



(12)发明专利申请

(10)申请公布号 CN 110138700 A  
(43)申请公布日 2019.08.16

(21)申请号 201910272045.7

(22)申请日 2019.04.04

(71)申请人 西安电子科技大学

地址 710071 陕西省西安市太白南路2号西安电子科技大学

(72)发明人 任光亮 张冉锋

(74)专利代理机构 西安长和专利代理有限公司  
61227

代理人 黄伟洪

(51)Int.Cl.

H04L 27/20(2006.01)

H04L 27/22(2006.01)

H04L 27/26(2006.01)

H04L 27/32(2006.01)

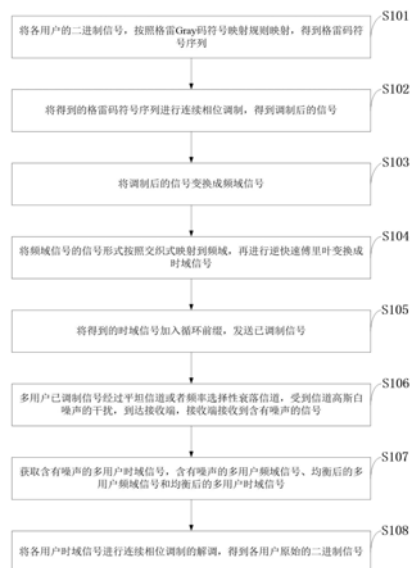
权利要求书3页 说明书8页 附图3页

(54)发明名称

一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法

(57)摘要

本发明属于无线通信技术领域,公开了一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法;包括:(1)符号映射;(2)连续相位调制;(3)将调制信号变换成频域信号;(4)将频域信号变换为时域信号;(5)发送已调制信号;(6)接收含有噪声的信号;(7)多用户分离获得各用户时域信号;(8)基于判决门限的连续相位调制解调。本发明采用基于门限判决的方法,计算接收信号与本地参考信号的相位相似度,设置门限,减少匹配滤波器和Viterbi译码的网格数目,能够极大的降低解调的复杂度,克服了现有技术中解调复杂度过高的问题,使得本发明能够有效降低接收机复杂度,增加了系统的实用性。



1. 一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法,其特征在于,所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法包括:

第一步,将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列;

第二步,将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号;

第三步,将调制后的信号变换成频域信号;

第四步,将频域信号的信号形式按照交织式映射到频域,再进行逆快速傅里叶变换成时域信号;

第五步,将得到的时域信号加入循环前缀,发送已调制信号;

第六步,多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道,受到信道高斯白噪声的干扰,到达接收端,接收端接收到含有噪声的信号;

第七步,获取含有噪声的多用户时域信号,含有噪声的多用户频域信号、均衡后的多用户频域信号和均衡后的多用户时域信号;

第八步,将各用户时域信号进行连续相位调制的解调,得到各用户原始的二进制信号。

2. 如权利要求1所述的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法,其特征在于,所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法具体包括:

(1) 符号映射:将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列;

(2) 连续相位调制:将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号;

(3) 将调制信号变换成频域信号:将调制后的信号进行点数等于M的离散傅里叶变换DFT得到各用户的频域信号,其中M表示单载波频分多址系统中各用户占用的子载波的数目;

(4) 将频域信号变换为时域信号:将得到的频域信号按照交织式映射公式,分别将各用户的M条子载波映射到总数为N的子载波上得到多用户的频域信号,再进行点数等于N的逆快速傅里叶变换得到多用户的时域信号,其中N表示单载波频分多址系统中多用户子载波的总数;

(5) 发送已调制信号:在得到的多用户时域信号中加入长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀,将经过并串转换后生成的多用户已调制信号发送出去,其中 $N_{CP}$ 表示单载波频分多址系统中循环前缀占用的子载波数目;

(6) 接收含有噪声的信号:多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道,受到信道高斯白噪声的干扰,到达接收端,接收端接收到含有噪声的信号;

(7) 多用户分离获得各用户时域信号:

(7a) 将含有噪声的信号进行串并转换,去除长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀,得到含有噪声的各用户时域信号;

(7b) 将含有噪声的多用户时域信号进行点数等于N的快速傅里叶变换FFT,得到含有噪声的各用户频域信号;

(7c) 将含有噪声的多用户频域信号,按照交织式解映射公式,将N条子载波分别解映射到M条子载波上,得到含有噪声的各用户频域信号;

(7d) 将含有噪声的多用户频域信号与最小均方误差均衡系数相乘,得到均衡后的多用

户频域信号；

(7e) 将均衡后的多用户频域信号进行点数等于M的逆快速傅里叶变换IFFT得到各用户时域信号；

(8) 基于判决门限的连续相位调制解调：

(8a) 根据各用户时域信号与本地参考信号计算相位轨迹相似度；

(8b) 设定一个相位轨迹相似度的判决门限，根据判决门限来删除一些本地参考信号；

(8c) 将时域信号与保留的本地参考信号进行相关匹配滤波，得到各支路的权值；

(8d) 将得到的各支路权值通过维特比译码器进行译码，回溯码元后得到最终的二进制信号。

3. 如权利要求2所述的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法，其特征在于，所述步骤(1)中的格雷码符号映射操作规则是指，信息比特序列中第一位的符号位不变，其余符号位依次与前一符号位做异或运算，得到格雷码符号序列。

