



(12)发明专利申请

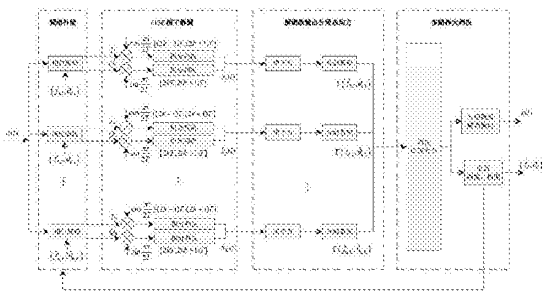
(10)申请公布号 CN 108449303 A
(43)申请公布日 2018. 08. 24

(21)申请号 201810383794.2
(22)申请日 2018.04.26
(71)申请人 中国科学院软件研究所
地址 100190 北京市海淀区中关村南四街4号
(72)发明人 邱源 何晓新 周鑫 任海玉 肖祎晨
(74)专利代理机构 北京科迪生专利代理有限公司 11251
代理人 安丽
(51)Int.Cl.
H04L 27/26(2006.01)
H04L 27/38(2006.01)
H04L 27/00(2006.01)

权利要求书1页 说明书6页 附图4页

(54)发明名称
基于解调软输出的MSK载波同步与解调系统
及方法

(57)摘要
本发明涉及一种基于解调软输出的MSK载波同步与解调系统及方法,包括:频相补偿模块、MSK相干解调模块、解调软输出分段求均方值模块与多路择大判决模块。在无需数据辅助的情况下,将最大化解调软输出的均方值作为目标函数,通过频率-相位的二维搜索、补偿,实现较理想的MSK载波同步与相干解调。本发明适用于MSK短突发通信系统,以较低的系统复杂度为代价,获得近似理想同步的误码率性能,同时兼顾了较大的估计范围和较高的估计精度。



1. 一种基于解调软输出的MSK载波同步与解调系统,其特征在于:包括频相补偿模块、MSK相干解调模块、解调软输出分段求均方值模块与多路择大判决模块,其中:

频相补偿模块:将预设的或上一段数据估计出的最优频偏补偿值 \hat{f}_d 作为本段数据频偏补偿的中心频率,将预设的或上一段数据估计出的最优相位补偿值 $\hat{\theta}_0$ 作为本段相位补偿的初始相位;根据频相估计范围确定频偏补偿值与相偏补偿值的搜索步长,根据估计精度与复杂度要求,选取多路补偿的支路个数K,以中心频率 \hat{f}_d 为多路补偿的中间支路频率值,加减搜索步长生成频率补偿值 \tilde{f}_d ;以初始相位 $\hat{\theta}_0$ 为多路补偿的中间支路相位值,加减搜索步长生成相位补偿值 $\tilde{\theta}_0$;对接收信号通过相位旋转的方式进行频相补偿,得到频相补偿后的校正信号;

MSK相干解调模块:将多路经过频相补偿后的校正信号串并转换为I/Q两个通道,分别与同相分量 $\cos(\frac{\pi t}{2T})$ 、正交分量 $\sin(\frac{\pi t}{2T})$ 进行相关运算,并将运算结果在两个码元周期2T内完成积分,得到同相和正交信道的解调软输出 $\hat{x}(i)$,其中T为正交信道积分比同相信道积分的延迟;

解调软输出分段求均方值模块:对本段数据的解调软输出 $\hat{x}(i)$ 求均方 $\Gamma(f_d, \theta_0) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} [\hat{x}(i)]^2$,将 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 定义为目标函数;

多路择大判决模块:选取 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 取值最大的支路解调输出作为本段数据的解调结果,选取 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 取值最大的那一支路频相补偿值作为最优频相估计值。

2. 一种基于解调软输出的MSK载波同步与解调方法,其特征在于:包括以下步骤:

步骤一:对接收信号进行分段处理,每段数据长度为L;

步骤二:根据预设的中心频率 \hat{f}_d 与初始相位 $\hat{\theta}_0$ 生成多路频偏补偿值 \tilde{f}_d 与相位补偿值 $\tilde{\theta}_0$,对分段接收信号进行频偏纠正与相位旋转;

步骤三:对多路经过频相补偿的信号进行MSK延迟判决相干解调,输出解调软信息,同时缓存各支路解调结果;

步骤四:对本段解调软输出求均方值,生成软判决度量值;

步骤五:根据择大准则对各支路软判决度量值进行判决,判决时刻为本段数据结束,最大软判决度量值对应的频率补偿值与相位补偿值即为最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估计值 $\hat{\theta}_0$,最大软判决度量值对应的MSK相干解调结果即为解调输出;

