



(12)发明专利

(10)授权公告号 CN 103428153 B

(45)授权公告日 2016.12.28

(21)申请号 201310332178.1

H04L 27/38(2006.01)

(22)申请日 2013.08.01

H04L 7/04(2006.01)

(65)同一申请的已公布的文献号

申请公布号 CN 103428153 A

(56)对比文件

CN 102394726 A, 2012.03.28,

US 2008/0061870 A1, 2008.03.13,

张邦宁.GMSK信号相干解调及载波同步方法.《微波与卫星通信》.1998,

(43)申请公布日 2013.12.04

(73)专利权人 中国人民解放军理工大学

地址 210007 江苏省南京市御道街标营2号

审查员 马晔

(72)发明人 张邦宁 刘爱军 潘克刚 史煜

闫岩 郭道省 童新海 赵坤

陈祝允

(74)专利代理机构 南京理工大学专利中心

32203

代理人 朱显国

(51)Int. Cl.

H04L 27/26(2006.01)

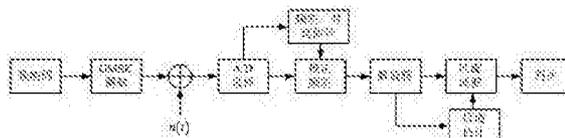
权利要求书2页 说明书7页 附图4页

(54)发明名称

卫星移动通信中GMSK信号接收方法

(57)摘要

本发明公开了一种卫星移动通信中GMSK信号接收方法,首先进行双Chirp信号辅助进行系统同步,该方法能够快速、准确地估计出卫星移动通信中存在的多普勒频率和时延,实现系统同步;在完成系统同步的基础上采用准相干算法进行GMSK信号解调,本方案中在发送端进行GMSK调制之前对原始信息进行“预编码”,同时在接收端增加“解旋转”模块可以大大简化定时同步的设计。该方案实现复杂度较低,且性能损失较小。硬件实现的性能测试结果表明,本专利设计的GMSK接收方法的BER性能相对BPSK最佳相干检测性能损失约0.7~0.8dB。



1. 一种卫星移动通信中GMSK信号接收方法,其特征在于,方法步骤如下:

第一步:对接收信号进行信号到达检测,确定突发信号是否到达:

发送端发送的双Chirp信号,双Chirp信号由具有正斜率的扫频信号和具有负斜率的扫频信号组成,频率变化率为正的信号称为Up Chirp,记为 $s_{up}(t)$,频率变化率为负的信号称为Down Chirp,记为 $s_{dn}(t)$,上述双Chirp信号 $s(t)$ 表达式为

$$\begin{aligned} s(t) &= s_{up}(t) + s_{dn}(t) \\ &= \exp(j\pi K(t-T/2)^2) + \exp(-j\pi K(t-T/2)^2) \quad (1) = 2\cos(\pi K(t-T/2)^2) \end{aligned}$$

其中, K 为扫频速率, T 是突发长度;

接收端收到的信号 $y(t)$ 可以表示为

$$y(t) = s(t-t_0)\exp(j2\pi f_d t) + n(t) \quad (2)$$

其中, $j = \sqrt{-1}$, f_d 为频差, t_0 为信号传播的时延, $n(t)$ 为加性高斯白噪声;

在卫星移动信道下,双Chirp信号 $s(t)$ 被接收端接收,经过公式(1)后,在任意时刻,接收到的信号中Up Chirp的频率 $f'_{up}(t)$ 和Down Chirp的频率 $f'_{dn}(t)$ 分别为

$$\begin{cases} f'_{up}(t) = f_d + K(t-t_0 - T/2) \\ f'_{dn}(t) = f_d - K(t-t_0 - T/2) \end{cases} \quad (3)$$

接收信号 $y(t)$ 经过A/D采样后进入缓冲区,缓冲区中每次输出 L 个信号样点,其中 L 为发送的双Chirp信号的长度;

对接收信号 $y(t)$ 中的 L 个信号样点进行解扫,即 L 个信号样点与 $s_{up}(t)$ 或 $s_{dn}(t)$ 的共轭信号的样值相乘,再进行FFT,可得谱线的峰值

$$\begin{cases} f'_{up} = f_d - Kt_0 \\ f'_{dn} = f_d + Kt_0 \end{cases} \quad (4)$$

根据上述谱线的峰值,确定信噪比SNR

$$SNR = \frac{\sum_{k=m-1}^{m+1} |x(k)|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |x(k)|^2 - \sum_{k=m-1}^{m+1} |x(k)|^2} \quad (5)$$

N 为FFT的长度, $N \geq L$, $x(k)$ 为解扫后序列的傅里叶变换,其中 $k=0, 1, \dots, N-1$, m 为FFT谱线幅度峰值的位置;

若当前信噪比不大于设定的信噪比门限,则判定信号未到达,更新缓冲区中的 M 个样本值,继续进行上述信号检测;反之,若当前信噪比大于设定的信噪比门限,则判定信号到达,记录此时FFT峰值为 F_1 ;

第二步:确定信号到达后,快速估计频差和时延,消除大频差及时延对后续的信号的影响:

检测到信号到达的同时,将当前缓存区中的 L 个信号样点与双Chirp信号的 $s_{dn}(t)$ 或 $s_{up}(t)$ 的共轭信号的样值相乘,然后进行FFT,确定出频谱的峰值,记为 F_2 ;

