



(12) 发明专利申请

(10) 申请公布号 CN 115242593 A

(43) 申请公布日 2022. 10. 25

(21) 申请号 202210859166.3

(22) 申请日 2022.07.21

(71) 申请人 电子科技大学长三角研究院(湖州)

地址 313099 浙江省湖州市西塞山路819号
南太湖科技创新综合体B2幢8层

(72) 发明人 梁应敞 周虎

(74) 专利代理机构 成都点睛专利代理事务所

(普通合伙) 51232

专利代理师 孙一峰

(51) Int. Cl.

H04L 27/34 (2006.01)

H04L 27/36 (2006.01)

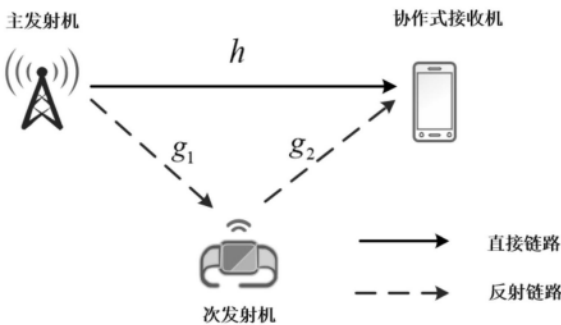
权利要求书3页 说明书7页 附图3页

(54) 发明名称

用于共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法

(57) 摘要

本发明属于无线通信技术领域,尤其涉及一种用于共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法。本发明的方案包含两个分量,一部分是符号时不变分量,用于辅助主系统的信息传输;另一部分是符号时变分量,用于传输次系统的信息。该方案融合了次发射机辅助和信息传输的两个功能。同时,因为次发射机采用的是无源反向散射技术,所以这两个分量之和的模要小于一,通过调节这两个分量的能量大小,可以折中主次通信系统的误码率性能。本发明提出一种针对共生无线通信中乘性多址接入信道的调制方案设计。该调制方案同时具有传输自身信息以及辅助通信的功能,方案实施简单,具有很强的应用价值。



1. 用于共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法, 定义共生无线通信系统包括一个主发射机, 一个次发射机以及一个协作式接收机, 每一个设备均配置单天线, 令 $h \in \mathbb{C}$ 表示从主发射机到协作式接收机的信道, $g_1 \in \mathbb{C}$ 表示从主发射机到次发射机的信道, $g_2 \in \mathbb{C}$ 表示从次发射机到协作式接收机的信道, $\mathcal{A}_s$ 和 $\mathcal{A}_c$ 表示主发射机和次发射机的归一化星座点集合, $s(n) \in \mathcal{A}_s$ 和 $c(n) \in \mathcal{A}_c$ 表示第 n 个主发射机的符号和第 n 个次发射机的符号, p 表示主发射机的功率, 协作式接收机处的接收信号为:

$$y(n) = \underbrace{\sqrt{p}hs(n)}_{\text{直接链路}} + \underbrace{\sqrt{p}gs(n)\Gamma(c(n))}_{\text{反射链路}} + z(n)$$

其中 $g = \rho g_1 g_2$, ρ 表示次发射机的反射效率, $z(n)$ 表示协作式接收机端的加性噪声, 服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$, $\Gamma(c(n))$ 表示次发射机的反射系数;

其特征在于, 所述调制方法为:

定义:

$$\Gamma(c(n)) = \alpha + \beta c(n), \forall c(n) \in \mathcal{A}_c$$

其中 α 表示用于辅助主系统信息传输的符号时不变分量, $\beta c(n)$ 表示用于传输次系统信息的符号时变分量, β 定义为乘性因子; 则根据定义得到协作接收机处的接收信号为:

$$y(n) = \sqrt{p}(h + g\alpha)s(n) + \sqrt{p}g\beta s(n)c(n) + z(n)$$

从而将共生无线通信系统建模为一个乘性多址接入信道, 令 $x(n)$ 表示由主次发射机信号构成的组合信号:

$$x(n) = s(n) \left(\frac{h}{g} + \alpha + \beta c(n) \right)$$

则将接收信号重写为:

$$y(n) = \sqrt{p}gx(n) + z(n)$$

协作接收机解调主次发射机信号的方法为, 先利用最大似然检测器解调组合信号, 然后再根据组合信号到主次发射机信号的比特映射规则得到解调的主次发射机信号, 具体为:

$$\hat{x}(n) = \arg \min_{x(n) \in \mathcal{A}_x} \|y - \sqrt{p}gx(n)\|^2$$

$$\hat{x}(n) \xrightarrow{\text{比特映射}} \{\hat{s}(n), \hat{c}(n)\}.$$

其中 $\mathcal{A}_x$ 表示组合信号 $x(n)$ 的星座点集合。

2. 根据权利要求1所述的用于共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法, 其特征在于, 参数 α 和 β 的设计方法为, 建立优化问题:

$$\max_{\alpha, \beta} D_{\min} \triangleq \min_{m \neq l} \{D_{m,l}, m, l = 1, \dots, 8\}$$

$$\text{s.t. C1: } -\frac{\pi}{4} \leq \angle\left(\frac{h}{g} + \alpha + \beta\right) \leq 0,$$

$$\text{C2: } 0 \leq \angle\left(\frac{h}{g} + \alpha - \beta\right) \leq \frac{\pi}{4},$$