4. 如权利要求2所述的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法，其特征在于，所述步骤(2)中所述的连续相位调制是按照下式完成的：

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \phi(t, \bar{\alpha}) + \varphi_0) ;$$

其中s(t)表示连续相位调制后得到的随时间t变换的调制信号， $\sqrt{\quad}$ 表示开方操作，T表示调制信号的码元周期，E表示调制信号的码元能量， $f_0$ 表示调制信号的载波频率， $\phi(t, \bar{\alpha})$ 表示调制信号的相位函数， $\bar{\alpha}$ 表示格雷码符号序列， $\varphi_0$ 表示调制信号的初始相位。

5. 如权利要求2所述的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法，其特征在于，所述步骤(4)中所述的交织式映射公式如下：

$$X_k = \begin{cases} X_p & k = pQ + u \\ 0 & \text{其它} \end{cases} ;$$

其中， $X_k$ 表示交织式映射后总数为N的第k条子载波，k表示多用户子载波的序号，k的取值是 $k=0, 1, \dots, N-1$ ， $X_p$ 表示交织式映射前总数为M第p条子载波，p表示各用户子载波的序号，p的取值是 $p=0, 1, \dots, M-1$ ，Q表示子载波映射间隔，其数值大小等于单载波交织频多址系统中可容纳的用户数， $Q = \frac{N}{M}$ ，u表示不同用户映射的起始位置，其取值范围是 $0 \leq u \leq Q-1$ 。

6. 如权利要求2所述的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法，其特征在于，所述步骤(7c)中的交织式解映射公式如下：

$$\tilde{X}_p = \begin{cases} \tilde{X}_k & p = \frac{k-u}{Q} \\ 0 & \text{其它} \end{cases} ;$$

其中， $\tilde{X}_p$ 表示交织式解映射后总数为M第p条子载波，p表示各用户子载波的序号，p的取

值是 $p=0,1,\dots,M-1$ ,  $\tilde{\mathbf{X}}_k$ 表示交织式解映射前总数为 $M$ 第 $k$ 条子载波, $k$ 表示多用户子载波的序号, $k$ 的取值是 $k=0,1,\dots,N-1$ , $u$ 表示不同用户映射的起始位置,其取值范围是 $0 \leq u \leq Q-1$ , $Q$ 表示子载波映射间隔,其数值大小等于单载波交织频分多址系统中可容纳的用户数,

$$Q = \frac{N}{M}。$$

7.如权利要求2所述的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法,其特征在于,所述步骤(8a)中所述的相位轨迹相似度公式如下:

$$\rho = \frac{\int_{t_0}^{t_0+T} \text{Re}[s_1(t) \cdot s_2^*(t)] dt}{T};$$

其中 $\rho$ 表示相位相似度, $s_1(t)$ 表示接收到的各用户时域信号, $s_2(t)$ 表示本地的参考信号, $t_0$ 表示观测周期开始时间, $T$ 表示观测时间间隔, $\text{Re}[\cdot]$ 表示求实部操作。

8.一种应用权利要求1~7任意一项所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的移动通信系统。

9.一种应用权利要求1~7任意一项所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的卫星通信系统。

10.一种应用权利要求1~7任意一项所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的军事战术通信系统。

## 一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法

### 技术领域

[0001] 本发明属于无线通信技术领域,尤其涉及一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法。

### 背景技术

[0002] 目前,最接近的现有技术:在移动通信领域中,有限的可利用频谱资源和复杂的无线传输环境是无线通信领域的两大制约因素。这些通信系统对调制信号的要求表现为频谱特性要求高、对非线性失真不敏感。连续相位调制(Continuous Phase Modulation,CPM)信号是一类恒包络调制信号的总称,与多进制移相键控(M-ary Phase Shift Keying,MPSK)相比占用带宽更窄、旁瓣衰减更快,具有较好的频谱效率和功率效率。目前,在国内外通信系统中,可以将CPM与其他体制相结合来提高系统的频谱效率、功率效率和可靠性。

[0003] 现有技术一“一种连续相位多载波调制方法”中提出了一种连续相位多载波调制方法。该方法将连续相位调制应用到正交频分复用系统中,利用连续相位调制频谱利用率高的特点,降低了无线传输复杂环境下的误码率,提高通信系统的传输能力。但是,该方法仍然存在的不足之处是:该方法不能保持恒包络信号,对功率放大器要求较高,系统频谱利用率和功率利用率较低。

[0004] 现有技术二“连续相位调制频域均衡调制解调方法”中提供一种连续相位调制频域均衡调制解调方法。该方法采用的是正交分解来进行连续相位调制信号的解调,通过对连续相位调制信号的分解,降低了接收机中匹配滤波器的个数。但是,该方法仍然存在的不足之处是:该方法只能降低匹配滤波器的个数,不能降低维特比译码的网格搜索数目,而且破坏了最佳接收机的结构,系统性能较差。

[0005] 综上所述,现有技术存在的问题是:

[0006] (1) 现有技术一种连续相位多载波调制方法存在不能保持恒包络信号,对功率放大器要求较高,系统频谱利用率和功率利用率较低。

[0007] (2) 现有技术二连续相位调制频域均衡调制解调方法存在只能降低匹配滤波器的个数,不能降低维特比译码的网格搜索数目,而且破坏了最佳接收机的结构,系统性能较差。

### 发明内容

[0008] 针对现有技术存在的问题,本发明提供了一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法。

[0009] 本发明是这样实现的,一种基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法,所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法包括:

[0010] 第一步,将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列;

[0011] 第二步,将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号;

- [0012] 第三步,将调制后的信号变换成频域信号;
- [0013] 第四步,将频域信号的信号形式按照交织式映射到频域,再进行逆快速傅里叶变换成时域信号;
- [0014] 第五步,将得到的时域信号加入循环前缀,发送已调制信号;
- [0015] 第六步,多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道,受到信道高斯白噪声的干扰,到达接收端,接收端接收到含有噪声的信号;
- [0016] 第七步,获取含有噪声的多用户时域信号,含有噪声的多用户频域信号、均衡后的多用户频域信号和均衡后的多用户时域信号;
- [0017] 第八步,将各用户时域信号进行连续相位调制的解调,得到各用户原始的二进制信号。
- [0018] 进一步,所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法具体包括:
- [0019] (1) 符号映射:将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列;
- [0020] (2) 连续相位调制:将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号;
- [0021] (3) 将调制信号变换成频域信号:将调制后的信号进行点数等于M的离散傅里叶变换DFT得到各用户的频域信号,其中M表示单载波频分多址系统中各用户占用的子载波的数目;
- [0022] (4) 将频域信号变换为时域信号:将得到的频域信号按照交织式映射公式,分别将各用户的M条子载波映射到总数为N的子载波上得到多用户的频域信号,再进行点数等于N的逆快速傅里叶变换得到多用户的时域信号,其中N表示单载波频分多址系统中多用户子载波的总数;
- [0023] (5) 发送已调制信号:在得到的多用户时域信号中加入长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀,将经过并串转换后生成的多用户已调制信号发送出去,其中 $N_{CP}$ 表示单载波频分多址系统中循环前缀占用的子载波数目;
- [0024] (6) 接收含有噪声的信号:多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道,受到信道高斯白噪声的干扰,到达接收端,接收端接收到含有噪声的信号;
- [0025] (7) 多用户分离获得各用户时域信号:
- [0026] (7a) 将含有噪声的信号进行串并转换,去除长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀,得到含有噪声的各用户时域信号;
- [0027] (7b) 将含有噪声的多用户时域信号进行点数等于N的快速傅里叶变换FFT,得到含有噪声的各用户频域信号;
- [0028] (7c) 将含有噪声的多用户频域信号,按照交织式解映射公式,将N条子载波分别解映射到M条子载波上,得到含有噪声的各用户频域信号;
- [0029] (7d) 将含有噪声的多用户频域信号与最小均方误差均衡系数相乘,得到均衡后的多用户频域信号;
- [0030] (7e) 将均衡后的多用户频域信号进行点数等于M的逆快速傅里叶变换IFFT得到各用户时域信号;
- [0031] (8) 基于判决门限的连续相位调制解调:

[0032] (8a) 根据各用户时域信号与本地参考信号计算相位轨迹相似度;

[0033] (8b) 设定一个相位轨迹相似度的判决门限, 根据判决门限来删除一些本地参考信号;

[0034] (8c) 将时域信号与保留的本地参考信号进行相关匹配滤波, 得到各支路的权值;

[0035] (8d) 将得到的各支路权值通过维特比译码器进行译码, 回溯码元后得到最终的二进制信号。

[0036] 进一步, 所述步骤 (1) 中的格雷码符号映射操作规则是指, 信息比特序列中第一位的符号位不变, 其余符号位依次与前一符号位做异或运算, 得到格雷码符号序列。

[0037] 进一步, 所述步骤 (2) 中所述的连续相位调制是按照下式完成的:

$$[0038] \quad s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \phi(t, \bar{\alpha}) + \varphi_0);$$

[0039] 其中  $s(t)$  表示连续相位调制后得到的随时间  $t$  变换的调制信号,  $\sqrt{\quad}$  表示开方操作,  $T$  表示调制信号的码元周期,  $E$  表示调制信号的码元能量,  $f_0$  表示调制信号的载波频率,  $\phi(t, \bar{\alpha})$  表示调制信号的相位函数,  $\bar{\alpha}$  表示格雷码符号序列,  $\varphi_0$  表示调制信号的初始相位。

[0040] 进一步, 所述步骤 (4) 中所述的交织式映射公式如下:

$$[0041] \quad X_k = \begin{cases} X_p & k = pQ + u \\ 0 & \text{其它} \end{cases};$$