由于FFT具有“栅栏效应”,对FFT频率粗估的结果采用频率插值可大大提高频谱峰值的估计精度,进而提高频差和时延的估计精度;

根据式(4),代入 F_1 和 F_2 ,可得

$$\begin{cases} \hat{f}_d = 0.5(F_1 + F_2) \\ \hat{t}_0 = (F_1 - F_2)/2K \end{cases} \quad (6)$$

根据估计出的频差 \hat{f}_d 和时延 \hat{t}_0 对后续接收到的信号进行校正,便可以消除后续信号中的较大频差;

第三步:在校正大频差的基础上,采用最小二乘法进行信道冲激响应估计;

根据Laurent分解原理,A/D采样得到的GMSK信号经解旋转后可以表示为:

$$r_k = \sum_{i=0}^{l-1} h_i a_{k-i} + v_k \quad (7)$$

其中 h_i 是离散信道冲激响应, l 为信道冲击响应的长度, v_k 是均值为零、方差为 σ_v^2 的复高斯白噪声, a_{k-i} 为发送端发送的原始信息;

式(7)可以写为矩阵形式:

$$r_k = \mathbf{a}^T(k) \mathbf{h} + v_k \quad (8)$$

其中, $\mathbf{a}(k) = [a_k \ a_{k-1} \ \dots \ a_{k-l+1}]^T$ 为发送端发送的原始信息序列, $\mathbf{h} = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{l-1}]^T$ 为信道冲激响应,训练序列长度为 n ,训练序列形成的Toeplitz矩阵 \mathbf{S} 可表示为

$$\mathbf{S} = [\mathbf{a}^T(k) \ \mathbf{a}^T(k+1) \ \dots \ \mathbf{a}^T(k+n-1)] = \begin{pmatrix} a_k & a_{k-1} & \dots & a_{k-l+1} \\ a_{k+1} & a_k & \dots & a_{k-l+2} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{k+n-1} & a_{k+n-2} & \dots & a_{k+n-l} \end{pmatrix} \quad (9)$$

相应的采样数据矢量为 $\mathbf{r} = [r_k \ r_{k+1} \ \dots \ r_{k+n-1}]^T$,噪声矢量为 $\mathbf{v} = [v_k \ v_{k+1} \ \dots \ v_{k+n-1}]^T$,此时式(8)可写为

$$\mathbf{r} = \mathbf{S} \mathbf{h} + \mathbf{v} \quad (10)$$

最小二乘信道估计就是寻找使得下面的代价函数最小的 $\hat{\mathbf{h}}$,

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{r} - \mathbf{S} \mathbf{h}\|_2^2 \quad (11)$$

当 \mathbf{v} 是高斯白噪声时,式(11)的解为:

$$\hat{\mathbf{h}} = (\mathbf{S}^T \mathbf{S})^{-1} \mathbf{S}^T \mathbf{r} \quad (12)$$

由于在发送有效信息之前,通常发送具有尖锐的自相关特性的独特码,所以 $\mathbf{S}^T \mathbf{S}$ 近似为对角阵,则估计结果简化为

$$\hat{\mathbf{h}} = \frac{1}{M} \mathbf{S}^T \mathbf{r} \quad (13)$$

第四步:根据信道冲激响应校正信号中的残余频差和相偏,实现GMSK信号的准相干解调:

利用第三步中估计出的信道冲激响应 $\hat{\mathbf{h}}$ 对完成频差和时延校正后的信号序列进行匹配滤波,可以完成消除信号中残余的较小的频差和相偏,从而实现相位同步,匹配滤波的输出取实部进行判决即可实现GMSK信号解调。

卫星移动通信中GMSK信号接收方法

技术领域

[0001] 本发明属于卫星通信领域,具体涉及一种卫星移动通信中GMSK信号接收方法,用于解决卫星移动通信系统中信号的快速捕获、多普勒频率和时延估计、GMSK信号解调复杂度高难题,适合应用在卫星移动通信系统中,能够大大提高系统的性能,节省宝贵的功率资源。

背景技术

[0002] 卫星移动通信系统能够支持手持等小型终端,已经成为现代战争中一种极为重要的战略、战术通信手段。在卫星移动通信系统中,由于终端和卫星之间的相对运动,存在多径效应和阴影效应,传输信道呈现Rice或者Rayleigh衰落特性,且存在较大的频差和传播时延。终端和卫星之间的相对运动和信号的衰落可能会导致卫星和终端之间经常需要重新进行同步,传统的同步方案均不能满足这种需求,因此需要设计一种能够快速实现信号检测和同步的方法。

[0003] 由于小型终端的发射功率有限及天线尺寸较小等特点,决定了卫星移动通信系统必须采用功率有效性较高的调制方式。GMSK是一种连续相位的恒包络调制,相位轨迹没有跳变,且带外衰减非常快,几乎没有旁瓣,具有卓越的功率和带宽有效性。且其恒包络特性能够有效减少非线性的影响。由于其自身的这些优点,GMSK信号特别适合卫星移动信道环境中使用,目前GMSK在国内外均得到了广泛的应用和研究。

[0004] GMSK的最佳解调方式为相干条件下采用Viterbi算法的最大似然序列检测器(MLSE)。该接收机由有 2×2^L 个滤波器的滤波器组后接 $4 \times 2^{L-1}$ 个状态的Viterbi处理器组成,复杂度比较大。