$$\text{C3: } |\alpha + \beta| \leq 1,$$

$$\text{C4: } |\alpha - \beta| \leq 1,$$

其中, $D_{m,l}$ 定义为 $D_{m,l} = |x_m - x_l|, \forall x_m, x_l \in \mathcal{A}_x$, 约束条件C1、C2表示参数需要满足的比特映射方式约束, C3、C4表示次发射机的反射系数模小于1的约束, 即:

$$|\alpha + \beta c(n)| \leq 1, \forall c(n) \in \mathcal{A}_c$$

由于符号时不变分量 α 的引入是为了辅助主系统的信息传输, 因此定义 α 的相位和 h 对齐, 即 $\angle \alpha = \angle(h/g)$, 其中 $\angle \alpha$ 表示 α 的相位, 优化问题的最优解分为以下五种情况, 令 α^* 表示 α 的最优解, β^* 表示 β 的最优解:

1) $|h/g| = 0$, 即直接链路被遮挡, 最优的组合信号构成一个8PSK的星座图, 最优解表示为:

$$\alpha^* = \cos(\pi/8), \beta^* = -j \sin(\pi/8)$$

2) $0 < |h/g| < 1$, 最优的组合信号构成一个放缩的8PSK的星座图, 放缩因子为 $(1 + \tan^2(\pi/8)) (|h/g| + |\alpha^*|)^2$, 最优解表示为:

$$\alpha^* = \tilde{\alpha}_2, \beta^* = \sqrt{1 - |\alpha^*|^2} e^{-j\frac{1}{2}\pi}$$

$$\tilde{\alpha}_2 = 0.43 \left(-0.34 |h/g| + \sqrt{-0.68 |h/g|^2 + 4.7} \right)$$

3) $1 \leq |h/g| < \frac{2}{\sqrt{6} - \sqrt{2}}$, 最优的组合信号构成一个类似8QAM的星座图, 最优解表示为:

$$\alpha^* = \tilde{\alpha}_1, \beta^* = \left(\sqrt{1 - |\alpha^*|^2 \sin^2(\theta_1^*)} - |\alpha^*| \cos(\theta_1^*) \right) e^{j\theta_1^*}$$

$$\tilde{\alpha}_1 = 0.25 \left(\sqrt{8 - 0.54 |h/g|^2} - 1.27 |h/g| \right)$$

其中:

$$\theta_1 = \text{root} \left(\sqrt{1 - |\tilde{\alpha}_1|^2 \sin^2(\theta)} - |\tilde{\alpha}_1| \cos(\theta) = \frac{h}{g} + \tilde{\alpha}_1 \left(\sin(\theta) + \sqrt{1 + \sin^2(\theta)} \right) \right), \forall \theta \in \left(-\frac{1}{2}\pi, -\frac{1}{4}\pi \right),$$

$\text{root}(\cdot)$ 表示等式的根;

4) $\frac{2}{\sqrt{6} - \sqrt{2}} \leq |h/g| < \sqrt{2} + 1$, 最优解表示为:

$$\alpha^* = 0, |\beta^*| = 1, \angle \beta^* \in (\theta_2^*, \theta_3^*)$$

$$\theta_2^* = \text{root}(|\beta_1(\theta)| = 1), \forall \theta \in \left(-\frac{1}{4}\pi, 0 \right)$$

$$\theta_3^* = \text{root}(|\beta_3(\theta)|=1), \forall \theta \in (-\frac{1}{2}\pi, -\frac{1}{4}\pi)$$

$$\beta_1(\theta) = |\frac{h}{g} + \tilde{\alpha}| \left(-\cos(\theta) + \sqrt{1 + \cos^2(\theta)} \right)$$

$$\beta_3(\theta) = |\frac{h}{g} + \tilde{\alpha}| \left(\sin(\theta) + \sqrt{1 + \sin^2(\theta)} \right)$$

其中, $\tilde{\alpha} = \alpha^*$;

5) $|h/g| \geq \sqrt{2} + 1$, 最优解表示为 $\alpha^* = 0, |\beta^*| = 1, \angle \beta^* \in (-\pi, 0)$ 。

用于共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法

技术领域

[0001] 本发明属于无线通信技术领域,尤其涉及一种用于共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法。

背景技术

[0002] 未来第六代移动通信(6G)旨在通过万物互联为人类提供沉浸式的极致体验。随着虚拟现实、增强现实等新型无线应用的快速发展与涌现,预计在6G时代,无线设备的连接密度将高达 10^7 个/ km^2 ,这使得未来无线通信系统将面临着巨连接,巨流量等需求带来的严峻挑战。

[0003] 最近,共生无线通信,又称作认知反向散射通信,因其高能量效率,高频谱效率的特性,被认为是解决上述挑战的关键技术之一。一个典型的共生无线通信系统包含一个主发射机,一个次发射机以及一个协作式接收机。其中次发射机利用反向散射通信技术将自己的信息调制在来自主发射机的射频信号上,并将调制后的信号反射到协作式接收机处。协作式接收机会联合解调来自主次发射机的信号。次发射机的调制技术,也成为“空中调制”,会导致主次发射机的信号相乘在一起。因此,共生无线通信系统也可以被建模成一个乘性多址接入信道。