步骤六:若当前数据帧中所有分段数据均解调输出,则结束同步与解调,否则将最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估计值 $\hat{\theta}_0$ 分别作为下一数据段频偏纠正的中心频率与相偏纠正的初始相位,返回步骤二。

基于解调软输出的MSK载波同步与解调系统及方法

技术领域

[0001] 本发明属于无线通信信号处理技术领域,涉及一种基于解调软输出的MSK载波同步与解调系统及方法,用于解决MSK信号在低信噪比下可靠传输问题。

背景技术

[0002] 最小频移键控 (Minimum Shift Keying, MSK) 属于连续相位调制 (Continuous phase modulation, CPM) 方式,能够产生相位连续、包络恒定的调制信号,能够有效适应非线性信道,并且带外功率谱密度下降快,因而广泛应用于现代通信系统中。载波同步是指在接收端恢复出发送端的载波信息,是MSK调制信号相干解调的基础。短突发通信系统要求调制解调器在尽可能低的信噪比下可靠工作,这对载波同步算法在低信噪比下的性能提出更高的要求。

[0003] 传统的MSK载波同步方案采用负反馈控制系统来实现。闭环载波同步结构跟踪性能好,能够准确跟踪微弱信号。然而其在低信噪比下锁相环路稳定性差,存在难入锁、易失锁等问题,进而限制了闭环载波同步机制的应用。采用前向结构的载波恢复方案具有同步速度快、算法稳定度高的特点,包括基于FFT的频域搜索,基于二阶/四阶统计量的延迟相关求期望,通过载波频偏和定时误差联合估计等方式实现载波同步。上述开环载波同步方法大多依赖于数据辅助,频偏估计精度受限于辅助数据的长度。尤其在低信噪比下,采用较长的数据长度才能保证同步算法的可靠性,而增加辅助数据长度会导致算法复杂度增加。

[0004] 针对短突发通信系统,MSK载波同步算法也可以分为数据辅助 (DA: Data Aided) 与非数据辅助 (NDA: Non-Data Aided) 两大类。数据辅助算法如Kay, Fitz, L&R与FFT等,不能同时兼顾解调所需的接收信噪比门限和频偏估计范围,需要通过增加辅助序列的长度来提高估计精度,难以适用于短突发通信。非数据辅助算法一般利用译码软信息,采用频相二维的搜索与补偿,以运算复杂度和处理时延为代价换取载波估计精度;或利用解调输出的状态转移信息辅助载波相位估计,仅适用于载波相位恒定或慢变系统,工程实用价值较低。

发明内容

[0005] 本发明技术解决问题:针对现有MSK载波同步算法在低信噪比条件下估计精度低、实现困难的问题,提供了一种无需导频的、基于解调软输出辅助的MSK载波同步与解调系统及方法,适用于MSK短突发通信系统,以较低的系统复杂度为代价,获得近似理想同步的误码率性能,同时兼顾了较大的估计范围和较高的估计精度。

[0006] 本发明技术解决方案:一种基于解调软输出的MSK载波同步与解调联合系统,包括:频相补偿模块、MSK相干解调模块、解调软输出分段求均方值模块与多路择大判决模块,其中:

[0007] 频相补偿模块:将预设的或上一段数据估计出的最优频偏补偿值 \hat{f}_d 作为本段数据频偏补偿的中心频率,将预设的或上一段数据估计出的最优相位补偿值 $\hat{\theta}_0$ 作为本段相位补偿的初始相位,根据频相估计范围确定频偏补偿值与相偏补偿值的搜索步长,根据估计精

度与复杂度要求选取多路补偿的支路个数K,以中心频率 \hat{f}_d 为多路补偿的中间支路频率值,加减搜索步长生成频率补偿值 \tilde{f}_d ;以初始相位 $\hat{\theta}_0$ 为多路补偿的中间支路相位值,加减搜索步长生成相位补偿值 $\tilde{\theta}_0$;对接收信号通过相位旋转的方式进行频相补偿,得到频相补偿后的校正信号;

[0008] MSK相干解调模块:将多路经过频相补偿后的校正信号串并转换为I/Q两个通道,分别与同相分量 $\cos(\frac{\pi t}{2T})$ 、正交分量 $\sin(\frac{\pi t}{2T})$ 进行相关运算,并将运算结果在两个码元周期2T内完成积分,得到同相和正交信道的解调软输出 $\hat{x}(i)$,其中T为正交信道的积分比同相信道的积分延迟;

[0009] 解调软输出分段求均方值模块:对本段数据的解调软输出 $\hat{x}(i)$ 求均方 $\Gamma(f_d, \theta_0) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} [\hat{x}(i)]^2$,将 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 定义为目标函数;

[0010] 多路择大判决模块:选取 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 取值最大的支路解调输出作为本段数据的解调结果,选取 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 取值最大的那一支路频相补偿值作为最优频相估计值。

