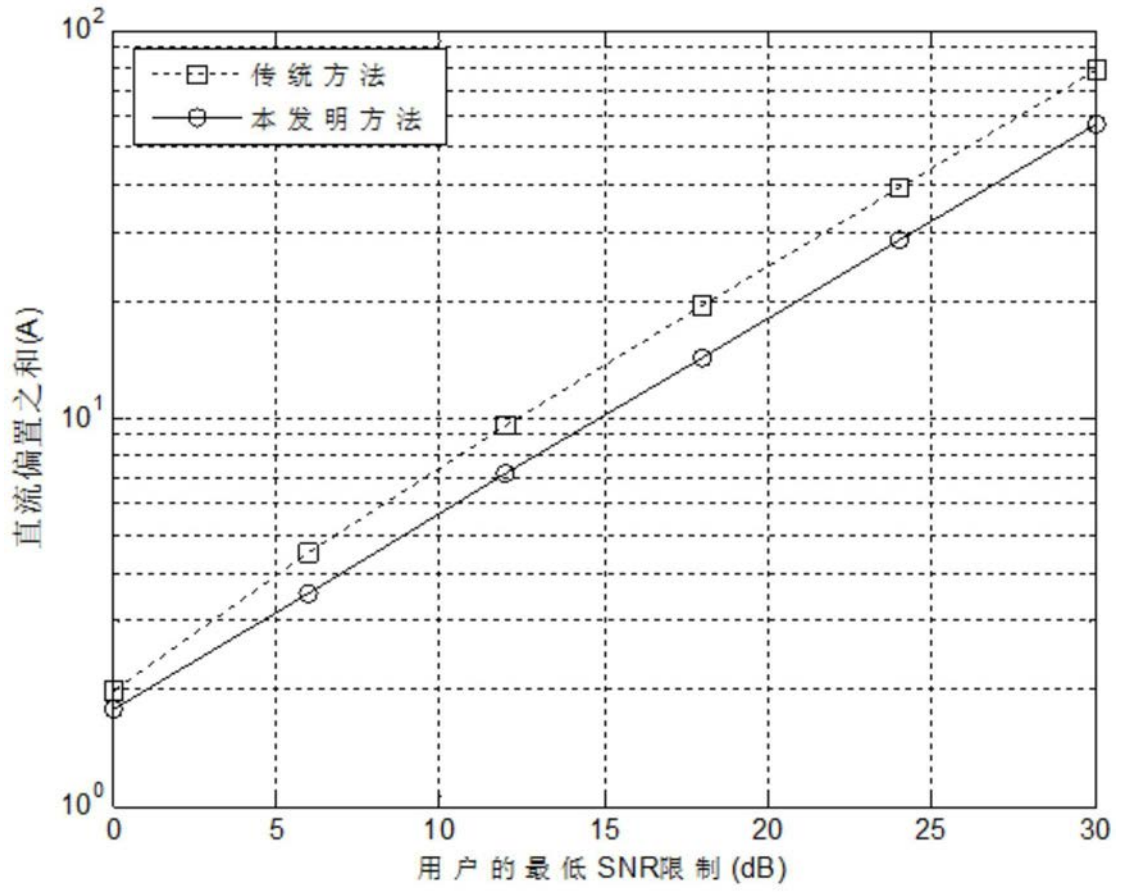


图2