[0005] 文献“An adaptive MLSE receiver for TDMA digital mobile radio.”(Renato D’Avella, Luigi Moreno, Marcello Sant’Agostino. IEEE Journal on Selected Areas in Communications, 1989, 7(1):122-128.),提出了一种准相干算法,这种解调算法不需要恢复相干载波,通过采用信道估计匹配滤波的方法进行解调,可以大大降低算法的复杂度和运算量,并且在AWGN信道中可以获得与最佳相干MLSE解调算法接近的性能。但该算法不适合移动环境使用,且信道估计以及位定时同步的实现比较复杂,接收方案整体实现复杂度高。

[0006] 可见,传统的同步方案在卫星移动环境中无法使用以及GMSK信号解调器的高复杂度,使得GMSK信号的应用变成一个十分棘手的问题,研究在卫星移动环境下的GMSK信号的简化接收已成为一个非常重要的课题。

发明内容

[0007] 本发明的目的在于提供一种卫星移动通信中GMSK信号接收方法,解决卫星移动信道中GMSK信号的应用中遇到的难题,实现GMSK信号的高性能低复杂度接收,包括信号到达检测,频率和时延的快速估计以及GMSK信号低复杂度解调等问题。

[0008] 实现本发明目的的技术解决方案为：一种卫星移动通信中GMSK信号接收方法，方法步骤如下：

[0009] 第一步：对接收信号进行信号到达检测，确定突发信号是否到达：

[0010] 发送端发送的双Chirp信号，双Chirp信号由具有正斜率的扫频信号和具有负斜率的扫频信号组成，频率变化率为正的信号称为Up Chirp，记为 $s_{up}(t)$ ，频率变化率为负的信号称为Down Chirp，记为 $s_{dn}(t)$ ，其表达式为

$$\begin{aligned}
 s(t) &= s_{up}(t) + s_{dn}(t) \\
 &= \exp\left(j\pi K(t-T/2)^2\right) + \exp\left(-j\pi K(t-T/2)^2\right) \\
 &= 2\cos\left(\pi K(t-T/2)^2\right)
 \end{aligned} \tag{1}$$

[0012] 其中，K为扫频速率，T是突发长度；

[0013] 接收端收到的信号 $y(t)$ 可以表示为

$$y(t) = s(t-t_0)\exp(j2\pi f_d t) + n(t) \tag{2}$$

[0015] 其中， $j = \sqrt{-1}$ ， f_d 为频差， t_0 为信号传播的时延， $n(t)$ 为加性高斯白噪声；

[0016] 在卫星移动信道下，双Chirp信号 $s(t)$ 被接收端接收，经过公式1后，在任意时刻，接收到的信号中Up Chirp的频率 $f'_{up}(t)$ 和Down Chirp的频率 $f'_{dn}(t)$ 分别为

$$\begin{cases} f'_{up}(t) = f_d + K(t-t_0 - T/2) \\ f'_{dn}(t) = f_d - K(t-t_0 - T/2) \end{cases} \tag{3}$$

[0018] 接收信号 $y(t)$ 经过A/D采样后进入缓冲区，缓冲区中每次输出L个信号样点，其中L为发送的双Chirp信号的长度；

[0019] 对接收信号 $y(t)$ 中的L个信号样点进行解扫，即L个信号样点与 $s_{up}(t)$ 或 $s_{dn}(t)$ 的共轭信号的样值相乘，再进行FFT，可得谱线的峰值

$$\begin{cases} f'_{up} = f_d - Kt_0 \\ f'_{dn} = f_d + Kt_0 \end{cases} \tag{4}$$

[0021] 根据上述谱线的峰值，确定信噪比SNR

$$SNR = \frac{\sum_{k=m-1}^{m+1} |x(k)|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |x(k)|^2 - \sum_{k=m-1}^{m+1} |x(k)|^2} \tag{5}$$

[0023] N为FFT的长度， $N \geq L$ ， $x(k)$ 为解扫后序列的傅里叶变换，其中 $k=0, 1, \dots, N-1$ ，m为FFT谱线幅度峰值的位置；

[0024] 若当前信噪比小于设定的信噪比门限，则判定信号未到达，更新缓冲区中的M个样本值，继续进行上述信号检测；反之，若当前信噪比大于设定的信噪比门限，则判定信号到达，记录此时FFT峰值为 F_1 ；

[0025] 第二步：确定信号到达后，快速估计频差和时延，消除大频差及时延对后续的信号的影响；

[0026] 检测到信号到达的同时，将当前缓存区中的L个信号样点与双Chirp信号的 $s_{dn}(t)$

或 $s_{\text{up}}(t)$ 的共轭信号的样值相乘,然后进行FFT,确定出频谱的峰值,记为 F_2 ;

[0027] 由于FFT具有“栅栏效应”,对FFT频率粗估的结果采用频率插值可大大提高频谱峰值的估计精度,进而提高频差和时延的估计精度;

[0028] 根据式(9),代入 F_1 和 F_2 ,可得

$$[0029] \quad \begin{cases} \hat{f}_d = 0.5(F_1 + F_2) \\ \hat{t}_0 = (F_1 - F_2) / 2K \end{cases} \quad (6)$$

[0030] 根据估计出的频差 \hat{f}_d 和时延 \hat{t}_0 对后续接收到的信号进行校正,便可以消除后续信号中的较大频差;