[0011] 如图1所示,基于解调软输出的MSK载波同步与解调联合方法的具体步骤为:

[0012] 步骤一:对接收信号进行分段处理,每段数据长度为L;

[0013] 步骤二:根据预设的中心频率 \hat{f}_d 与初始相位 $\hat{\theta}_0$ 生成多路频偏补偿值 \tilde{f}_d 与相位补偿值 $\tilde{\theta}_0$,对分段接收信号进行频偏纠正与相位旋转;

[0014] 步骤三:对多路经过频相补偿的信号进行MSK延迟判决相干解调,输出解调软信息,同时缓存各支路解调结果;

[0015] 步骤四:对本段解调软输出求均方值,生成软判决度量值;

[0016] 步骤五:根据“择大准则”对各支路软判决度量值进行判决,判决时刻为本段数据结束,最大软判决度量值对应的频率补偿值与相位补偿值即为最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估计值 $\hat{\theta}_0$,最大软判决度量值对应的MSK相干解调结果即为解调输出;

[0017] 步骤六:若当前数据帧中所有分段数据均解调输出,则结束同步与解调,否则将最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估计值 $\hat{\theta}_0$ 分别作为下一数据段频偏纠正的中心频率与相偏纠正的初始相位,返回步骤二。

[0018] 本发明的有益效果:

[0019] 首先,本发明对MSK信号的载波恢复无需数据辅助,即无需在发送数据中额外传输一段或多段特定结构的导频符号,有效提高系统的频带利用率,提高数据传输的有效性。

[0020] 其次,本发明充分利用接收信号的解调软输出,以解调软输出均方值最大支路的频率作为频偏的估计值,这种算法可获得较大的频偏估计范围;灵活调整频相搜索步进,以二维搜索的方式获得接近最大似然的载波频率和相位;同时兼顾了较大的估计范围和较高的估计精度。

[0021] 再次,本发明采用适当的数据分段长度,可保证在低信噪比下,MSK载波同步算法趋于收敛,与理想同步相比,系统性能损失低于0.5dB,即MSK相干解调能获得接近理想的误

码性能。

[0022] 最后,本发明通过合理划分搜索范围与搜索步进,降低运算复杂度;采用具有相同运算结构的并行搜索支路,大幅降低处理时延;能稳定工作于低信噪比条件下,具有良好的工程适用价值等特点。

附图说明

- [0023] 图1为本发明的流程图;
- [0024] 图2为本发明的MSK载波同步与解调系统;
- [0025] 图3为本发明中MSK延迟判决相干解调器方框图;
- [0026] 图4为本发明中归一化解调软信息均方值的频相特性图;
- [0027] 图5为本发明中归一化解调软信息均方值的等高线;
- [0028] 图6为本发明中不同分段数据长度的MSK解调误码率性能曲线;
- [0029] 图7为本发明中不同频相补偿支路个数的MSK解调误码率性能曲线;
- [0030] 图8为本发明中不同频偏、固定随机载波相偏情况下MSK解调误码率性能曲线。

具体实施方式

[0031] 下面将结合附图和实施例对本发明作进一步的详细说明。通过足够详细的描述这些实施示例,使得本领域技术人员能够理解和实践本发明。在不脱离本发明的主旨和范围的情况下,可以对实施做出逻辑的、实现的和其他的改变。因此,以下详细说明不应该被理解为限制意义,本发明的范围仅仅由权利要求来限定。

[0032] 本发明设计的原理:

[0033] 本发明的系统如图2所示,发送原始MSK信号表示为:

$$[0034] \quad s(t) = \cos \left[2\pi \left(f_0 + \frac{\alpha_i}{4T} \right) t + \varphi_i \right], iT \leq t < (i+1)T$$

[0035] 其中, f_0 为载波频率, $\alpha_i = \pm 1$ 为码元携带的数据信息, T 为码元周期, $\varphi_i = n\pi$ 是第*i*个数据持续时间的相位常数。将上式表示成正交形式:

$$[0036] \quad s(t) = d_I(t) \cos \frac{\pi t}{2T} \cos 2\pi f_0 t - d_Q(t) \sin \frac{\pi t}{2T} \sin 2\pi f_0 t$$

[0037] 其中, $d_I(t) = \cos \varphi_i$ 为同相数据, $d_Q(t) = \alpha_i \cos \varphi_i$ 为正交数据,在一个码元周期*iT* ≤ *t* < (*i*+1)*T*中, $d_I(t)$ 与 $d_Q(t)$ 均为定值±1。

