(19)国家知识产权局

(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 115801523 B
(45)授权公告日 2024.04.02

(21)申请号 202211312538.7
(22)申请日 2022.10.25
(65)同一申请的已公布的文献号
申请公布号 CN 115801523 A
(43)申请公布日 2023.03.14
(73)专利权人 电子科技大学
地址 610000 四川省成都市高新区(西区)西源大道2006号
(72)发明人 郭文博 齐鑫睿 宋长庆 王梓豫
(74)专利代理机构 成都巾帼知识产权代理有限公司 51260
专利代理师 邢伟
(51)Int.Cl.
H04L 27/14(2006.01)
H04L 27/12(2006.01)
(56)对比文件
CN 111901269 A,2020.11.06
CN 106856463 A,2017.06.16
CN 106656304 A,2017.05.10
CN 1115195 A,1996.01.17
CN 113489664 A,2021.10.08
CN 114584443 A,2022.06.03
US 2005089115 A1,2005.04.28
US 2008061870 A1,2008.03.13
US 7391819 B1,2008.06.24
王茂磊;张志恒;蔡凡.卫星通信中GMSK信号的解调算法研究.中国科学院上海天文台年刊.2012,(第00期),全文.
张建军.一种突发模式下GMSK信号相干解调的方法.现代电子技术.2010,(第20期),全文.
谢春磊;张建立;张海瑛.M-CPFSK信号的定时与频偏联合估算分析.无线电工程.2011,(第05期),全文. (续)
审查员 刘素叶
权利要求书2页 说明书5页 附图3页

(54)发明名称

一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法

(57)摘要

本发明公开了一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法,包括以下步骤:S1.高斯最小频移键控发射机对基带信号进行组帧、差分编码、高斯最小频移键控调制和上变频后,得到射频发射信号并进行发射;S2.高斯最小频移键控接收机对接收到的信号依次进行下变频与时间同步,得到基带接收信号;S3.高斯最小频移键控接收机对基带接收信号进行频率偏移估计与补偿;S4.针对频率偏移补偿后的接收信号,高斯最小频移键控接收机进行信道估计与补偿,并依次执行高斯最小频移键控解调、解帧、误码率统计操作,完成发送数据的提取。本发明有效地改善了高斯最小频移键控系统的接收数据质量,保证了发送数据的有效提取。

CN 115801523 B

[转续页]

[接上页]

(56)对比文件

Shexiang Ma et al.“An accurate frequency offset estimator in the intermediate frequency for the satellite-based AIS signals”.《2016 IEEE International Conference of Online Analysis and Computing Science (ICOACS)》.2016,全文.

“GMSK Viterbi Demodulation for Satellite-AIS”.《2018 IEEE 3rd International Conference on Signal and Image Processing (ICSIP)》.2019,全文.

郭文博.“频谱共生系统中的同频干扰抑制关键技术”.《CNKI博士学位论文全文库》.2022,全文.

1.一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法,其特征在于:包括以下步骤:

S1.高斯最小频移键控发射机对基带信号进行组帧、差分编码、高斯最小频移键控调制和上变频后,得到射频发射信号并进行发射;

S101.高斯最小频移键控发射机进行基带信号的帧结构设计:每帧长度设计为256个符号,前后各8个符号为全零的保护间隔,第25~40与第217~232个符号放置取值相同的长度为16个符号的伪随机码,其余位置放置随机数据;其中,两段长为16个符号的伪随机码取值相同,用来估计频率偏移与信道衰减;

S102.高斯最小频移键控发射机对基带信号经过组帧、差分编码后生成待调制信号$a_k \in \{-1,+1\}$,经高斯最小频移键控调制后,得到基带调制信号$s_b(t)$为

$$s_b(t)=e^{j\varphi(t)}$$

其中

$$\boldsymbol{\varphi}(t)=\sum_{n=0}^{\infty}a_k g_T(t-nT_s)$$

$$=\sum_{n=0}^{\infty}\frac{a_k}{2T_s}\left\{Q\left[2\boldsymbol{\pi}B\frac{t-(n+1)T_s}{\sqrt{\ln 2}}\right]-Q\left[2\boldsymbol{\pi}B\frac{t-nT_s}{\sqrt{\ln 2}}\right]\right\}$$

$$Q(t)=\int_t^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\boldsymbol{\pi}}}e^{-\frac{\boldsymbol{\tau}^2}{2}}d\boldsymbol{\tau}$$