[0004] 传统的空中调制方式只关注于传输次发射机的信息,而忽略了对主发射机信号传输的影响。特别地,在主发射机和协作式接收机之间的直接链路被阻挡的时候,模糊性问题导致协作接收机无法解调主次发射机的发送信号,造成严重的误码率性能损失。因此,需要设计一种新型的空中调制方案来提升主次发射机信号的误码率性能。

发明内容

[0005] 本发明提出一种针对共生无线通信系统中乘性多址接入信道的调制方法,同时提供了一种所提调制方案的参数优化方法。

[0006] 本发明提出一种新型的空中调制方案。该方案包含两个分量,一部分是符号时不变分量,用于辅助主系统的信息传输;另一部分是符号时变分量,用于传输次系统的信息。该方案融合了次发射机辅助和信息传输的两个功能。同时,因为次发射机采用的是无源反向散射技术,所以这两个分量之和的模要小于一。

[0007] 在本发明的方案中,通过调节这两个分量的能量大小,可以折中主次通信系统的误码率性能。具体来讲,符号时不变分量的能量越大,对主系统的辅助效果更好,从而主系统的误码率性能也越好。但是随着符号时不变分量的能量增加,符号时变分量的能量就会减小,从而降低了次系统的误码率性能。因此这两个分量的设计对于提升主次通信系统的误码率至关重要,需要对这两个分量进行联合的优化设计。

[0008] 本发明考虑如图1所示的共生无线通信系统模型,包括一个主发射机,一个次发射机以及一个协作式接收机,每一个设备均配置单天线。该系统模型对应于实际应用场景中的智能家居模型,其中物联网传感器利用反向散射技术将采集的环境信息调制到来自WiFi

的射频信号上,并将调制的信号反射至智能手机。这样,智能手机就能联合解调来自WiFi接入点的信息和物联网传感器的环境信息。

[0009] 紧接着,介绍该通信系统的链路传输模型。令 $h \in \mathbb{C}$ 表示从主发射机到协作式接收机的信道, $g_1 \in \mathbb{C}$ 表示从主发射机到次发射机的信道, $g_2 \in \mathbb{C}$ 表示从次发射机到协作式接收机的信道。

[0010] 另外,令 $\mathcal{A}_s$ 和 $\mathcal{A}_c$ 表示主发射机和次发射机的归一化星座点集合, $s(n) \in \mathcal{A}_s$ 和 $c(n) \in \mathcal{A}_c$ 表示第 n 个主发射机的符号和第 n 个次发射机的符号, p 表示主发射机的功率。这样,协作式接收机处的接收信号可表示为

$$[0011] \quad y(n) = \underbrace{\sqrt{p}hs(n)}_{\text{直接链路}} + \underbrace{\sqrt{p}gs(n)\Gamma(c(n))}_{\text{反射链路}} + z(n), \quad (1)$$

[0012] 其中 $g = \rho g_1 g_2$, ρ 表示次发射机设备的反射效率; $z(n)$ 表示协作式接收机端的加性噪声,服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$; $\Gamma(c(n))$ 表示次发射机的反射系数,是一个关于次发射机符号的函数。

[0013] 根据公式(1),本发明提出的调制方案表示如下

$$[0014] \quad \Gamma(c(n)) = \alpha + \beta c(n), \forall c(n) \in \mathcal{A}_c, \quad (2)$$

[0015] 其中 α 表示用于辅助主系统信息传输的符号时不变分量; $\beta c(n)$ 表示用于传输次系统信息的符号时变分量, β 在本文中被叫做乘性因子。

[0016] 通过利用公式(2)中的调制方案,协作接收机处的接收信号可以表示为

$$[0017] \quad y(n) = \sqrt{p}(h + g\alpha)s(n) + \sqrt{p}g\beta s(n)c(n) + z(n). \quad (3)$$

[0018] 从公式(3)可以看出,次发射机和主发射机的符号以相乘的方式出现在接收信号中,因此共生无线通信系统也可以被建模为一个乘性多址接入信道。

[0019] 令 $x(n)$ 表示由主次发射机信号构成的组合信号,表示为

$$[0020] \quad x(n) = s(n) \left(\frac{h}{g} + \alpha + \beta c(n) \right) \quad (4)$$

[0021] 则接收信号可以被重新写为

$$[0022] \quad y(n) = \sqrt{p}gx(n) + z(n). \quad (5)$$

[0023] 下面给出提出接收机设计方案。首先解调组合信号,然后再将根据组合信号到主次信号的映射规则得到解调的主次信号。解调步骤如下

$$[0024] \quad \text{第一步: } \hat{x}(n = \arg \min_{x(n) \in \mathcal{A}_x} \|y - \sqrt{p}gx(n)\|^2 \quad (6)$$

$$[0025] \quad \text{第二步: } \hat{x}(n) \xrightarrow{\text{比特映射}} \{\hat{s}(n), \hat{c}(n)\}. \quad (7)$$

[0026] 其中 $\mathcal{A}_x$ 表示组合信号 $x(n)$ 的星座点集合,可以利用公式(4)推导而来。

[0027] 从上述两个解调步骤可以看出,主次发射机信号的误码率和组合信号的误码率相关。如果想保证主次发射机信号的误码率,首先需要保证组合信号能被正确解调,然后需要

设计一个比特映射规则使得从组合信号到主次发射机信号映射时的错误比特数最少。注意到调制方案中的参数 α 和 β 会影响组合信号的解调性能以及比特映射规则。因此需要对这两个重要参数进行优化,以提升组合信号的误码率性能,进而提升主次发射机信号的性能。