[0038] MSK调制信号经过高斯白噪声信道,假设接收系统实现了理想的自动增益控制与符号定时同步,且码间干扰可忽略,接收信号经过下变频处理后可表示为:

$$[0039] \quad x(t) = \exp[j(2\pi f_d t + \theta_0)] s(t) + z(t)$$

[0040] 式中, f_d 为下变频后的残余载波频偏; θ_0 为载波初始相位; $z(t)$ 为加性复高斯白噪声(为分析方便,在下述计算过程忽略噪声)。根据预设的频偏、相偏补偿值对接收信号进行校正,经过载波恢复后进行MSK相干解调。MSK解调器采用延迟判决相干解调,如图3所示,解调得到同相和正交信道的相关软输出 $\hat{x}(i)$ 。

[0041] 对接收信号采用分段频偏补偿及解调处理,每段长度设置为*L*。定义该段数据的解调软信息均方值 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 为目标函数:

$$[0042] \quad \Gamma(f_d, \theta_0) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} [\hat{x}(i)]^2$$

[0043] 由图4可看出, $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 在理想同步 ($f_d=0, \theta_0=0$) 的情况下具有最大值。因此, 目标函数可准确表征载波频率与相位的估计性能, 目标函数最大值对应的载波频偏与相位估计值即为最佳估计值。

[0044] 为实现载波频偏、相偏的联合估计, 需解决对二维变量函数 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 求解最大值的问题。由图4的三维曲线或图5的等高线可看出, 在 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 函数最大值附近存在一个单调的“小山”形状的椭圆形。因此, 在 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 函数收敛区域 (归一化频率偏移 $|f_d T| \leq 0.25$ 且载波相位偏移 $-\pi/2 \leq \theta_0 < \pi/2$) 设计一个能覆盖完整频率-相位单调收敛的离散频率-相位偏移点的网格图, 通过频相二维搜索, 找到使 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 函数取得最大值的频偏估计值 \hat{f}_d 、相偏估计值 $\hat{\theta}_0$ 。

[0045] 基于上述理论分析, 下面对本发明的估计过程进行详细描述:

[0046] 步骤一: 对接收信号进行分段处理, 每段数据长度为 L , 将当前数据段输入多路频相补偿模块;

[0047] 针对本实施实例, 设定接收数据总长度为 1920symbol, 分段处理的符号长度 64symbol, 则接收数据被划分成 30 段, $j=1, 2, \dots, 30$ 。设频相补偿支路的个数为 K , 即将当前数据段同时输入 K 路频相补偿模块, 取 $K=5$ 。

[0048] 步骤二: 预设载波频率补偿值 \tilde{f}_d 与相位补偿值 $\tilde{\theta}_0$, 对接收信号进行频偏纠正与相位旋转;

[0049] (1) 对第 $j=1$ 段数据进行频相纠正:

[0050] 在载波频偏估计范围满足 $|\tilde{f}_d T| < 0.25$ 的前提下, 设置每一支路频偏纠正模块的预设值:

$$[0051] \quad \tilde{f}_{d,k} = \begin{cases} \frac{0.25}{T} \cdot \frac{k}{(K-1)/2}, & K \text{ 为奇数}, k = -(K-1)/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, (K-1)/2 \\ \frac{0.25}{T} \cdot \frac{k}{K/2}, & K \text{ 为偶数}, k = -K/2, \dots, -1, 1, \dots, K/2 \end{cases},$$

[0052] 在载波相位估计范围满足 $|\theta_0| \leq \pi/2$ 的前提下, 设置每一支路相位旋转模块的预设值:

$$[0053] \quad \tilde{\theta}_{0,k} = \begin{cases} \frac{k}{(K-1)/2} \cdot \frac{\pi}{2}, & K \text{ 为奇数}, k = -(K-1)/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, (K-1)/2 \\ \frac{k}{K/2} \cdot \frac{\pi}{2}, & K \text{ 为偶数}, k = -K/2, \dots, -1, 1, \dots, K/2 \end{cases}。$$

[0054] 则第一段数据的 5 路频相补偿值分别为:

$$[0055] \quad \tilde{f}_{d,2} = -\frac{0.25}{T}, \quad \tilde{f}_{d,1} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{0.25}{T}, \quad \tilde{f}_{d,0} = 0, \quad \tilde{f}_{d,1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{0.25}{T}, \quad \tilde{f}_{d,2} = \frac{0.25}{T}$$

$$[0056] \quad \tilde{\theta}_{0,2} = -\frac{\pi}{2}, \quad \tilde{\theta}_{0,1} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad \tilde{\theta}_{0,0} = 0, \quad \tilde{\theta}_{0,1} = \frac{1}{2} \cdot \frac{\pi}{2}, \quad \tilde{\theta}_{0,2} = \frac{\pi}{2}$$

[0057] (2) 对第 $j=2, 3, \dots, 30$ 段数据进行频相纠正:

[0058] 将上一段数据得出的最优频偏估计值 $\hat{f}_d(j-1)$ 作为当前数据段频偏补偿值的中心频率, 设置每一支路频偏纠正模块的预设值:

[0059]

$$\tilde{f}_{d,k} = \begin{cases} \hat{f}_d(j-1) + \frac{0.25/2^{j-1}}{T} \cdot \frac{k}{(K-1)/2}, & K \text{ 为奇数}, k = -(K-1)/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, (K-1)/2 \\ \hat{f}_d(j-1) + \frac{0.25/2^{j-1}}{T} \cdot \frac{k}{K/2}, & K \text{ 为偶数}, k = -K/2, \dots, -1, 1, \dots, K/2 \end{cases},$$

[0060] 将上一段数据得出的最优相位估计值 $\hat{\theta}_0(j-1)$ 作为当前数据段相位补偿值的初始相位, 设置每一支路相位旋转模块的预设值:

[0061]

$$\tilde{\theta}_{0,k} = \begin{cases} \hat{\theta}_0(j-1) + \frac{k}{(K-1)/2} \cdot \frac{\pi/2^{j-1}}{2}, & K \text{ 为奇数}, k = -(K-1)/2, \dots, -1, 0, 1, \dots, (K-1)/2 \\ \hat{\theta}_0(j-1) + \frac{k}{K/2} \cdot \frac{\pi/2^{j-1}}{2}, & K \text{ 为偶数}, k = -K/2, \dots, -1, 1, \dots, K/2 \end{cases}.$$

[0062] 频相补偿策略通过逐段缩小补偿步长, 有效地提高了频相估计的准确性。

[0063] 利用K个频相预设值 $(\tilde{f}_{d,k}, \tilde{\theta}_{0,k})$ 对接收信号进行补偿, 得到初步校正信号:

[0064] $x'_k(i) = x(i) \exp[-j(2\pi\tilde{f}_{d,k}i + \tilde{\theta}_{0,k})]$, $i = 0, 1, \dots, L-1$ 。

[0065] 步骤三: 对多路经过频相补偿的信号进行MSK延迟判决相干解调, 输出解调软信息, 同时缓存各支路解调结果;

[0066] 校正信号 $x'_k(i)$ 串并转换为I/Q两个通道, 分别与同相分量 $\cos(\frac{\pi t}{2T})$ 、正交分量 $\sin(\frac{\pi t}{2T})$ 相乘并积分, 两个积分器的积分时间长度都是 $2T$, 但是错开时间 T 。上通道的积分器先给出解调软输出 $\hat{x}_k(0)$, 然后下通道给出解调软输出 $\hat{x}_k(1)$ 。随着校正信号逐符号输入MSK相干解调器, 上下两通道积分器依次分别输出解调软信息 $\hat{x}_k(2)$, $\hat{x}_k(4)$, \dots , $\hat{x}_k(L-2)$ 与 $\hat{x}_k(3)$, $\hat{x}_k(5)$, \dots , $\hat{x}_k(L-1)$ 。同时将K路解调器的软输出与0比大小, 生成 ± 1 取值的解调硬判决, 并缓存起来。

[0067] 步骤四: 对本段解调软输出求均方值, 生成软判决度量值;

[0068] 定义解调软信息均方值 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 为目标函数, 则各支路软判决度量值为:

[0069] $\Gamma_k(\tilde{f}_{d,k}, \tilde{\theta}_{0,k}, f_d, \theta_0) = \frac{1}{L} \sum_{i=0}^{L-1} [\hat{x}_k(i)]^2$

[0070] 目标函数的取值与下变频后的残余载波频偏 f_d 、载波初始相位 θ_0 、频率补偿值 \tilde{f}_d 与相位补偿值 $\tilde{\theta}_0$ 有关。

[0071] 步骤五: 根据“择大准则”对各支路软判决度量值进行判决, 判决时刻为本段数据结束, 最大软判决度量值对应的频率补偿值与相位补偿值即为最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估

计值 $\hat{\theta}_0$ ，最大软判决度量值对应的MSK相干解调结果即为解调输出；

[0072] 通过在各支路软判决度量值中搜索最大值，得到最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估计值 $\hat{\theta}_0$ ：

$$[\hat{f}_d, \hat{\theta}_0] = \arg \left\{ \max_k \left[\Gamma_k \left(f_d, \theta_0, \tilde{f}_{d,k}, \tilde{\theta}_{0,k} \right) \right] \right\}$$

[0074] 步骤六：若当前数据帧中所有分段数据均解调输出，则结束同步与解调，否则将最优频偏估计值 \hat{f}_d 与相偏估计值 $\hat{\theta}_0$ 分别作为下一数据段频偏纠正的中心频率与相偏纠正的载波相位，返回步骤二。