上式中T为符号周期,B为高斯滤波器的3dB带宽;

基带调制信号$s_b(t)$经上变频调制后发射,射频发射信号s(t)表示为

$$s(t)=s_b(t)e^{j2\pi f_c t}$$

其中,$s_b(t)$表示高斯最小频移键控调制后基带信号的连续时间信号形式,f_c表示上变频的中心频率;

S2.高斯最小频移键控接收机对接收到的信号依次进行下变频与时间同步,得到基带接收信号;

S3.高斯最小频移键控接收机对基带接收信号进行频率偏移估计与补偿;

S301.选取每帧信号的第29~36与第221~228个符号进行频偏估计:

记所得频偏估计值为$\hat{f}_\Delta$,表达式为:

$$\hat{f}_\Delta=-\frac{1}{2\pi L\cdot T_s}\cdot\angle\left(\sum_{n=29}^{36}r(n)r^*(n+L)\right)$$

其中,∠表示求取角度,L=221-29=192为进行共轭相乘的两复信号项之间的间隔符号数,$\sum_{n=29}^{36}r(n)r^*(n+L)$表示每帧的第29~36与第221~228个符号进行共轭相乘与累加;

S302.根据频偏估计值进行频偏补偿,设$\hat{f}_\Delta=f_\Delta$,即接收信号的频偏已被完全补偿,补偿后的信号为:

$$\hat{r}_f(n)=r(n)\cdot e^{-j2\pi\hat{f}_\Delta nT_s}$$
$$=\alpha\cdot s_b(n-D)+w_2(n)$$

其中，$\alpha\cdot s_b(n-D)$为接收信号中频偏补偿后的通信信号部分，$w_2(n)$为噪声部分，继续进行时延和幅相估计，恢复出原始通信信号；

S4.针对频率偏移补偿后的接收信号，高斯最小频移键控接收机进行信道估计与补偿，并依次执行高斯最小频移键控解调、解帧、误码率统计操作，完成发送数据的提取；

S401.记接收机本地存储的参考伪随机码为$s_{ref}(n)$，与发射机处伪随机码取值一致，对频偏补偿后的接收信号进行信道估计，记所得信道估计值为$\hat{\alpha}$，表达式为：

$$\hat{\alpha}=\frac{1}{16}\left(\sum_{n=29}^{36}\frac{\hat{r}_f(n)}{s_{ref}(n)}+\sum_{n=221}^{228}\frac{\hat{r}_f(n)}{s_{ref}(n)}\right)$$

对频偏补偿后的接收信号进行信道补偿，所得接收信号为

$$\hat{r}_{f,h}(n)=\hat{r}_f(n)/\hat{\alpha}$$
$$=s_b(n-D)+w_2(n)/\hat{\alpha}$$

S402.对$\hat{r}_{f,h}(n)$进行高斯最小频移键控解调，恢复出调制前的发送信号a_k，然后按照组帧格式进行解帧，提取每帧的第9～25、第41～216、与第233～248位数据符号、舍弃保护位与伪随机码，完成发送数据信息的有效提取。

2.根据权利要求1所述的一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法，其特征在于：所述步骤S2包括以下子步骤：

S201.经过无线信道后，设高斯最小频移键控接收机处的接收信号为$r_s(t)$，瞬时加性高斯白噪声为n(t)；接收机对接收到的信号依次进行模数转换、下变频和匹配滤波，得到对应的基带信号r(t)，表示为：

$$r(t)=\left[r_s(t)+n(t)\right]\cdot e^{-j2\pi f_c t}$$
$$=A_1 s_b(t-\tau)e^{j[2\pi f_r(t-\tau)+\theta]}\cdot e^{-j2\pi f_c t}+n_1(t)$$
$$=\alpha\cdot s_b(t-\tau)e^{j2\pi f_\Delta t}+n_1(t)$$