[0028] 本发明的有益效果是:本发明提出一种针对共生无线通信中乘性多址接入信道的调制方案设计。该调制方案同时具有传输自身信息以及辅助通信的功能,方案实施简单,具有很强的应用价值。

附图说明

[0029] 图1示出了本发明的系统组成示意图;

[0030] 图2示出了本发明中组合信号的比特映射规则图;

[0031] 图3为本发明中组合信号的误码率性能图;

[0032] 图4为本发明中主发射机信号的误码率性能图;

[0033] 图5为本发明中次发射机信号的误码率性能图。

具体实施方式

[0034] 下面结合实施方案和附图,详细描述本发明的技术方案。

[0035] 以一典型的共生无线通信系统为例。如图1所示,本发明考虑主发射机,次发射机,协作式接收机均配备单天线。令 $\mathcal{A}_s$ 和 $\mathcal{A}_c$ 表示主发射机和次发射机的归一化星座点集合, $s(n) \in \mathcal{A}_s$ 和 $c(n) \in \mathcal{A}_c$ 表示第 n 个主发射机的符号和第 n 个次发射机的符号, p 表示主发射机的功率。这样,协作式接收机处的接收信号可表示为

$$\begin{aligned} y(n) &= \underbrace{\sqrt{p}hs(n)}_{\text{直接链路}} + \underbrace{\sqrt{p}gs(n)(\alpha + \beta c(n))}_{\text{反射链路}} + z(n) \\ [0036] \quad &= \sqrt{p}(h + g\alpha)s(n) + \sqrt{p}g\beta s(n)c(n) + z(n), \end{aligned} \quad (8)$$

[0037] 其中 h 表示主发射机到协作式接收机的直接链路信道; $g = \rho g_1 g_2$, ρ 表示次发射机设备的反射效率, g_1 表示从主发射机到次发射机的信道, g_2 表示从次发射机到协作式接收机的信道; $z(n)$ 表示协作式接收机端的加性噪声,服从复高斯分布 $\mathcal{CN}(0, \sigma^2)$; α 表示所提调制方案的符号时不变分量, $\beta c(n)$ 表示所提调制方案的符号时变分量。

[0038] 令 $x(n)$ 表示由主次发射机信号构成的组合信号,表示为

$$[0039] \quad x(n) = s(n) \left(\frac{h}{g} + \alpha + \beta c(n) \right) \quad (9)$$

[0040] 那么协作接收机处的接收信号可以重新写为

$$[0041] \quad y(n) = \sqrt{p}gx(n) + z(n). \quad (10)$$

[0042] 协作接收机解调主次发射机信号的步骤为:先利用最大似然检测器解调组合信号,然后再根据组合信号到主次发射机信号的比特映射规则得到解调的主次发射机信号。具体可表示为以下两个步骤

[0043] 第一步: $\hat{x}(n = \arg \min_{x(n) \in \mathcal{A}_x} \|y - \sqrt{p}gx(n)\|^2$ (11)

[0044] 第二步: $\hat{x}(n) \xrightarrow{\text{比特映射}} \{\hat{s}(n), \hat{c}(n)\}$. (12)

[0045] 其中 $\mathcal{A}_x$ 表示组合信号 $x(n)$ 的星座点集合, 可以利用公式 (9) 推导而来。

[0046] 从以上两个步骤可以看出, 主次发射机信号的误码率和组合信号的误码率相关。如果想保证主次发射机信号的误码率, 首先需要使得组合信号能被准确解调, 然后需要设计一个比特映射规则来降低映射时错误的比特数。由于本发明所提方案中的两个参数 α 和 β 会影响组合信号的最小欧式距离以及比特映射规则, 所以需要对这两个参数进行设计优化来提升主次发射机信号的误码率性能。

[0047] 以 $\mathcal{A}_s = \frac{1}{\sqrt{2}}\{1+j, -1+j, -1-j, 1-j\}$, $\mathcal{A}_c = \{1, -1\}$ 为例, 本发明提出一种对参数 α 和 β 进行优化的设计方法论。为了符号表示的简便性, 从这里开始忽略时间符号 n 。

[0048] 根据文献“J.G.Proakis and M.Salehi, Digital communications. McGraw-hill New York, 2001, vol. 4”, 组合信号的最小欧式距离和组合信号的相邻星座点之间的汉明距离会分别影响组合信号的解调性能和比特映射规则。分析如下

[0049] 1) 最小欧式距离: 因为最小距离越大, 组合信号的解调性能越好, 所以本发明的目标是最大化组合信号的最小欧氏距离, 表示为

[0050] $D_{\min} \triangleq \min_{m \neq l} \{D_{m,l}, m, l = 1, \dots, 8\}$ (13)

[0051] 其中 $D_{m,l}$ 定义为 $D_{m,l} = |x_m - x_l|$, $\forall x_m, x_l \in \mathcal{A}_x$