[0031] 第三步:在校正大频差的基础上,采用最小二乘法进行信道冲激响应估计;

[0032] 根据Laurent分解原理,A/D采样得到的GMSK信号经解旋转后可以表示为:

$$[0033] \quad r_k = \sum_{i=0}^{l-1} h_i a_{k-i} + v_k \quad (7)$$

[0034] 其中 h_i 是离散信道冲激响应, l 为信道冲击响应的长度, v_k 是均值为零、方差为 σ_v^2 的复高斯白噪声, a_{k-i} 为发送端发送的原始信息;

[0035] 式(7)可以写为矩阵形式:

$$[0036] \quad r_k = a^T(k)h + v_k \quad (8)$$

[0037] 其中, $a(k) = [a_k \ a_{k-1} \ \dots \ a_{k-l+1}]^T$ 为发送端发送的原始信息序列, $h = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{l-1}]^T$ 为信道冲激响应,训练序列长度为 n ,训练序列形成的Toeplitz矩阵 S ,则相应的接收序列 $r = [r_k \ r_{k+1} \ \dots \ r_{k+n-1}]^T$ 可表示为

$$[0038] \quad S = [a^T(k) \ a^T(k+1) \ \dots \ a^T(k+n-1)] = \begin{pmatrix} a_k & a_{k-1} & \dots & a_{k-l+1} \\ a_{k+1} & a_k & \dots & a_{k-l+2} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{k+n-1} & a_{k+n-2} & \dots & a_{k+n-l} \end{pmatrix} \quad (9)$$

[0039] 相应的采样数据矢量为 $r = [r_k \ r_{k+1} \ \dots \ r_{k+n-1}]^T$,噪声矢量为 $v = [v_k \ v_{k+1} \ \dots \ v_{k+n-1}]^T$,此时式(8)可写为

$$[0040] \quad r = Sh + v \quad (10)$$

[0041] 最小二乘信道估计就是寻找使得下面的代价函数最小的 \hat{h} ,

$$[0042] \quad \hat{h} = \arg \min_h \|r - Sh\|_2^2 \quad (11)$$

[0043] 当 v 是高斯白噪声时,式(11)的解为:

$$[0044] \quad \hat{h} = (S^T S)^{-1} S^T r \quad (12)$$

[0045] 由于在发送有效信息之间,通常发送具有尖锐的自相关特性的独特码,所以 $S^T S$ 近似为对角阵,则估计结果简化为

$$[0046] \quad \hat{h} = \frac{1}{M} S^T r \quad (13)$$

[0047] 第四步:根据信道冲激响应校正信号中的残余频差和相偏,实现GMSK信号的准相干解调:

[0048] 利用第三步中估计出的信道冲激响应 \hat{h} 对完成频差和时延校正后的信号序列进行匹配滤波,可以完成消除信号中残余的较小的频差和相偏,从而实现相位同步,匹配滤波的输出取实部进行判决即可实现GMSK信号解调。

[0049] 本发明与现有技术相比,其显著优点:(1)能够快速实现信号的到达检测,解决卫星移动环境中信号捕获的难题;(2)可以快速估计出各级系统频差和时延,且估计精度较高、工作信噪比门限低,附图4和5给出了频差和时延的估计结果;(3)本发明采用增加“预编码”和“解旋转”模块,使得解旋转后信号呈现出平坦的特性,能够简化GMSK信号的位定时同步设计,从而简化接收机的设计。“解旋转”前后GMSK信号的眼图特性如图6所示;(4)整体系统实现复杂度较低,且性能损失较小,与BPSK信号相干解调性能相比损失约0.7-0.8dB。附图7比较了本方案的硬件实现性能与BPSK相干解调算法的性能。

附图说明

[0050] 图1是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的卫星移动通信系统帧结构示意图。

[0051] 图2是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的双Chirp信号检测和同步方案原理。

[0052] 图3是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的双Chirp信号检测和同步方案实现流程。

[0053] 图4是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的双Chirp信号频差估计性能。

[0054] 图5是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的双Chirp信号时延估计性能。

[0055] 图6是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的“解旋转”前后GMSK信号眼图;其中图6(a)为“解旋转”前GMSK信号眼图,图6(b)为“解旋转”后GMSK信号眼图。

[0056] 图7是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的卫星移动信道GMSK接收方案实测性能。

[0057] 图8是本发明卫星移动通信中GMSK信号接收方法的卫星移动信道GMSK接收方案流程图。

具体实施方式

[0058] 下面结合附图对本发明作进一步详细描述。

[0059] 结合图1至图8,每帧由一组频率校正比特、若干包信息以及独特码组成。在每一帧的开始,为频率和时延校正比特,本方案中为双Chirp信号,用于实现信号到达检测,以及载波频差和时延估计,校正载波频率的同时实现定时同步。频率校正比特之后,每两包信息之间插入一包独特码,用来实现符号级的定时和信道冲激响应估计。

[0060] 第一步:对接收信号进行信号到达检测,确定突发信号是否到达:

[0061] 发送端发送的双Chirp信号,双Chirp信号由具有正斜率的扫频率信号和具有负斜率的扫频信号组成,频率变化率为正的信号称为Up Chirp,记为 $s_{up}(t)$,频率变化率为负的信号称为Down Chirp,记为 $s_{dn}(t)$,其表达式为

$$\begin{aligned}
 s(t) &= s_{up}(t) + s_{dn}(t) \\
 [0062] \quad &= \exp\left(j\pi K(t-T/2)^2\right) + \exp\left(-j\pi K(t-T/2)^2\right) \\
 &= 2\cos\left(\pi K(t-T/2)^2\right)
 \end{aligned} \tag{7}$$

[0063] 其中, K 为扫频速率, T 是突发长度;

[0064] 在卫星移动信道下, 双Chirp信号 $s(t)$ 被接收端接收, 经过公式1后, 在任意时刻, 接收到的信号中Up Chirp的频率 $f'_{up}(t)$ 和Down Chirp的频率 $f'_{dn}(t)$ 分别为

$$[0065] \quad \begin{cases} f'_{up}(t) = f_d + K(t-t_0 - T/2) \\ f'_{dn}(t) = f_d - K(t-t_0 - T/2) \end{cases} \tag{8}$$

[0066] 接收信号 $y(t)$ 经过A/D采样后进入缓冲区, 缓冲区中每次输出 L 个信号样点, 其中 L 为发送的双Chirp信号的长度;

[0067] 如图2所示, 对接收信号 $r(t)$ 进行解扫, 即分别与 $s_{up}(t)$ 或 $s_{dn}(t)$ 的共轭信号相乘后进行FFT分析可得谱线的峰值

$$[0068] \quad \begin{cases} f'_{up} = f_d - Kt_0 \\ f'_{dn} = f_d + Kt_0 \end{cases} \tag{9}$$

[0069] 据上述谱线的峰值, 确定信噪比SNR

$$[0070] \quad SNR = \frac{\sum_{k=m-1}^{m+1} |x(k)|^2}{\sum_{k=0}^{N-1} |x(k)|^2 - \sum_{k=m-1}^{m+1} |x(k)|^2} \tag{10}$$

[0071] N 为FFT的长度, $N \geq L$, $x(k)$ 为解扫后序列的傅里叶变换, 其中 $k=0, 1, \dots, N-1$, m 为FFT谱线幅度峰值的位置;

[0072] 若当前信噪比小于设定的信噪比门限, 则判定信号未到达, 更新缓冲区中的 M 个样本值, 继续进行上述信号检测; 反之, 若当前信噪比大于设定的信噪比门限, 则判定信号到达, 记录此时FFT峰值为 F_1 ;

[0073] 第二步: 确定信号到达后, 快速估计频差和时延, 消除大频差及时延对后续的信号的影响;

[0074] 根据第一步中的技术方案, 确定信号到达以后, 必须进行系统频差和时延估计, 消除频差和时延对接收信号的影响。这是本发明中的一个关键问题。信号的频差和时延估计主要通过对接收到的双Chirp信号的频率进行估计来实现。完成信号到达检测的同时, 启动对缓冲区中的信号的第二路处理, 将当前缓存区中的 L 个信号样点与双Chirp信号的 $s_{dn}(t)$ 或 $s_{up}(t)$ 的共轭信号的样值相乘, 然后进行FFT, 确定出频谱的峰值, 记为 F_2 。由于FFT具有“栅栏效应”, 对FFT频率粗估的结果采用频率插值可大大提高频谱峰值的估计精度, 进而提高频差和时延的估计精度。

[0075] 根据式(9), 代入 F_1 和 F_2 , 可得

$$[0076] \quad \begin{cases} \hat{f}_d = 0.5(F_1 + F_2) \\ \hat{t}_0 = (F_1 - F_2) / 2K \end{cases} \tag{11}$$

[0077] 根据估计出的频差 \hat{f}_d 和时延 \hat{t}_0 对后续接收到的信号进行校正,便可以消除后续信号中的较大频差。

[0078] 第三步:在校正大频差的基础上,采用最小二乘法进行信道冲激响应估计。

[0079] 获取准确的信道冲激响应是实现GMSK准相干解调的基础。采用第二步的方法进行频差校正后,收发两端仍会存在相差或者小的残余频差,这些误差均会影响信道的冲激响应,因此解调时必须进行信道估计。本方案采用最小二乘算法估计信道响应,其具体实现如下:

[0080] 根据Laurent分解原理,A/D采样得到的GMSK信号经解旋转后可以表示为:

$$[0081] \quad r_k = \sum_{i=0}^{l-1} h_i a_{k-i} + v_k \quad (7)$$

[0082] 其中 h_i 是离散信道冲激响应, l 为信道冲击响应的长度, v_k 是均值为零、方差为 σ_v^2 的复高斯白噪声, a_{k-i} 为发送端发送的原始信息;

[0083] 式(7)可以写为矩阵形式:

$$[0084] \quad r_k = a^T(k)h + v_k \quad (8)$$

[0085] 其中, $a(k) = [a_k \ a_{k-1} \ \dots \ a_{k-l+1}]^T$ 为发送端发送的原始信息序列, $h = [h_0 \ h_1 \ \dots \ h_{l-1}]^T$ 为信道冲激响应,训练序列长度为 n ,训练序列形成的Toeplitz矩阵 S ,则相应的接收序列 $r = [r_k \ r_{k+1} \ \dots \ r_{k+n-1}]^T$ 可表示为

$$[0086] \quad S = [a^T(k) \ a^T(k+1) \ \dots \ a^T(k+n-1)] = \begin{pmatrix} a_k & a_{k-1} & \dots & a_{k-l+1} \\ a_{k+1} & a_k & \dots & a_{k-l+2} \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ a_{k+n-1} & a_{k+n-2} & \dots & a_{k+n-l} \end{pmatrix} \quad (9)$$