其中，A_1为幅度衰减系数，τ为时延，f_r为接收信号的频率，θ为相位偏移，$\alpha=A_1e^{-j(2\pi f_r\tau+\theta)}$为信号s(t)经过无线传输信道后的信道衰减系数，$f_\Delta=f_r-f_c$为收发两端信号的频率偏差，$s_b(t)$为通信信号s(t)对应的基带信号，$n_1(t)$为接收基带信号r(t)中噪声部分；

S202.将基带信号r(t)对应的复基带信号采样序列r(n)表示为：

$$r(n)=\alpha\cdot s_b(n-D)e^{j2\pi f_\Delta nT_s}+w_1(n)$$

其中，$\alpha=A_1e^{-j(2\pi f_r DT_s+\theta)}$为通信信号经无线传输信道后的信道衰减系数；$w_1(n)$为复基带信号采样序列r(n)中的噪声部分；$D=\frac{\tau}{T_s}$为通信发射信号和接收信号之间时间差τ的归一化时延。

一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法

技术领域

[0001] 本发明涉及高斯最小频移键控通信系统,特别是涉及一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法。

背景技术

[0002] 现代无线通信系统中,发送功率有限、频谱资源紧张、非线性失真等诸多问题日益严峻。由于高斯最小频移键控信号具有恒定包络、最小功率谱占用率、带外辐射小等优势,特别适用于频谱、功率受限和信道存在非线性的通信系统中,因此受到了广泛的关注和应用。但在高斯最小频移键控通信系统中,通信信号往往会在时间、频率、幅度、相位等维度产生偏移或遭受衰减,降低了接收机对接收信号的解调效果,影响原始数据信息的精准恢复。

[0003] 频率偏移会导致同步接收机的相干解调性能急剧恶化、通信质量大大降低。此外,高斯最小频移键控系统的前后符号之间具有相关性,会显著降低频偏估计性能,但现有的频偏估计方法未对相关性进行分析与处理,导致频偏估计性能不足。

发明内容

[0004] 本发明的目的在于克服现有技术的不足,提供一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法,有效地改善了高斯最小频移键控系统的接收数据质量,保证了发送数据的有效提取。

[0005] 本发明的目的通过以下技术方案来实现:一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法,包括以下步骤:

[0006] S1.高斯最小频移键控发射机对基带信号进行组帧、差分编码、高斯最小频移键控调制和上变频后,得到射频发射信号并进行发射;其中,高斯最小频移键控系统包含了高斯最小频移键控发射机和高斯最小频移键控接收机;

[0007] S2.高斯最小频移键控接收机对接收到的信号依次进行下变频与时间同步,得到基带接收信号;

[0008] S3.高斯最小频移键控接收机对基带接收信号进行频率偏移估计与补偿;

[0009] S4.针对频率偏移补偿后的接收信号,高斯最小频移键控接收机进行信道估计与补偿,并依次执行高斯最小频移键控解调、解帧、误码率统计操作,完成发送数据的提取。

[0010] 本发明的有益效果是:本发明提出的方法有效地改善了高斯最小频移键控系统的接收数据质量,保证了发送数据的有效提取。

附图说明

[0011] 图1为本发明的方法流程图;

[0012] 图2为高斯最小频移键控通信系统架构原理图;

[0013] 图3为高斯最小频移键控通信系统信号处理流程;

[0014] 图4为高斯最小频移键控通信系统发送数据帧格式;

[0015] 图5为高斯最小频移键控通信系统性能仿真图。

具体实施方式

[0016] 下面结合附图进一步详细描述本发明的技术方案,但本发明的保护范围不局限于以下所述。

[0017] 如图1所示,一种基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法,包括以下步骤:

[0018] S1.高斯最小频移键控发射机对基带信号进行组帧、差分编码、高斯最小频移键控调制和上变频后,得到射频发射信号并进行发射;其中,高斯最小频移键控系统包含了高斯最小频移键控发射机和高斯最小频移键控接收机;