[0052] 2) 相邻星座点之间的汉明距离: 根据文献“J.G.Proakis and M.Salehi, Digital communications. McGraw-hill New York, 2001, vol. 4”, 解调的时候最容易判错的情况是把邻近的点判断成真正发送的点。因此, 一旦有符号判错时, 则希望错误的比特数越少越好。本发明假设主次发射机信号采用经典的格雷编码形式, 即主次发射机的星座点符号分别映射成比特序列 $\{00, 01, 11, 10\}$ 和 $\{1, 0\}$ 。那么, 组合信号表示为有 3 个比特的符号, 其中前两个比特表示主发射机信号, 最后一个比特表示次发射机信号。如图 2 所示, 图 2 (a) 给出了主发射机信号的比特映射方式。给定主次发射机信号的比特映射方式时, 组合信号的比特映射方式由参数 α 和 β 来决定。从公式 (9) 中看出, 组合信号可以看成是主发射机信号的旋转, 其中相位旋转取决于 $\angle(\frac{h}{g} + \alpha + \beta)$ 和 $\angle(\frac{h}{g} + \alpha - \beta)$ 。

[0053] 总的来说, 在这两个条件下 $\{-\frac{\pi}{4} \leq \angle(\frac{h}{g} + \alpha + \beta) \leq 0, 0 \leq \angle(\frac{h}{g} + \alpha - \beta) \leq \frac{\pi}{4}\}$, $\{-\frac{\pi}{2} \leq \angle(\frac{h}{g} + \alpha + \beta) \leq -\frac{\pi}{4}, \frac{\pi}{4} \leq \angle(\frac{h}{g} + \alpha - \beta) \leq \frac{\pi}{2}\}$, 有两种比特映射的规则如图 2 (b) 和图 2 (c) 所示。现将这两种比特映射方式的性质总结如下:

[0054] 图 2 (b) 中的比特映射方式 I:

[0055] 同一象限中相邻的两个符号之间只有 1 比特不同,

[0056] 不同象限中的相邻符号之间有2个比特不同。

[0057] 图2(c)中的比特映射方式II:

[0058] 同一象限中相邻的两个符号之间有3个比特不同,

[0059] 不同象限中的相邻符号之间有2个比特不同。

[0060] 因此,本发明采用图2(b)中的比特映射方式,因为该方式的平均汉明距离更小。为了满足比特映射方式I,参数需要满足以下条件:

$$[0061] \quad C1: -\frac{\pi}{4} \leq \angle\left(\frac{h}{g} + \alpha + \beta\right) \leq 0, \quad (14)$$

$$[0062] \quad C2: 0 \leq \angle\left(\frac{h}{g} + \alpha - \beta\right) \leq \frac{\pi}{4} \quad (15)$$

[0063] 将上述的两个最小欧式距离和相邻星座点之间汉明距离考虑在内,建模以下优化问题

$$[0064] \quad \begin{aligned} \underline{P1}: \quad & \max_{\alpha, \beta} D_{\min} \triangleq \min_{m \neq l} \{D_{m,l}, m, l = 1, \dots, 8\} \\ & \text{s.t. } C1, C2, \\ & \quad C3: |\alpha + \beta| \leq 1, \\ & \quad C4: |\alpha - \beta| \leq 1, \end{aligned} \quad (16)$$

[0065] 其中C3, C4表示次发射机的反射系数模小于1的约束,即 $|\alpha + \beta c(n)| \leq 1$, $\forall c(n) \in \mathcal{A}_c$. 由于符号时不变分量 α 的引入是为了辅助主系统的信息传输,因此为了简便起见,本发明考虑 $g\alpha$ 的相位和 h 对齐,即 $\angle\alpha = \angle(h/g)$, 其中 $\angle\alpha$ 表示 α 的相位。

[0066] 本发明根据上述优化问题提出如下优化方法。首先在给定符号时不变分量 $\tilde{\alpha}$ 的情况下,推导出符号时变分量 $\beta(\tilde{\alpha})$ 和最小欧式距离 $D_{\min}(\tilde{\alpha})$ 的闭式解。然后,再优化参数 $\tilde{\alpha}$ 来使得最小欧式距离最大。

[0067] 在给定符号时不变分量 $\tilde{\alpha}$ 的情况下,原问题P1变成一个单变量问题,变量为 β 。通过画出约束C1-C4对应的可行域区域,再结合目标函数,可以得到变量 $\beta(\tilde{\alpha})$ 和最小欧式距离 $D_{\min}(\tilde{\alpha})$ 的闭式解,表示为

$$[0068] \quad \beta(\tilde{\alpha}) = \begin{cases} \frac{\sqrt{6}-\sqrt{2}}{2} \left| \frac{h}{g} + \tilde{\alpha} \right| e^{-j\frac{\pi}{4}}, & 0 \leq |\tilde{\alpha}| \leq |\tilde{\alpha}_1|, \\ \left(\sqrt{1-|\tilde{\alpha}|^2 \sin^2(\theta_1)} - |\tilde{\alpha}| \cos(\theta_1) \right) e^{j\theta_1}, & |\tilde{\alpha}_1| \leq |\tilde{\alpha}| \leq |\tilde{\alpha}_2|, \\ \sqrt{1-|\tilde{\alpha}|^2} e^{-j\frac{1}{2}\pi}, & |\tilde{\alpha}_2| \leq |\tilde{\alpha}| \leq 1. \end{cases} \quad (17)$$

$$[0069] \quad D_{\min}(\tilde{\alpha}) = \begin{cases} (\sqrt{6}-\sqrt{2})|\frac{h}{g}+\tilde{\alpha}|, & 0 \leq |\tilde{\alpha}| \leq |\tilde{\alpha}_1|, \\ 2\left|\sqrt{1-|\tilde{\alpha}|^2} \sin^2(\theta_1) - |\tilde{\alpha}| \cos(\theta_1)\right|, & |\tilde{\alpha}_1| \leq |\tilde{\alpha}| \leq |\tilde{\alpha}_2|, \\ 2\sqrt{1-|\tilde{\alpha}|^2}, & |\tilde{\alpha}_2| \leq |\tilde{\alpha}| \leq 1. \end{cases} \quad (18)$$