[0087] 相应的采样数据矢量为 $r = [r_k \ r_{k+1} \ \dots \ r_{k+n-1}]^T$,噪声矢量为 $v = [v_k \ v_{k+1} \ \dots \ v_{k+n-1}]^T$,此时式(8)可写为

$$[0088] \quad r = Sh + v \quad (10)$$

[0089] 最小二乘信道估计就是寻找使得下面的代价函数最小的 \hat{h} ,

$$[0090] \quad \hat{h} = \arg \min_h \|r - Sh\|_2^2 \quad (11)$$

[0091] 当 v 是高斯白噪声时,式(11)的解为:

$$[0092] \quad \hat{h} = (S^T S)^{-1} S^T r \quad (12)$$

[0093] 由于在发送有效信息之间,通常发送具有尖锐的自相关特性的独特码,所以 $S^T S$ 近似为对角阵,则估计结果简化为

$$[0094] \quad \hat{h} = \frac{1}{M} S^T r \quad (13)$$

[0095] 第四步:根据信道冲激响应校正信号中的残余频差和相偏,实现GMSK信号的准相干解调。

[0096] 利用第三步中估计出的信道冲激响应 \hat{h} 对完成频差和时延校正后的信号序列进行匹配滤波,可以完成消除信号中残余的较小的频差和相偏,从而实现相位同步,匹配滤波的输出取实部进行判决即可实现GMSK信号解调。

[0097] 1、双Chirp信号检测和系统同步

[0098] 本实现中采用的双Chirp信号的表达式为 $s(t) = 2\cos(\pi K(t-T/2)^2)$, $t \in [0, T]$, $T = 7.5\text{ms}$, $K = \frac{0.64}{120 \times (T/120)^2}$, 采样频率 $f_s = 6KT$, $T_s = 1/f_s$, 发送的双Chirp信号共7.5ms, 共有 $L = 460$ 个样点, 设定频差 $f_d = 1000\text{Hz}$, 时延 $t_0 = 20T_s$, 即20个样点数目。

[0099] 如图3所示, 本方案提出的双Chirp信号检测和同步方案的工作流程为: 接收信号经过AD采样后进入缓冲区, 缓冲区中每次输出长度为460个信号样本, 这460个信号样点首先与 $s_{\text{up}}(t)$ 的共轭信号的抽样值 $s_{\text{up}}^*(n)$ 复乘完成解扫, 然后进行FFT运算, 寻找谱线的峰值, 并按照式(5)计算信噪比SNR。实现中设定信噪比门限 $\text{SNR}_{\text{th}} = 15\text{dB}$, 若当前SNR小于设定的门限信噪比15dB, 判定信号未到达, 则更新缓冲区中的46个样本值, 继续进行信号检测; 反之, 若 $\text{SNR} > 15\text{dB}$, 则判定信号到达, 记录此时FFT峰值为 f'_{up} , 同时启动图2所示的下支路处理, 记录FFT峰值为 f'_{dn} , 通过公式便可实现频移和时延估计。

[0100] 由于FFT具有“栅栏效应”, 对FFT频率粗估的结果采用一定的算法进行插值可大大提高双Chirp信号频谱峰值的估计精度, 进而提高频差和时延的估计精度。本实现中采用基于频域插值的频率修正方法, 其核心是选择FFT结果中幅度最高的相邻两条曲线, 那么频差的真实位置必然在两条谱线之间。估计分为粗估和修正两个步骤, 如果幅值最大的谱线索引为 K_0 , 那么 K_0 位置对于谱线即代表了频率的粗估值, 而精确的频率位置由两条幅值最高的相邻谱线进行插值得到, 那么在不考虑噪声的情况下, 我们所需要估计的频率参数 F' 可以表示为 $F' = \text{ES_freq_m}(K_0, K_1, F_{K_0}, F_{K_1})$, 其中, K_0, K_1 为FFT结果中幅度最高的相邻两条谱线的索引, F_{K_0} 和 F_{K_1} 分别为 K_0, K_1 两条谱线的幅值, ES_freq_m 为确定的频率修正函数。根据 ES_freq_m 可以对2中估计的频率估计值进行修正, 得到精度更高的频率估计值 F_1' 和 F_2' , 从而进一步提高信号中频差和时延的估计精度。

[0101] 根据图5中的输出结果进行频率校正便可以消除信号中的频差, 实现频率同步。由估计出的时延是以样点数表示的, 所以根据估计出的延时样点数和发送信号的帧结构便可精确地确定信息的开始时刻, 实现帧同步。频差和时延的估计性能如图4和5所示。

[0102] 3、基于最小二乘法的信道估计

[0103] 发送端发送的独特码长度为64, 采用本方案中的基于最小二乘法的信道估计方法, 可以迅速估计出信道的冲激响应。

[0104] 4、低复杂度GMSK接收机的实现

[0105] 接收机将信道估计输出作为滤波器系数对最佳采样序列进行匹配滤波, 便可消除接收信号中的相位误差, 从而实现相位同步。本发明中另一个显著优点是采用发送端增加“预编码”, 接收端增加“解旋转”后, GMSK信号的眼图呈现出明显的平坦特性(如图6(b)所示), 因此定时同步变得十分容易, 只须采用独特码进行简单的定时估计即可。对匹配滤波输出取实部进行判决即可实现解调。本方案实现的GMSK接收机的性能与采用准相干解调的BPSK信号的性能相差约 $0.7 \sim 0.8\text{dB}$, 硬件实现结果如图7所示。