[0042] 其中,  $X_k$  表示交织式映射后总数为  $N$  的第  $k$  条子载波,  $k$  表示多用户子载波的序号,  $k$  的取值是  $k=0, 1, \dots, N-1$ ,  $X_p$  表示交织式映射前总数为  $M$  第  $p$  条子载波,  $p$  表示各用户子载波的序号,  $p$  的取值是  $p=0, 1, \dots, M-1$ ,  $Q$  表示子载波映射间隔, 其数值大小等于单载波交织频分多址系统中可容纳的用户数,  $Q = \frac{N}{M}$ ,  $u$  表示不同用户映射的起始位置, 其取值范围是  $0 \leq u \leq Q-1$ 。

[0043] 进一步, 所述步骤 (7c) 中的交织式解映射公式如下:

$$[0044] \quad \tilde{X}_p = \begin{cases} \tilde{X}_k & p = \frac{k-u}{Q} \\ 0 & \text{其它} \end{cases};$$

[0045] 其中,  $\tilde{X}_p$  表示交织式解映射后总数为  $M$  第  $p$  条子载波,  $p$  表示各用户子载波的序号,  $p$  的取值是  $p=0, 1, \dots, M-1$ ,  $\tilde{X}_k$  表示交织式解映射前总数为  $M$  第  $k$  条子载波,  $k$  表示多用户子载波的序号,  $k$  的取值是  $k=0, 1, \dots, N-1$ ,  $u$  表示不同用户映射的起始位置, 其取值范围是  $0 \leq u \leq Q-1$ ,  $Q$  表示子载波映射间隔, 其数值大小等于单载波交织频分多址系统中可容纳的用户数,  $Q = \frac{N}{M}$ 。

[0046] 进一步, 所述步骤 (8a) 中所述的相位轨迹相似度公式如下:

$$[0047] \quad \rho = \frac{\int_{t_0}^{t_0+T} \text{Re}[s_1(t) \cdot s_2^*(t)] dt}{T};$$

[0048] 其中 $\rho$ 表示相位相似度, $s_1(t)$ 表示接收到的各用户时域信号, $s_2(t)$ 表示本地的参考信号, $t_0$ 表示观测周期开始时间, $T$ 表示观测时间间隔, $\text{Re}[\cdot]$ 表示求实部操作。

[0049] 本发明的另一目的在于提供一种应用所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的移动通信系统。

[0050] 本发明的另一目的在于提供一种应用所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的卫星通信系统。

[0051] 本发明的另一目的在于提供一种应用所述基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的军事战术通信系统。

[0052] 综上所述,本发明的优点及积极效果为:本发明采用基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法,计算接收信号与本地参考信号的相位相似度,设置门限,减少匹配滤波器和Viterbi译码的网格数目,能够极大的降低解调的复杂度,克服了现有技术中解调复杂度过高的问题,使得本发明能够有效降低接收机复杂度,增加了系统的实用性。

[0053] 本发明采用单载波交织式频分多址方案,在保持连续相位调制的高频谱利用率、高功率效率的前提下,使得包络波动较小,可以避免信号失真,提升了通信的传输效率和功率效率。

[0054] 本发明涉及数字通信技术领域中的一种连续相位调制CPM(Continuous Phase Modulation)的低复杂度解调的方法。本发明可用于移动通信、卫星通信、军事战术通信等技术领域,实现高频谱利用率、高功率效率以及高传输速率的无线通信传输。

## 附图说明

[0055] 图1是本发明实施例提供的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法流程图。

[0056] 图2是本发明实施例提供的单载波交织频分多址系统时频结构示意图。

[0057] 图3是本发明实施例提供的性能仿真结果对比图。

[0058] 图4是本发明实施例提供的降低复杂度示意图。

## 具体实施方式

[0059] 为了使本发明的目的、技术方案及优点更加清楚明白,以下结合实施例,对本发明进行进一步详细说明。应当理解,此处所描述的具体实施例仅仅用以解释本发明,并不用于限定本发明。

[0060] 针对现有技术不能保持恒包络信号,对功率放大器要求较高,系统频谱利用率和功率利用率较低;只能降低匹配滤波器的个数,不能降低维特比译码的网格搜索数目,而且破坏了最佳接收机的结构,系统性能较差基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法的问题。本发明在保证误比特率性能的同时,降低了连续相位调制解调的复杂度,增加了系统的可用性。

[0061] 下面结合附图对本发明的应用原理作详细的描述。



[0062] 如图1所示,本发明实施例提供的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法包括以下步骤:

[0063] S101:将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列;

[0064] S102:将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号;

[0065] S103:将调制后的信号变换成频域信号;

[0066] S104:将频域信号的信号形式按照交织式映射到频域,再进行逆快速傅里叶变换成时域信号;

[0067] S105:将得到的时域信号加入循环前缀,发送已调制信号;

[0068] S106:多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道,受到信道高斯白噪声的干扰,到达接收端,接收端接收到含有噪声的信号;

[0069] S107:获取含有噪声的多用户时域信号,含有噪声的多用户频域信号、均衡后的多用户频域信号和均衡后的多用户时域信号;

[0070] S108:将各用户时域信号进行连续相位调制的解调,得到各用户原始的二进制信号。

[0071] 本发明实施例提供的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法具体包括以下步骤:

[0072] (1) 符号映射:

[0073] 将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列;