[0070] 其中

$$[0071] \quad \tilde{\alpha}_1 = 0.25 \left(\sqrt{8 - 0.54|h/g|^2} - 1.27|h/g| \right) \quad (19)$$

$$[0072] \quad \tilde{\alpha}_2 = 0.43 \left(-0.34|h/g| + \sqrt{-0.68|h/g|^2 + 4.7} \right) \quad (20)$$

$$[0073] \quad \begin{aligned} \theta_1 &= \text{root} \left(\sqrt{1-|\tilde{\alpha}|^2} \sin^2(\theta) - |\tilde{\alpha}| \cos(\theta) = \frac{h}{g} + \tilde{\alpha} \left(\sin(\theta) + \sqrt{1+\sin^2(\theta)} \right) \right), \\ \forall \theta &\in \left(-\frac{1}{2}\pi, -\frac{1}{4}\pi \right) \end{aligned} \quad (21)$$

[0074] 其中 $\text{root}(\cdot)$ 表示等式的根。

[0075] 接下来,只用分析最小欧式距离 $D_{\min}(\tilde{\alpha})$ 随着 $\tilde{\alpha}$ 变化的单调性,即可找到最优的 α^* 。

[0076] 通过分析,可以发现 $D_{\min}(\tilde{\alpha})$ 在区间 $[0, \tilde{\alpha}_1]$ 是单调递增的,在区间 $[\tilde{\alpha}_2, 1]$ 内是单调递减的,在区间 $[\tilde{\alpha}_1, \tilde{\alpha}_2]$ 内是先单调递减,然后单调递增的。于是,最小欧式距离在点 $\tilde{\alpha}_1$ 或者 $\tilde{\alpha}_2$ 取得最大值。具体情况随信道强度比值 $|h/g|$ 的变化而变化。

[0077] 于是,问题P1的最优解分以下五种情况表示

[0078] 1): $|h/g|=0$,即直接链路被遮挡。最优的组合信号构成一个标准的8PSK的星座图,最优解表示为

$$[0079] \quad \alpha^* = \cos(\pi/8), \beta^* = -j\sin(\pi/8). \quad (22)$$

[0080] 2) $0 < |h/g| < 1$,最优的组合信号构成一个放缩的8PSK的星座图,放缩因子为 $(1 + \tan^2(\pi/8))(|h/g| + |\alpha^*|)^2$ 。最优解表示为

$$[0081] \quad \alpha^* = \tilde{\alpha}_2, \beta^* = \sqrt{1-|\alpha^*|^2} e^{-j\frac{1}{2}\pi}, \quad (23)$$

[0082] 其中 $\tilde{\alpha}_2$ 由公式(20)给出。

[0083] 3) $1 \leq |h/g| < \frac{2}{\sqrt{6}-\sqrt{2}}$,最优的组合信号构成一个类似8QAM的星座图。最优解表示为

$$[0084] \quad \alpha^* = \tilde{\alpha}_1, \beta^* = \left(\sqrt{1-|\alpha^*|^2} \sin^2(\theta_1^*) - |\alpha^*| \cos(\theta_1^*) \right) e^{j\theta_1^*}, \quad (24)$$

[0085] 其中 $\tilde{\alpha}_1$ 由公式(19)给出。

[0086] 4) $\frac{2}{\sqrt{6}-\sqrt{2}} \leq |h/g| < \sqrt{2}+1$, 最优解表示为 $\alpha^*=0, |\beta^*|=1, \angle\beta^* \in (\theta_2^*, \theta_3^*)$

[0087] $\theta_2^* = \text{root}(|\beta_1(\theta)|=1), \forall \theta \in (-\frac{1}{4}\pi, 0), \theta_3^* = \text{root}(|\beta_3(\theta)|=1), \forall \theta \in (-\frac{1}{2}\pi, -\frac{1}{4}\pi).$ (25)

[0088] 其中 $\beta_1(\theta) = \frac{h}{g} + \tilde{\alpha} |(-\cos(\theta) + \sqrt{1+\cos^2(\theta)})|, \beta_3(\theta) = \frac{h}{g} + \tilde{\alpha} |(\sin(\theta) + \sqrt{1+\sin^2(\theta)})|$

[0089] 5) $|h/g| \geq \sqrt{2}+1$, 最优解表示为 $\alpha^*=0, |\beta^*|=1, \angle\beta^* \in (-\pi, 0)$

[0090] 如下将给出仿真结果验证上述调制方案相比于传统调制方案的优越性。传统调制方案定义为

[0091] $\Gamma(c(n)) = c(n), \forall c(n) \in \mathcal{A}_c,$ (26)

[0092] 考虑所有的信道服从瑞利衰落信道模型, 反射链路的信噪比定义为

[0093] $\gamma_b \triangleq \frac{p\rho^2\sigma_{g1}^2\sigma_{g2}^2}{\sigma^2}$ (27)