频率、时延校正比特	信息	UW	信息	信息	UW	信息
-----------	----	----	----	-------	-------	----	----	----

图1

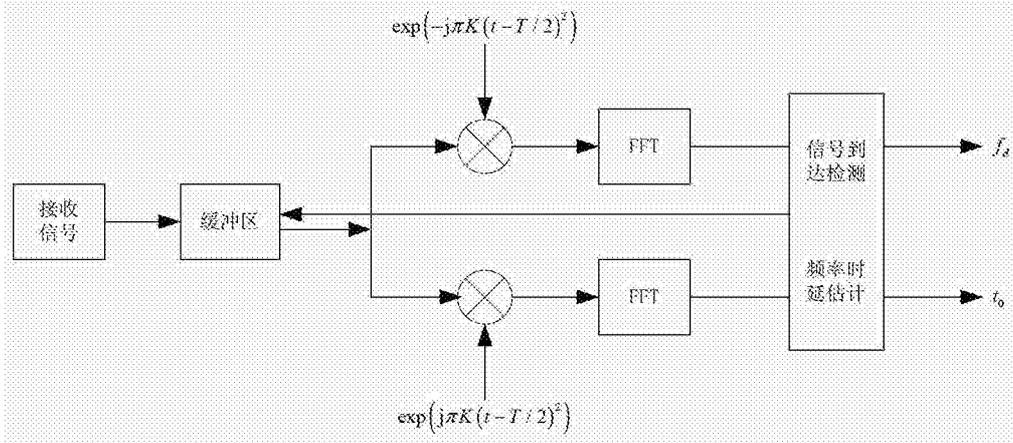


图2

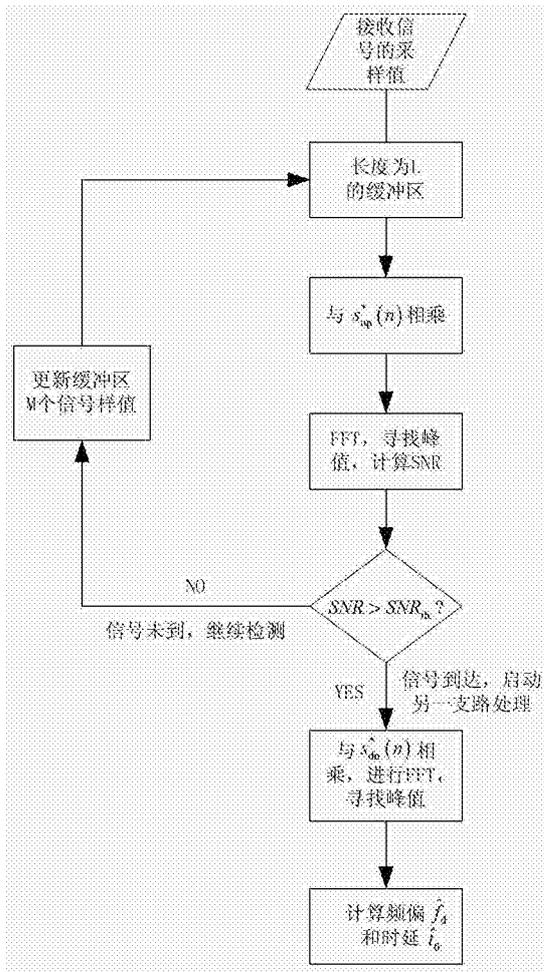


图3

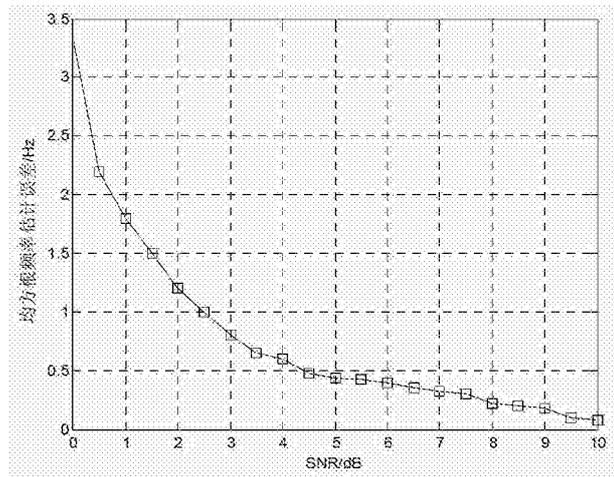