[0075] 通过利用前一段数据求得的最优频相估计值，逐段缩小频相补偿范围，有效地提高了频相估计的效率。

[0076] 如图6所示，本实施实例在不同分段数据长度L下的MSK解调误码率性能曲线，根据最大似然估计理论分析，当更新频率信息长度L增大时，误码率性能会提高，实际的仿真也验证了这一点；同时仿真验证了在长度较短即L=16情况下，载波跟踪算法仍然具有很好的性能。

[0077] 如图7所示，给出了本发明在不同频相补偿支路个数K条件下的MSK解调误码率性能曲线。由于采用多路频相补偿算法逼近最大似然估计值，故频相跟踪的性能还与频相补偿支路的个数相关。在归一化信噪比 $0\text{dB} \leq E_b/N_0 \leq 10\text{dB}$ 范围内，载波跟踪算法均收敛，与理想载波同步相比，频相补偿支路个数K=2与K=5误码率性能损失不大于0.5dB与0.2dB，由载波跟踪误差造成的解调性能损失较小。

[0078] 如图8所示，给出了在不同频偏、固定随机载波相偏情况下MSK解调误码率性能曲线。在频偏 $f_d=0.25/T$ 、 $f_d \leq 1 \times 10^{-2}/T$ 与 $f_d \leq 1 \times 10^{-3}/T$ 的条件下，与理想载波同步情况做对比，MSK相干解调误码率性能无明显下降。从仿真结果可以看出，本发明的采用基于解调软输出辅助的载波同步与解调方法能够获得理想的解调性能。

[0079] 本发明利用 $\Gamma(f_d, \theta_0)$ 目标函数(MSK解调输出的软信息均方值)在最佳载波同步状态下具有唯一全局最大值的特点，实现对载波频偏、相偏的精确估计与跟踪，实现对MSK信号的准确解调。本发明可适用于MSK短突发通信系统，在低信噪比下仍具有优异的相干解调性能；无需修改MSK解调器的结构，具有较低的实现复杂度与运算复杂度。通过理论分析可得出，本发明可有效同步的频率、相位范围为 $|f_d| \leq 0.25/T$ 、 $|\theta_0| \leq \pi/2$ 。根据仿真结果，即使在低信噪比0dB条件下，MSK相干解调性能仍可达到误码率的下界，具有良好的工程实用价值。

[0080] 本发明未详细阐述部分属于本领域公知技术。

[0081] 以上所述，仅为本发明部分具体实施方式，但本发明的保护范围并不局限于此，任何熟悉本领域的人员在本发明揭露的技术范围内，可轻易想到的变化或替换，都应涵盖在本发明的保护范围之内。