[0094] 其中 σ_{g1}^2 和 σ_{g2}^2 表示信道 g_1 和 g_2 的方差。反射效率参数 $\rho=1$, 直接链路信道满足 $|h/g| = \text{const}$, 其中 const 表示一个具体的信道强度比值, 信道实现次数为 10^6 次。

[0095] 图3比较了在不同信道强度比值的情况下, 组合信号的误码率随着反射链路信噪比变化的曲线。结果显示, 传统调制方案在直接链路被阻挡, 即的情况下, 协作式接收机解调信号的时候, 由于主次发射机信号乘积的原因, 会有模糊性问题。从而导致误码率为0.5。应用所提调制方案之后, 能明显看出所提方案的优越性, 极大地提升了组合信号的误码率性能。

[0096] 图4和图5分别比较了在不同信道强度比值的情况下, 主发射机信号和次发射机信号的误码率随着反射链路信噪比变化的曲线。结果显示, 相较于传统调制方案而言, 尤其是直接链路较弱的情况下, 所提调制方案可以大幅度提升主次发射机信号的误码率, 展示了所提调制方案的优越性。

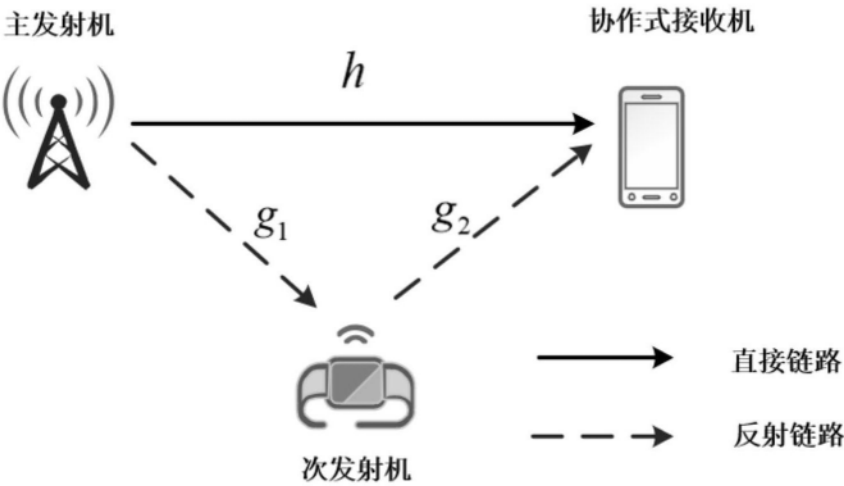


图1

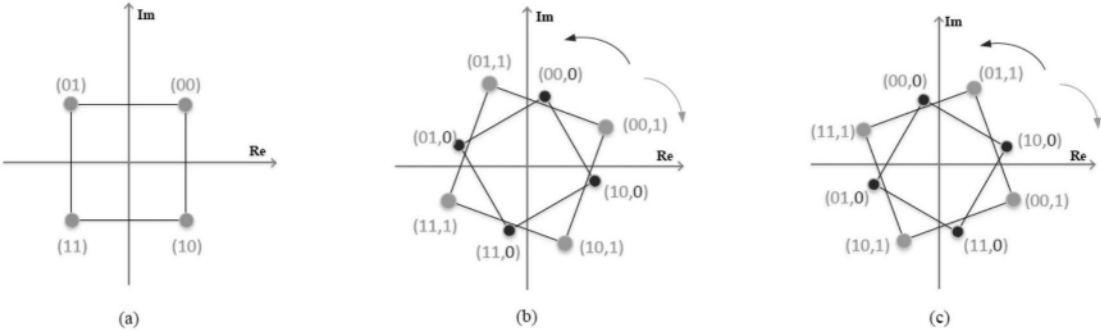


图2

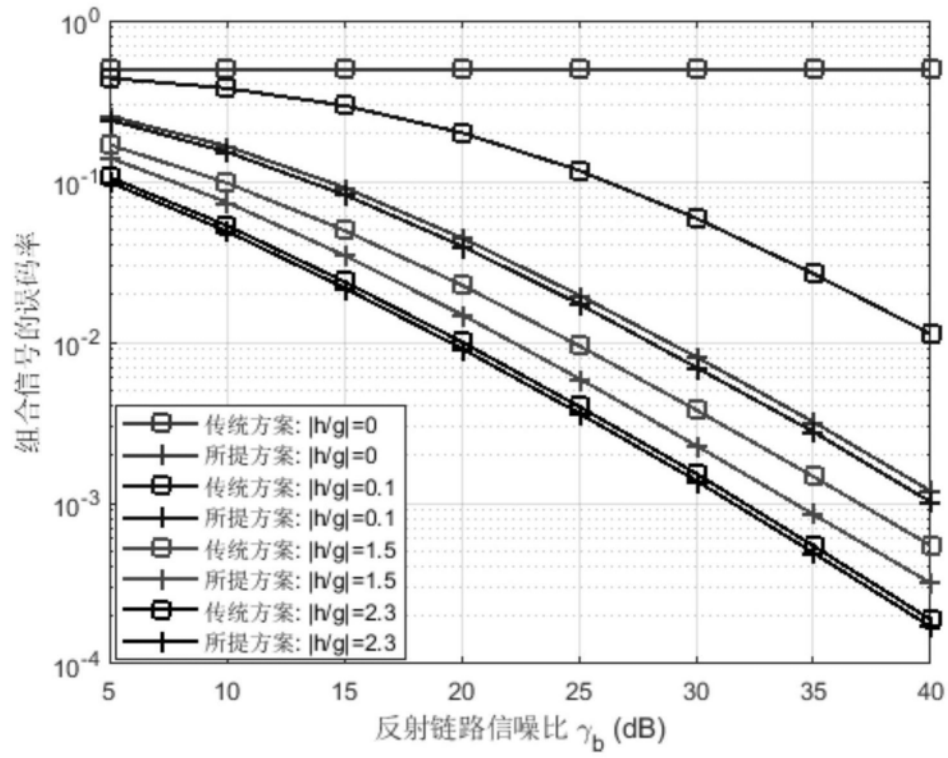


图3

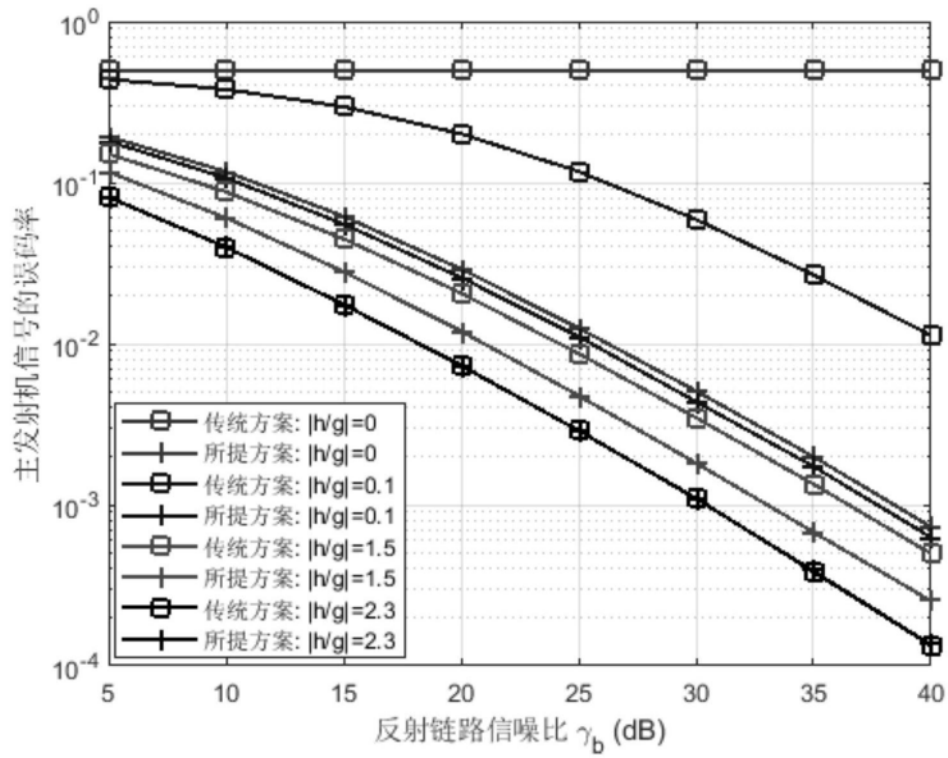


图4

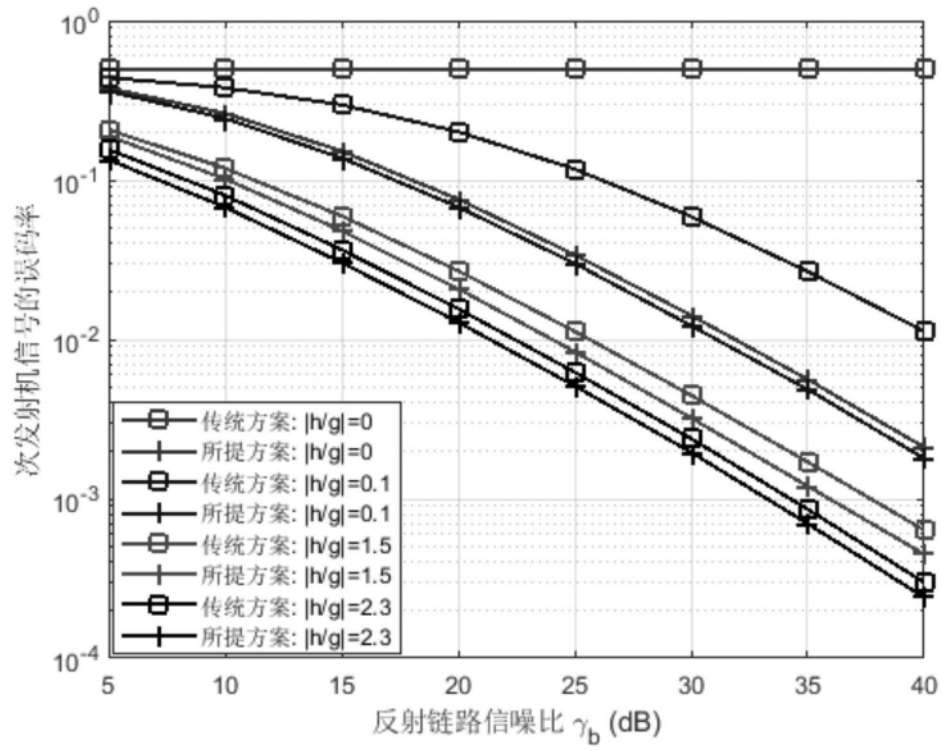


图5