[0074] (2) 连续相位调制:

[0075] 将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号;

[0076] (3) 将调制信号变换成频域信号:

[0077] 将调制后的信号进行点数等于M的离散傅里叶变换DFT得到各用户的频域信号,其中M表示单载波频分多址系统中各用户占用的子载波的数目;

[0078] (4) 将频域信号变换为时域信号:

[0079] 将得到的频域信号按照交织式映射公式,分别将各用户的M条子载波映射到总数为N的子载波上得到多用户的频域信号,再进行点数等于N的逆快速傅里叶变换得到多用户的时域信号,其中N表示单载波频分多址系统中多用户子载波的总数;

[0080] (5) 发送已调制信号:

[0081] 在得到的多用户时域信号中加入长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀,将经过并串转换后生成的多用户已调制信号发送出去,其中 $N_{CP}$ 表示单载波频分多址系统中循环前缀占用的子载波数目;

[0082] (6) 接收含有噪声的信号:

[0083] 多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道,受到信道高斯白噪声的干扰,到达接收端,接收端接收到含有噪声的信号;

[0084] (7) 多用户分离获得各用户时域信号:

[0085] (7a) 将含有噪声的信号进行串并转换,去除长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀,得到含有噪声的各用户时域信号;

[0086] (7b) 将含有噪声的多用户时域信号进行点数等于N的快速傅里叶变换FFT,得到含有噪声的各用户频域信号;

[0087] (7c) 将含有噪声的多用户频域信号,按照交织式解映射公式,将N条子载波分别解映射到M条子载波上,得到含有噪声的各用户频域信号;

[0088] (7d) 将含有噪声的多用户频域信号与最小均方误差均衡系数相乘,得到均衡后的多用户频域信号;

[0089] (7e) 将均衡后的多用户频域信号进行点数等于M的逆快速傅里叶变换IFFT得到各用户时域信号;

[0090] (8) 基于判决门限的连续相位调制解调:

[0091] (8a) 根据各用户时域信号与本地参考信号计算相位轨迹相似度;

[0092] (8b) 设定一个相位轨迹相似度的判决门限,根据判决门限来删除一些本地参考信号;

[0093] (8c) 将时域信号与保留的本地参考信号进行相关匹配滤波,得到各支路的权值;

[0094] (8d) 将得到的各支路权值通过Viterbi译码器进行译码,回溯码元后得到最终的二进制信号。

[0095] 下面结合附图对本发明的应用原理作进一步的描述。

[0096] 如图2所示,本发明实施例提供的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法具体包括以下步骤:

[0097] 步骤一,符号映射。

[0098] 将各用户的二进制信号,按照格雷Gray码符号映射规则映射,得到格雷码符号序列。所述的格雷码符号映射操作规则是指,信息比特序列中第一位的符号位不变,其余符号位依次与前一符号位做异或运算,得到格雷码符号序列。

[0099] 步骤二,连续相位调制。

[0100] 将得到的格雷码符号序列进行连续相位调制,得到调制后的信号。所述的连续相位调制是按照下式完成的:

$$[0101] \quad s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_0 t + \phi(t, \bar{\alpha}) + \varphi_0);$$

[0102] 其中s(t)表示连续相位调制后得到的随时间变换的调制信号, $\sqrt{\quad}$ 表示开方操作,T表示调制信号的码元周期,E表示调制信号的码元能量, $f_0$ 表示调制信号的载波频率, $\phi(t, \bar{\alpha})$ 表示调制信号的相位函数, $\bar{\alpha}$ 表示格雷码符号序列, $\varphi_0$ 表示调制信号的初始相位。

[0103] 步骤三,将调制信号变换成频域信号。

[0104] 将调制后的信号进行点数等于M的离散傅里叶变换DFT得到各用户的频域信号,其中M表示单载波频分多址系统中各用户占用的子载波的数目。

[0105] 步骤四,将频域信号变换成时域信号。

[0106] 将得到的变换域信号按照交织式映射公式,分别将各用户的M条子载波映射到总数为N的子载波上得到多用户的频域信号,其中N表示单载波频分多址系统中多用户子载波的总数。所述的交织式映射公式如下:

$$[0107] \quad X_k = \begin{cases} X_p & k = pQ + u \\ 0 & \text{其它} \end{cases};$$

[0108] 其中,  $X_k$ 表示交织式映射后总数为 $N$ 的第 $k$ 条子载波,  $k$ 表示多用户子载波的序号,  $k$ 的取值是 $k=0, 1, \dots, N-1$ ,  $X_p$ 表示交织式映射前总数为 $M$ 第 $p$ 条子载波,  $p$ 表示各用户子载波的序号,  $p$ 的取值是 $p=0, 1, \dots, M-1$ ,  $Q$ 表示子载波映射间隔, 其数值大小等于单载波交织频分多址系统中可容纳的用户数,  $Q = \frac{N}{M}$ ,  $u$ 表示不同用户映射的起始位置, 其取值范围是 $0 \leq u \leq Q-1$ 。