[0019] S101.考虑到信道频率偏移与数据符号均具有随机性,需要设计合适的基带信号帧结构将随机的频率偏移信息从随机的数据符号中分离出来。在高斯最小频移键控发射机处,每帧长度设计为256个符号,前后各8个符号为全零的保护间隔,第25~40与第217~232个符号放置取值相同的长度为16个符号的伪随机码,其余位置放置随机数据。其中,前后两段长为16个符号的伪随机码取值相同,用来估计频率偏移与信道衰减。

[0020] S102.高斯最小频移键控发射机处,基带信号经过组帧、差分编码后生成待调制信号$a_k \in \{-1,+1\}$。经高斯最小频移键控调制后,得到基带调制信号$s_b(t)$为

[0021] $$s_b(t)=e^{j\varphi(t)}$$

[0022] 其中

[0023] $$\begin{aligned}\boldsymbol{\varphi}(t)&=\sum_{n=0}^{\infty}a_k g_T(t-nT_s)\\&=\sum_{n=0}^{\infty}\frac{a_k}{2T_s}\left\{Q\left[2\boldsymbol{\pi}B\frac{t-(n+1)T_s}{\sqrt{\ln 2}}\right]-Q\left[2\boldsymbol{\pi}B\frac{t-nT_s}{\sqrt{\ln 2}}\right]\right\}\end{aligned}$$

[0024] $$Q(t)=\int_t^{\infty}\frac{1}{\sqrt{2\boldsymbol{\pi}}}e^{-\frac{\boldsymbol{\tau}^2}{2}}d\boldsymbol{\tau}$$

[0025] 上式中T为符号周期,B为高斯滤波器的3dB带宽。

[0026] 可以发现,高斯最小频移键控调制后,前后符号之间引入了相关性,会将数据符号的随机性扩展到数值固定的伪随机序列处。即与数据相连的部分伪随机序列会被数据符号的随机性污染,不再适合用作频偏估计的参考序列。

[0027] 基带调制信号$s_b(t)$经上变频调制后发射,射频发射信号s(t)可以表示为

[0028] $$s(t)=s_b(t)e^{j2\pi f_c t}$$

[0029] 其中,$s_b(t)$表示高斯最小频移键控调制后基带信号的连续时间信号形式,f_c表示上变频的中心频率。

[0030] S2.高斯最小频移键控接收机对接收到的信号依次进行下变频与时间同步,得到基带接收信号;

[0031] S201.经过无线信道后,设高斯最小频移键控接收机处的接收信号为$r_s(t)$,瞬时加性高斯白噪声为n(t)。接收机对接收到的信号依次进行模数转换、下变频和匹配滤波,得到对应的基带信号r(t),表示为:

[0032]
$$\begin{aligned} r(t) &= \left[r_s(t)+n(t)\right]\cdot e^{-j2\pi f_c t} \\ &= A_1 s_b(t-\tau)e^{j[2\pi f_r(t-\tau)+\theta]}\cdot e^{-j2\pi f_c t}+n_1(t) \\ &= \alpha\cdot s_b(t-\tau)e^{j2\pi f_\Delta t}+n_1(t) \end{aligned}$$

[0033] 其中，A_1为幅度衰减系数，τ为相应的时延，f_r为接收信号的频率，θ为相位偏移，$\alpha=A_1e^{-j(2\pi f_r\tau+\theta)}$为信号s(t)经过无线传输信道后的信道衰减系数，$f_\Delta=f_r-f_c$为收发两端信号的频率偏差，$s_b(t)$为通信信号s(t)对应的基带信号，$n_1(t)$为接收基带信号r(t)中噪声部分。

[0034] S202.基带信号r(t)对应的复基带信号采样序列r(n)可以表示为：

[0035] $$r(n)=\alpha\cdot s_b(n-D)e^{j2\pi f_\Delta nT_s}+w_1(n)$$

[0036] 其中，$\alpha=A_1e^{-j(2\pi f_r DT_s+\theta)}$为通信信号经无线传输信道后的信道衰减系数；$w_1(n)$为复基带信号采样序列r(n)中的噪声部分；$D=\frac{\tau}{T_s}$为通信发射信号和接收信号之间时间差τ的归一化时延。