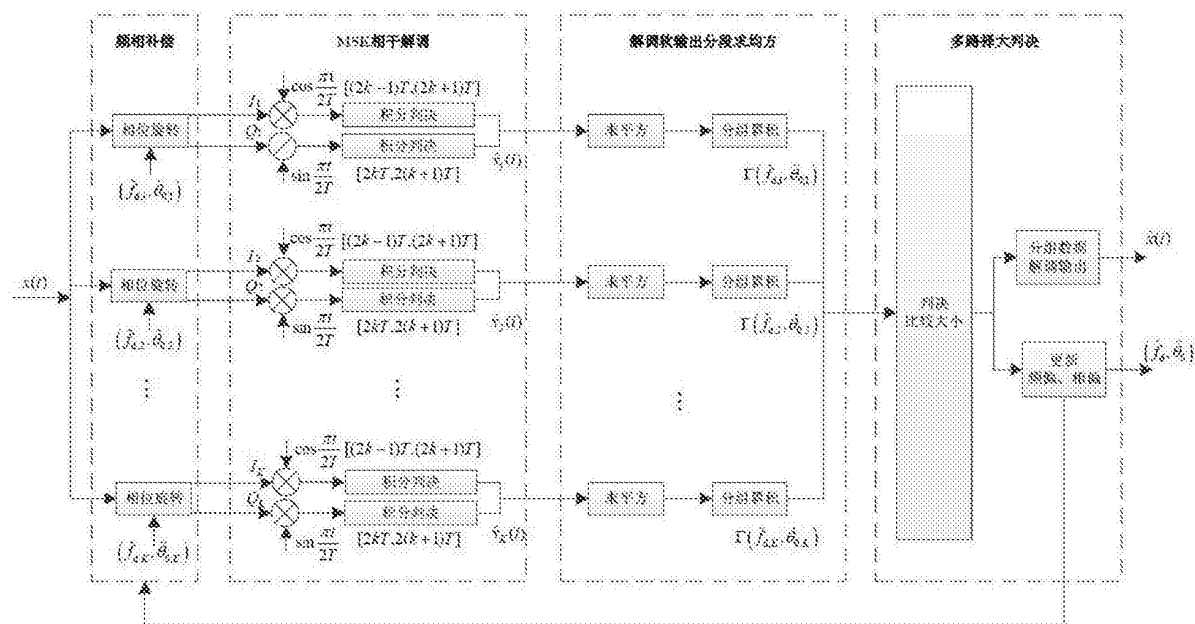


图1

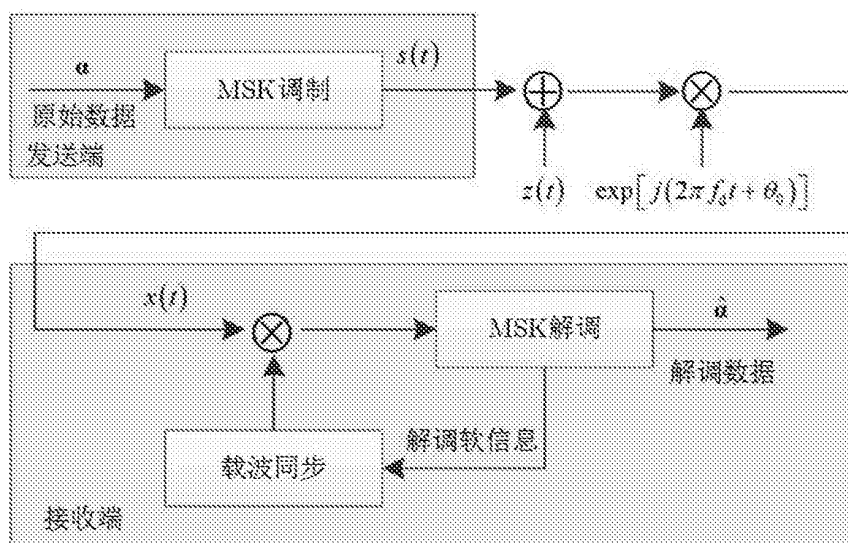


图2

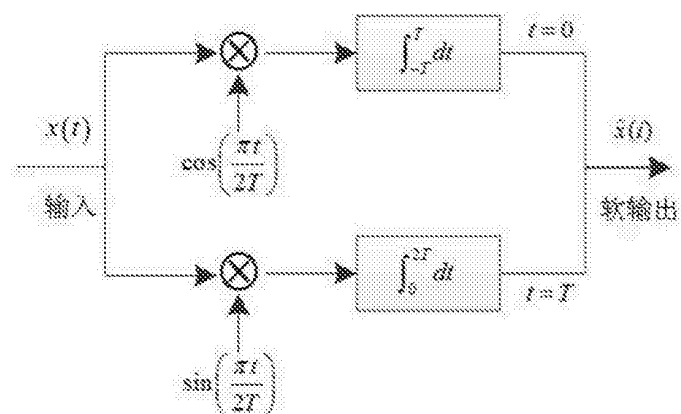


图3

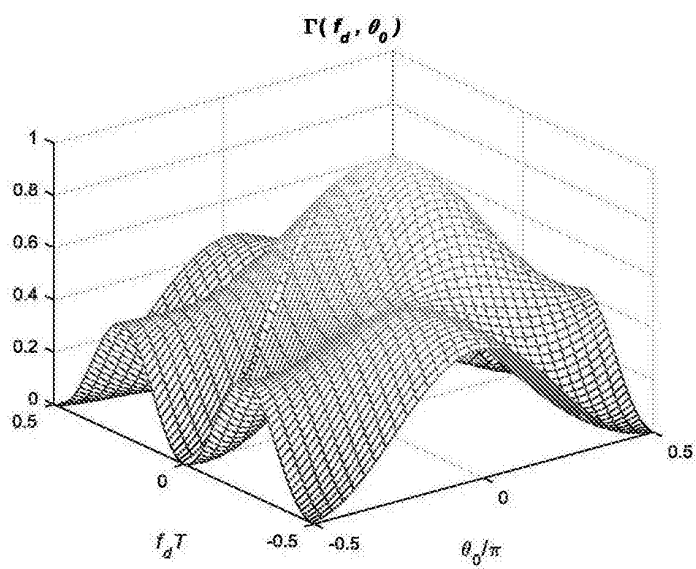


图4