[0109] 再进行点数等于 $N$ 的逆快速傅里叶变换得到多用户的时域信号。

[0110] 步骤五, 发送已调制信号。

[0111] 在得到的多用户时域信号中加入长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀, 将经过并串转换后生成的多用户已调制信号发送出去, 其中 $N_{CP}$ 表示单载波频分多址系统中循环前缀占用的子载波数目。

[0112] 步骤六, 接收含有噪声的信号。

[0113] 多用户已调制信号经过平坦信道或者频率选择性衰落信道, 受到信道高斯白噪声的干扰, 到达接收端, 接收端接收到含有噪声的信号。

[0114] 步骤七, 多用户分离获得各用户时域信号。

[0115] 将含有噪声的信号进行串并转换, 去除长度为 $N_{CP}$ 的循环前缀, 得到

[0116] 含有噪声的各用户时域信号;

[0117] 将含有噪声的多用户时域信号进行点数等于 $N$ 的快速傅里叶变换FFT, 得到含有噪声的各用户频域信号;

[0118] 将含有噪声的多用户频域信号, 按照交织式解映射公式, 将 $N$ 条子载波分别解映射到 $M$ 条子载波上, 得到含有噪声的各用户频域信号; 所述的交织式解映射公式如下:

$$[0119] \quad \tilde{X}_p = \begin{cases} \tilde{X}_k & p = \frac{k-u}{Q} \\ 0 & \text{其它} \end{cases};$$

[0120] 其中,  $\tilde{X}_p$ 表示交织式解映射后总数为 $M$ 第 $p$ 条子载波,  $p$ 表示各用户子载波的序号,  $p$ 的取值是 $p=0, 1, \dots, M-1$ ,  $\tilde{X}_k$ 表示交织式解映射前总数为 $M$ 第 $k$ 条子载波,  $k$ 表示多用户子载波的序号,  $k$ 的取值是 $k=0, 1, \dots, N-1$ ,  $u$ 表示不同用户映射的起始位置, 其取值范围是 $0 \leq u \leq Q-1$ ,  $Q$ 表示子载波映射间隔, 其数值大小等于单载波交织频分多址系统中可容纳的用户数,  $Q = \frac{N}{M}$ 。

[0121] 将含有噪声的多用户频域信号与最小均方误差均衡系数相乘, 得到均衡后的多用户频域信号;

[0122] 将均衡后的多用户频域信号进行点数等于 $M$ 的逆快速傅里叶变换IFFT得到各用户时域信号。

[0123] 步骤八, 基于判决门限的连续相位调制解调。

[0124] 根据各用户时域信号与本地参考信号计算相位轨迹相似度,所述的相位相似度公式如下:

$$[0125] \quad \rho = \frac{\int_{t_0}^{t_0+T} \text{Re}[s_1(t) \cdot s_2^*(t)] dt}{T};$$

[0126] 其中 $\rho$ 表示相位相似度, $s_1(t)$ 表示接收到的各用户时域信号, $s_2(t)$ 表示本地的参考信号, $t_0$ 表示观测周期开始时间, $T$ 表示观测时间间隔, $\text{Re}[\cdot]$ 表示求实部操作。

[0127] 设定一个相位轨迹相似度的判决门限,根据判决门限来删除一些本地参考信号;

[0128] 将时域信号与保留的本地参考信号进行相关匹配滤波,得到各支路的权值;

[0129] 将得到的各支路权值通过Viterbi译码器进行译码,回溯码元后得到最终的二进制信号。

[0130] 下面结合仿真对本发明的应用效果作详细的描述。

[0131] 1. 仿真条件:

[0132] 运用MATLAB R2014a软件,仿真中采用连续相位调制的调制指数为3/8、关联长度为2的部分响应四进制连续相位调制信号,单载波交织频分多址系统中单用户占用的子载波数目 $M=128$ ,单载波交织频分多址系统中子载波的总数 $N=512$ ,信号的循环前缀为 $N_{CP}=32$ ,收端采用维特比解调,多径信道采用COST-207多径信道模型的典型城区信道,假设接收端实现理想的同步与信道估计。

[0133] 2. 仿真内容与结果分析:

[0134] 图3是本发明的门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法与现有基于维特比译码的最大似然解调方法的误比特率性能对比图,其横轴表示比特信噪比,单位是dB,纵轴表示的是误比特率。图3中以矩形标识的曲线表示为基于维特比译码的最大似然解调方法的误码率曲线,以菱形标识的曲线表示为采用门限0.5判决的连续相位调制低复杂度解调方法的误码率曲线,以圆形标识的曲线表示为采用门限0.75判决的连续相位调制低复杂度解调方法的误码率曲线。

[0135] 由图3可以看出,本发明的采用门限0.5判决的连续相位调制低复杂度解调方法的误码率曲线在误码率为 $10^{-3}$ 时,与基于维特比译码的最大似然解调方法仅有0.2dB的性能损失,性能损失较小;采用门限0.75判决的连续相位调制低复杂度解调方法仅有0.5dB的性能损失,可见本发明对性能的损失较小。

[0136] 图4是本发明的基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法根据不同门限降低解调复杂度的百分比,其横轴表示判决门限,纵轴表示的是降低解调复杂度的百分比。图3中以矩形标识的曲线表示为基于门限判决的连续相位调制低复杂度解调方法根据不同门限降低解调复杂度的百分比。