[0037] S3.高斯最小频移键控接收机对基带接收信号进行频率偏移估计与补偿；

[0038] S301.现有的频偏估计方法未考虑调制会引入前后符号的相关性。根据S102步骤可知，由于高斯最小频移键控调制为有记忆调制，调制之后与数据相邻的部分伪随机码会被引入随机特性。因此频偏估计时，需要将仍被随机性污染的部分伪随机码去除，仅保留随机性可以忽略的伪随机码中间部分。

[0039] 从S101的帧结构表明第25～40与第217～232个符号为取值相同的长度为16个符号的伪随机码。考虑到两段16个符号的伪随机码中，与数据相邻的部分会被数据的随机性污染，仅从两段16个符号的伪随机码中选取第5～12位进行频偏估计，即进选取每帧信号的第29～36与第221～228个符号进行频偏估计。

[0040] 记所得频偏估计值为$\hat{f}_\Delta$，表达式为：

[0041] $$\hat{f}_\Delta=-\frac{1}{2\pi L\cdot T_s}\cdot\angle\left(\sum_{n=29}^{36}r(n)r^*(n+L)\right)$$

[0042] 其中，∠表示求取角度，L＝221-29＝192为进行共轭相乘的两复信号项之间的间隔符号数，$\sum_{n=29}^{36}r(n)r^*(n+L)$表示每帧的第29～36与第221～228个符号进行共轭相乘与累加。

[0043] S302.根据频偏估计值进行频偏补偿，设$\hat{f}_\Delta=f_\Delta$，即接收信号的频偏已被完全补偿，补偿后的信号为：

[0044]
$$\begin{aligned} \hat{r}_f(n) &= r(n)\cdot e^{-j2\pi\hat{f}_\Delta nT_s} \\ &= \alpha\cdot s_b(n-D)+w_2(n) \end{aligned}$$

[0045] 其中，$\alpha\cdot s_b(n-D)$为接收信号中频偏补偿后的通信信号部分，$w_2(n)$为噪声部分。继续进行时延和幅相估计，可以很好地恢复出原始通信信号。

[0046] S4.针对频率偏移补偿后的接收信号，高斯最小频移键控接收机进行信道估计与补偿，并依次执行高斯最小频移键控解调、解帧、误码率统计操作，完成发送数据的提取。

[0047] S401.记接收机本地存储的参考伪随机码为$s_{ref}(n)$，与发射机处伪随机码取值一

致,对频偏补偿后的接收信号进行信道估计,记所得信道估计值为$\hat{\alpha}$,表达式为:

[0048] $$\hat{\alpha}=\frac{1}{16}\left(\sum_{n=29}^{36}\frac{\hat{r}_f(n)}{s_{ref}(n)}+\sum_{n=221}^{228}\frac{\hat{r}_f(n)}{s_{ref}(n)}\right)$$

[0049] 对频偏补偿后的接收信号进行信道补偿,所得接收信号为

[0050] $$\begin{aligned}\hat{r}_{f,h}(n)&=\hat{r}_f(n)/\hat{\alpha}\\&=s_b(n-D)+w_2(n)/\hat{\alpha}\end{aligned}$$

[0051] S402.对$\hat{r}_{f,h}(n)$进行高斯最小频移键控解调,即可恢复出调制前的发送信号a_k。然后按照组帧格式进行解帧,提取每帧的第9~25、第41~216、与第233~248位数据符号、舍弃保护位与伪随机码,即可完成发送数据信息的有效提取。

[0052] 在本申请的实例中,工作原理如图2所示,通信系统信号处理流程如图3所示,基带数据帧格式如图4所示。高斯最小频移键控发射机处,基带信号经过组帧、差分编码、高斯最小频移键控调制、上变频后发射;高斯最小频移键控接收机依次进行下变频、时间同步、频率偏移估计与补偿、信道估计与补偿、解调、解帧、误码率统计操作,完成发送数据的提取。利用MATLAB工具,在存在频率偏移的情形下对本发明提出的频率偏移估计算法性能进行仿真与验证,仿真参数设置如下:

[0053]

参数	通信信号
符号速率	16M 符号/s
采样速率	128MHz
高斯滤波器参数BT值	0.3
射频频点	1GHz
每帧长度	256符号
频率偏移	2kHz

[0054] 图5对高斯最小频移键控通信系统的误码率性能随信噪比的变化趋势进行仿真,并于传统的频偏估计方法的性能进行了对比。可以发现,随着信噪比的增加,高斯最小频移键控通信系统的误码率不断降低。与传统的频偏估计方法相比,可以发现本方案具有更低的误码率性能,验证里本频偏估计方法的先进性与有效性。

[0055] 综上所述,针对高斯最小频移键控通信系统,本文提出了一种全新的基于频率偏移估计的高斯最小频移键控系统通信方法,有效地改善了高斯最小频移键控系统的接收数据质量,保证了发送数据的有效提取。仿真结果初步验证了本方法的有效性与可行性。

[0056] 这里已经通过具体的实施例子对本发明进行了详细描述,提供上述实施例的描述为了使本领域的技术人员制造或适用本发明,这些实施例的各种修改对于本领域的技术人员来说是容易理解的。本发明并不限于这些例子,或其中的某些方面。本发明的范围通过附加的权利要求进行详细说明。

[0057] 上述说明示出并描述了本发明的一个优选实施例,但如前所述,应当理解本发明并非局限于本文所披露的形式,不应看作是对其他实施例的排除,而可用于各种其他组合、

修改和环境,并能够在本文所述发明构想范围内,通过上述教导或相关领域的技术或知识进行改动。而本领域人员所进行的改动和变化不脱离本发明的精神和范围,则都应在本发明所附权利要求的保护范围内。

高斯最小频移键控发射机对基带信号进行组帧、差分编码、高斯最小频移键控调制和上变频后，得到射频发射信号并进行发射
高斯最小频移键控接收机对接收到的信号依次进行下变频与时间同步，得到基带接收信号
高斯最小频移键控接收机对基带接收信号进行频率偏移估计与补偿
针对频率偏移补偿后的接收信号，高斯最小频移键控接收机进行信道估计与补偿，并依次执行高斯最小频移键控解调、解帧、误码率统计操作，完成发送数据的提取

图1

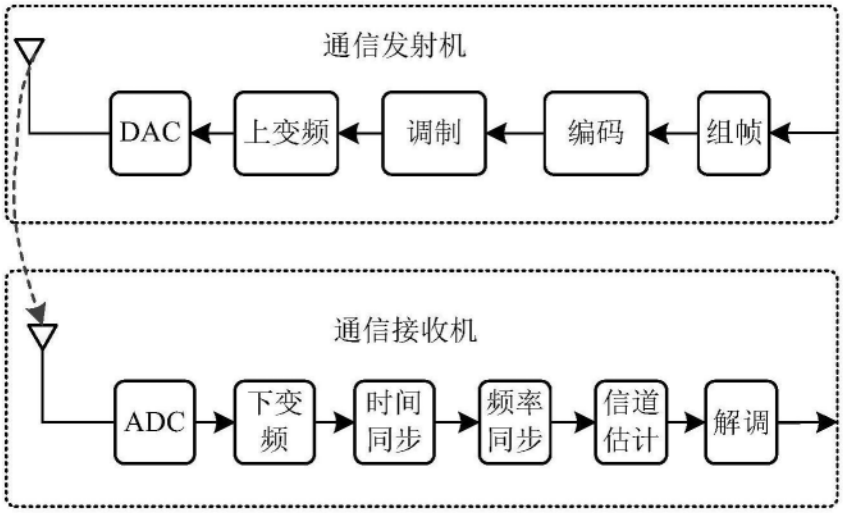
通信发射机
DAC
上变频
调制
编码
组帧
通信接收机
ADC
下变频
时间同步
频率同步
信道估计
解调