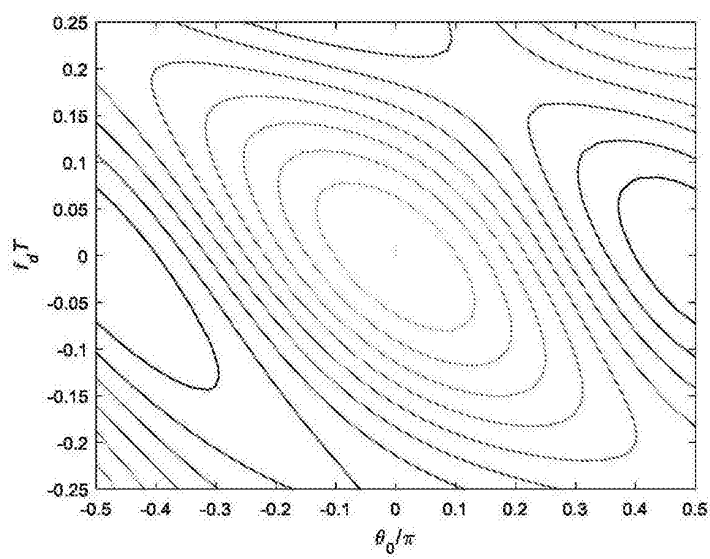


图5

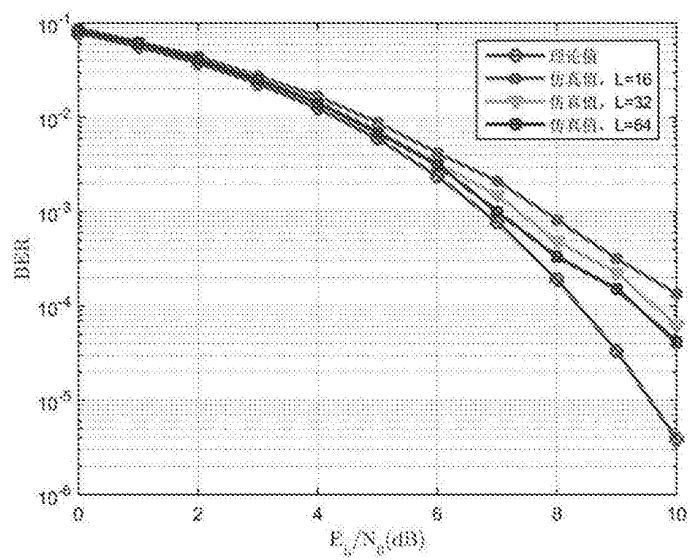


图6

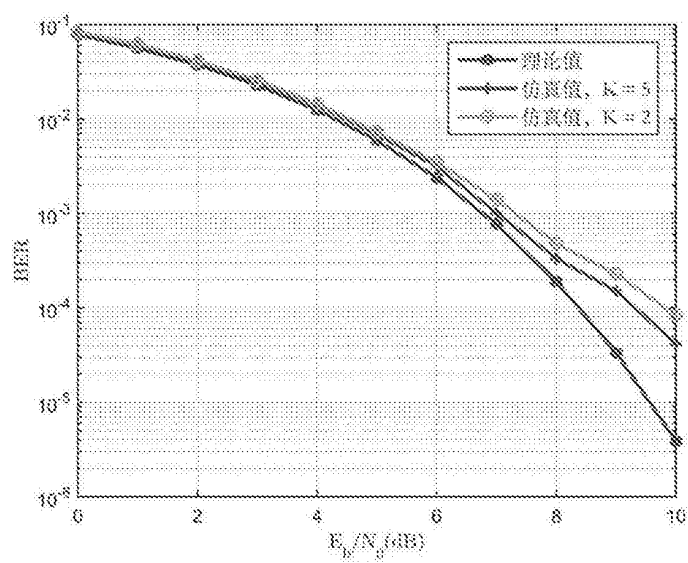


图7

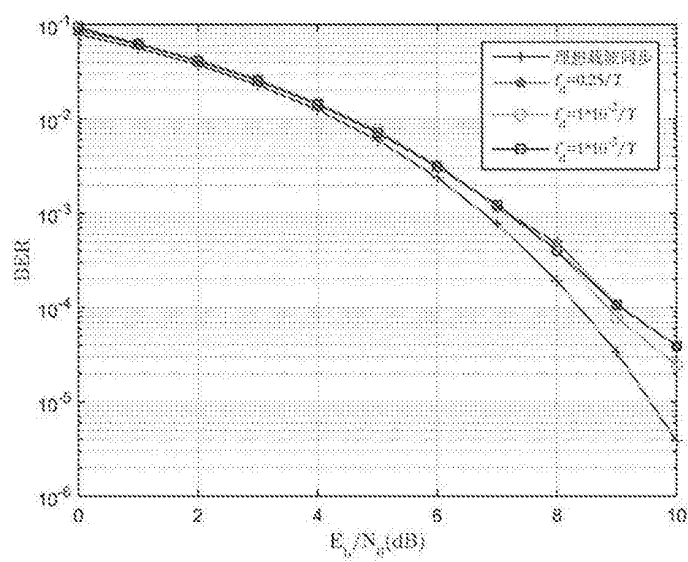


图8