[0137] 由图4可以看出,本发明的采用门限0.5判决的连续相位调制低复杂度解调方法可以降低约50%的解调复杂度;采用门限0.75判决的连续相位调制低复杂度解调可以降低约75%的解调复杂度,可见本发明能极大地降低连续相位调制的解调复杂度。

[0138] 以上所述仅为本发明的较佳实施例而已,并不用以限制本发明,凡在本发明的精神和原则之内所作的任何修改、等同替换和改进等,均应包含在本发明的保护范围之内。

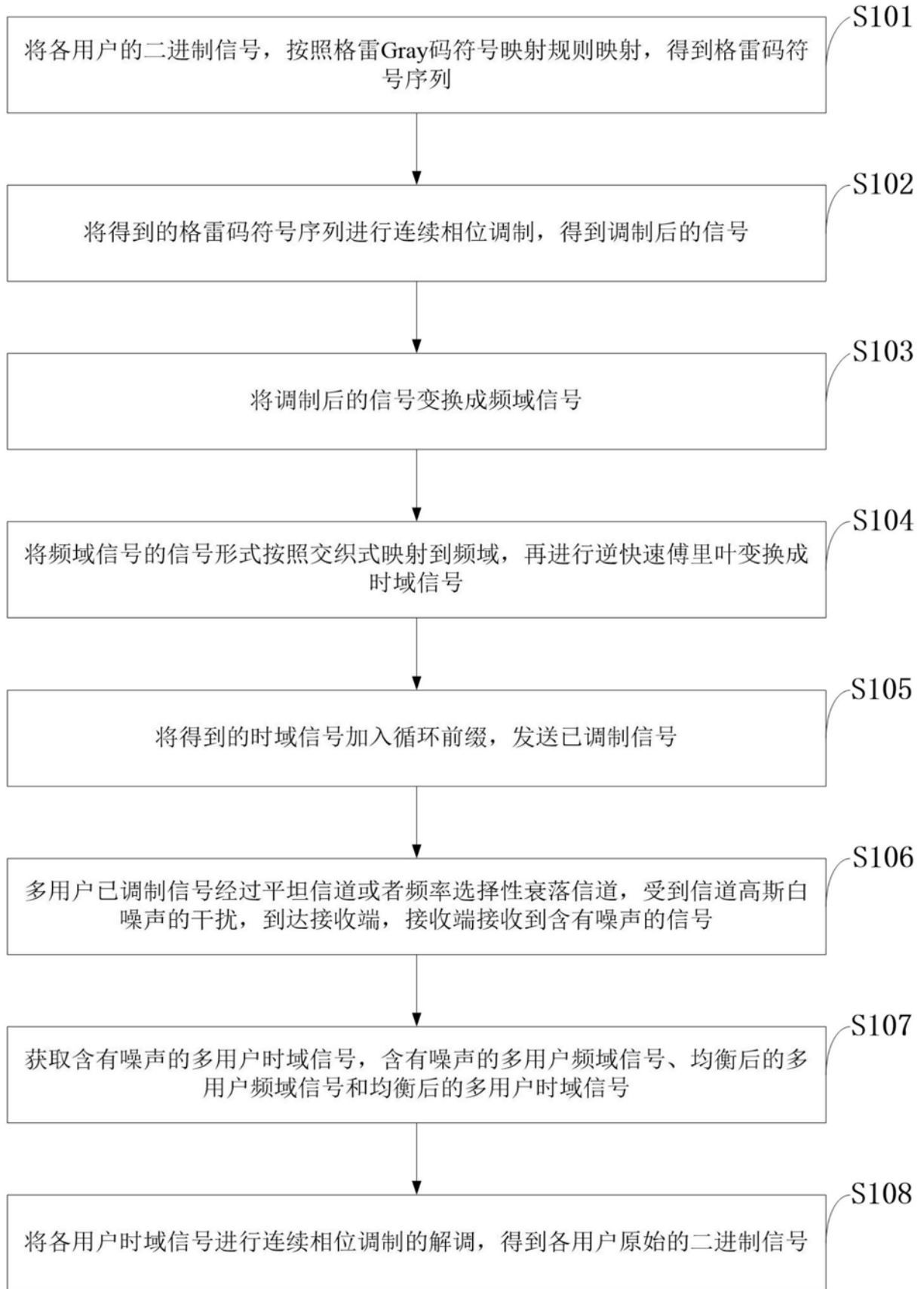


图1

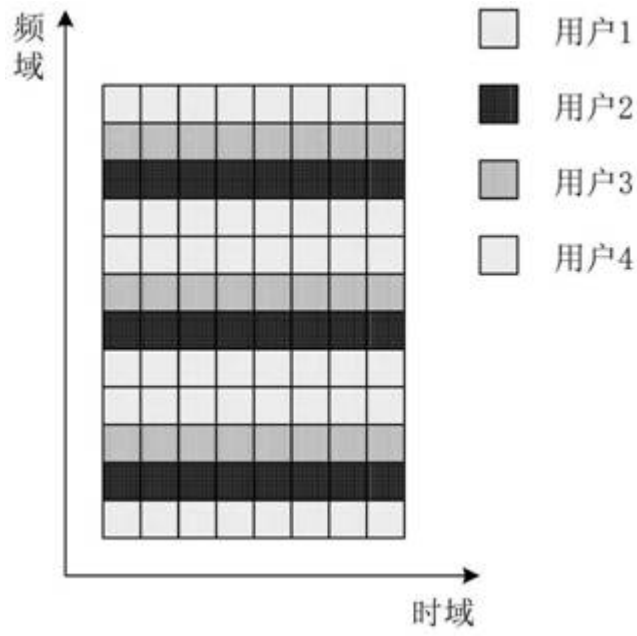


图2

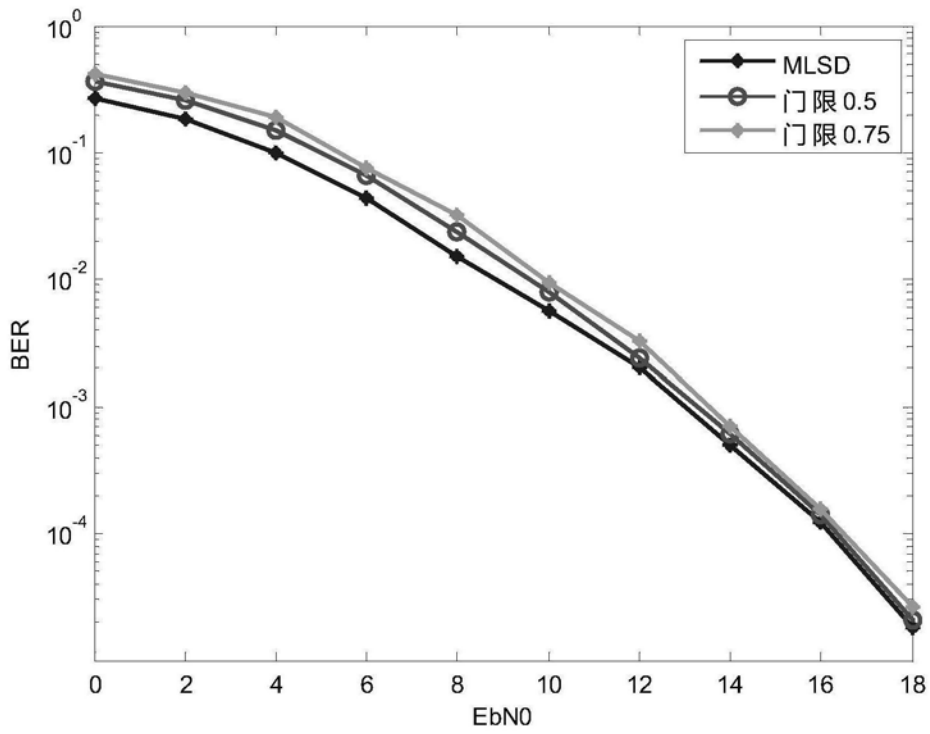


图3

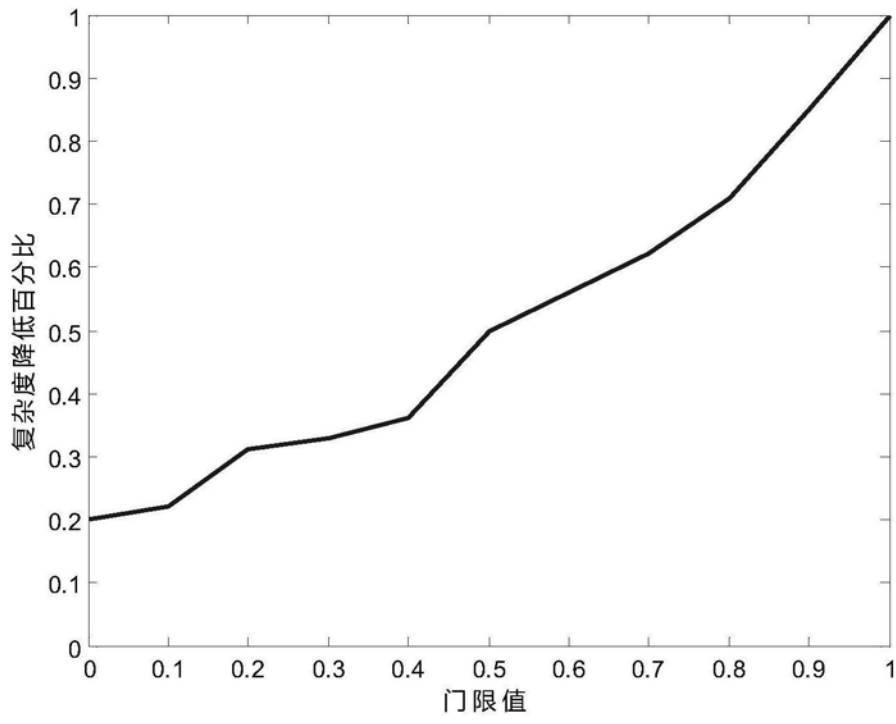


图4