图4

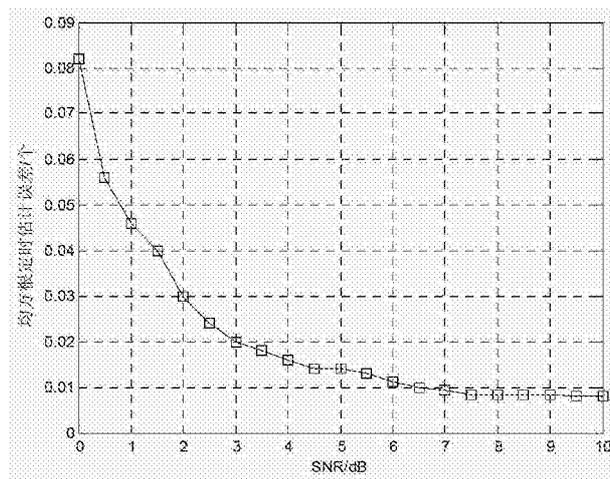


图5

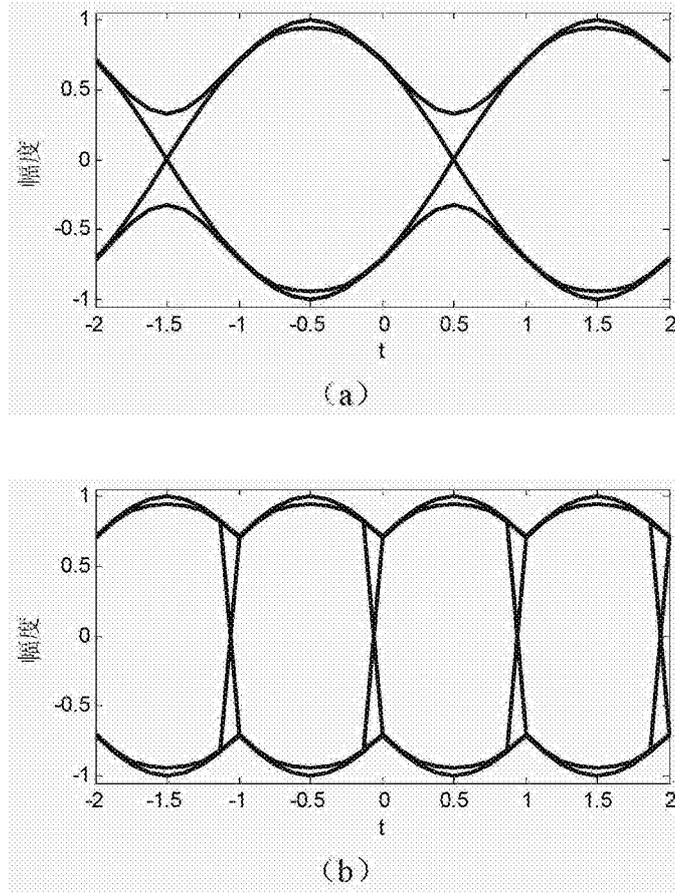


图6

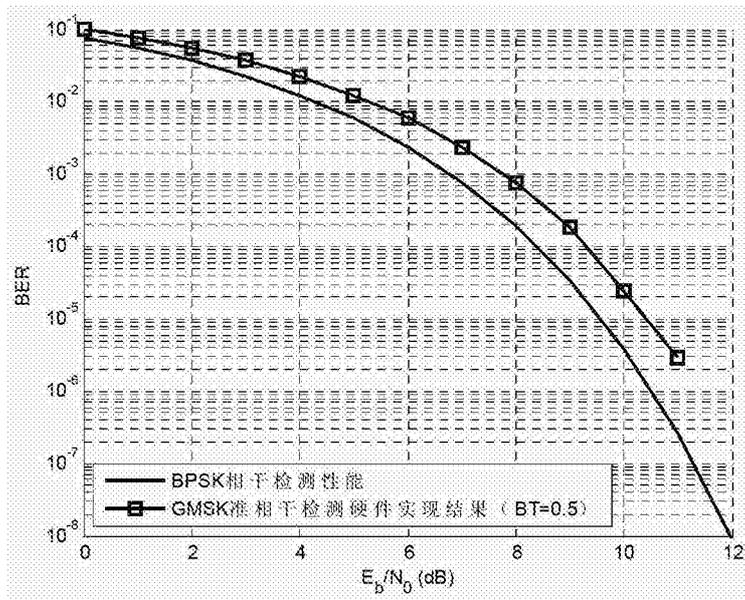


图7

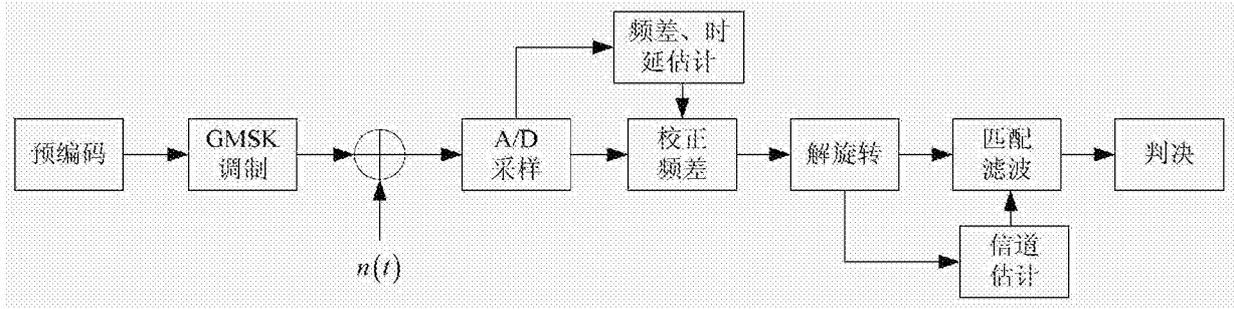


图8