图2

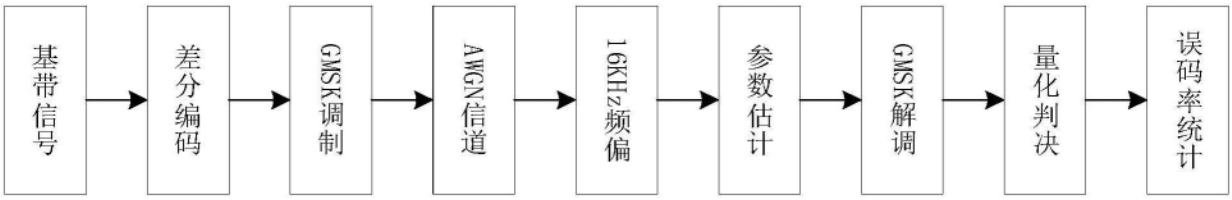
基带信号
差分编码
GMSK调制
AWGN信道
16KHz频偏
参数估计
GMSK解调
量化判决
误码率统计

图3

8bit 保护位
16bit 帧数据
16bit PN码
176bit帧数据
16bit PN码
16bit 帧数据
8bit 保护位

图4

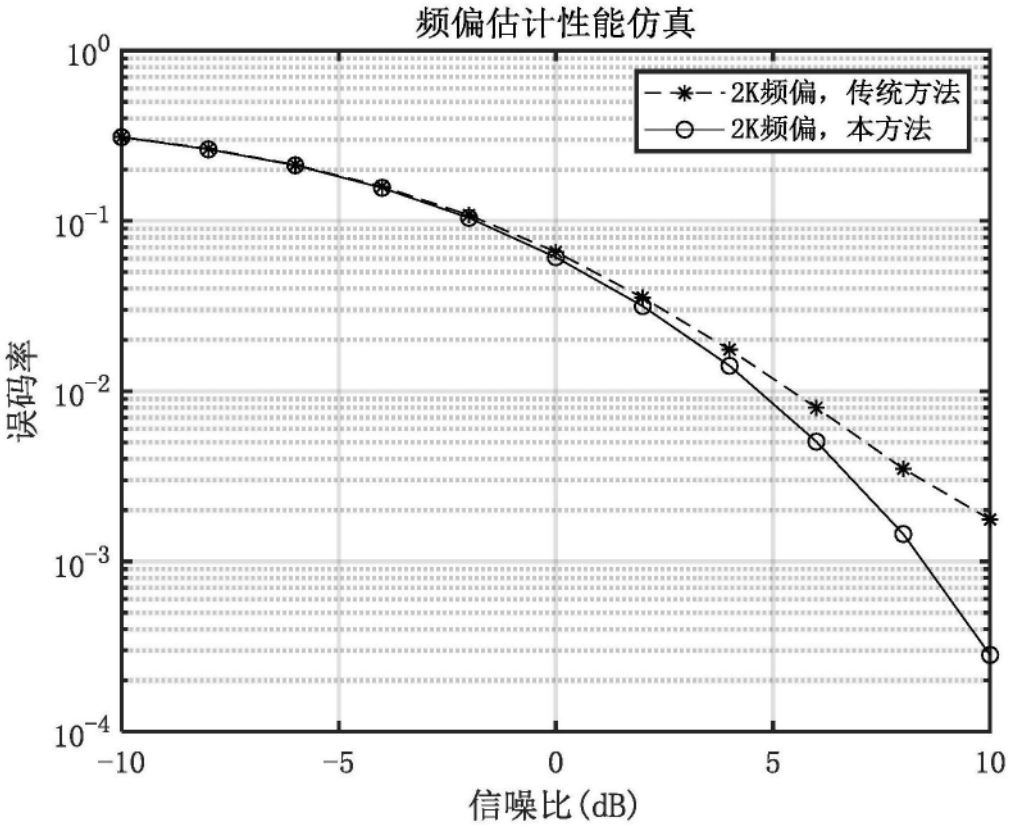
频偏估计性能仿真
2K频偏，传统方法
2K频偏，本方法
误码率
信噪比(dB)
10^0
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
−10
−5
0
5
10

图5