

# 基于差分复合网格的 MSK 非相干解调算法

田文彪, 王鹏, 芮国胜, 张洋

(海军航空大学信号与信息处理山东省重点实验室, 山东 烟台 264001)

**摘 要:** 提出了一种基于差分复合网格的 MSK 解调算法。通过相位偏转构建出最小频移键控(MSK, minimum shift keying)差分复合网格, 比较似然函数值选择复合网格中的最优路径, 以此抵消多普勒频偏产生的相位误差。理论分析和仿真表明, 算法性能在多普勒频偏引起的相位误差为  $10^{-1}$  rad 数量级的情况下仍能接近 MSK 非相干解调误码率的理论限。该算法扩展了 MSK 解调抗多普勒频偏的范围, 且在复杂度和判决时间上优于同类算法, 略高于 1 符号差分算法对应值, 为在多普勒频偏条件下 MSK 的解调提供了新的手段。

**关键词:** 多普勒频偏; 差分复合网格; 最优路径; 解调方案

**中图分类号:** TN911.3

**文献标识码:** A

**doi:** 10.11959/j.issn.1000-436x.2018278

## Non-coherent demodulation algorithm of MSK based on differential composite

TIAN Wenbiao, WANG Peng, RUI Guosheng, ZHANG Yang

Signal and Information Processing Provincial Key Laboratory in Shandong, Naval Aviation University, Yantai 264001, China

**Abstract:** An algorithm of MSK demodulation based on differential composite grid was proposed. The MSK differential composite grid was constructed by phase deflection, and the optimal path in the composite grid was selected by comparing the likelihood function value to compensate the phase error of the Doppler frequency offset. Theoretical analysis and simulation show that the performance of the algorithm was still close to the theoretical lower bound of the MSK non-coherent demodulation error rate when the phase error caused by the Doppler frequency offset was of the order of  $10^{-1}$  rad magnitude. The algorithm extends the range of MSK demodulation anti-Doppler frequency offset, and is superior to similar algorithm in complexity and decision delay time, slightly higher than 1 symbol differential algorithm corresponding value, which provides a new means for demodulation of MSK under Doppler frequency offset.

**Key words:** Doppler frequency offset, differential composite grid, optimal path, demodulation scheme

### 1 引言

最小频移键控 (MSK, minimum shift keying) 信号包括恒定、相位连续、带宽占用小, 具有良好的频谱特性<sup>[1]</sup>, 在对潜、深空等远程通信领域应用广泛。

MSK 解调有相干解调和非相干解调两种方案, 相干解调性能较优, 但需要精确的载波频率和初始

相位; 非相干解调性能相对略差, 对接收信号的初始相位不敏感, 但载波频率未知 (非合作通信) 或存在多普勒频偏时, 解调性能很差。因此在载波恢复困难和载波频率跳动等不适用锁相环的情况下, 亟需研究一种性能优良、抗多普勒频偏的解调算法。Yang 等<sup>[2]</sup>和 Alexis<sup>[3]</sup>分别讨论了 MSK 信号的定时和载波相位的联合估计以及联合符号与码片同步, 解决了  $\alpha$ -稳态分布噪声下以及超再生式 MSK

收稿日期: 2017-07-21; 修回日期: 2018-10-01

通信作者: 田文彪, twbi5si@gmail.com

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (No.41476089, No.41606117, No.61671016)

**Foundation Item:** The National Natural Science Foundation of China (No.41476089, No.41606117, No.61671016)

接收机中的同步问题，用复杂度换取了性能，取得了较好的结果。Simon 等<sup>[4]</sup>研究了 MSK 信号的 1 符号和 2 符号差分解调算法，利用前后两个码元的相位差信息进行解调，避免了多普勒频偏引起的相位累积误差。孙锦华等<sup>[5]</sup>基于差分 Viterbi 检测<sup>[6-7]</sup>思想，利用简化状态网格进行差分解调，在不导致性能明显下降的基础上，降低了系统的复杂度，但在多普勒频偏条件下的性能有待提高。乔植等<sup>[8]</sup>提出了基于多符号差分相干解调的方法，与单符号差分解调相比，抗多普勒频偏的范围有所增大，但仍有较大提升空间。Denis 等<sup>[9]</sup>提出了一种不需要数据辅助的 MSK 类信号盲同步算法，对信号的位定时和频率联合恢复，但是该算法在低信噪比以及大频偏条件下的性能还有待提高。Huff<sup>[10]</sup>首次提出了的复合网格技术，周家喜将其应用到 CPM 信号解调上来，在多普勒频偏引起的相位误差为  $10^{-3}$  rad 数量级时算法性能接近非相干解调理论限<sup>[11]</sup>，但随着多普勒频率增大性能迅速下降。

为了提高 MSK 解调抗多普勒频率偏移的范围，提出了一种 MSK 差分复合网格解调算法。利用相位偏转构建出差分复合网格，提出 MSK 差分复合网格的解调方案，扩展了 MSK 解调抗多普勒频偏的范围，且在复杂度和判决延时上优于同类算法，略高于 1 符号差分算法对应值。仿真结果表明，算法性能在多普勒频偏引起的相位误差为  $10^{-1}$  rad 数量级的情况下仍能接近 MSK 非相干解调误码率的理论下界。

## 2 MSK 的差分复合网格解调算法

### 2.1 构造 MSK 差分复合网格

MSK 可以看作调制指数为 0.5 的连续相位移频键控信号 (CPFSK)，其复数形式的表达式<sup>[12]</sup>为

$$s(t) = A \exp \left\{ j \left[ \omega_0 t + \frac{\pi t}{2T} u_k + \Phi_k \right] \right\} \quad (k-1)T \leq t \leq kT \quad (1)$$

其中， $u_k = \pm 1$  为  $(k-1)T \sim kT$  时间内的码元符号， $T$

是码元宽度， $\Phi_k$  是该码元的初始相位，满足

$$\Phi_k = \Phi_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (u_{k-1} - u_k) \pmod{2\pi} \quad (2)$$

MSK 差分解调的信息主要存在于前后两种码元的相位差信息中，将式(1)前后码元进行差分运算，同时利用式(2)，得到差分相位为

$$\begin{aligned} & \Delta \Psi = \omega_0 t + \frac{\pi t}{2T} u_k + \Phi_k - \\ & \left\{ \omega_0 (t-T) + \left[ \pi \frac{(t-T)}{2T} \right] u_{k-1} + \Phi_{k-1} \right\} \\ & = \omega_c T + \frac{\pi t}{2T} (u_k - u_{k-1}) + \frac{\pi}{2} u_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (u_{k-1} - u_k) \\ & = \omega_c T + \frac{\pi}{2} (u_k - u_{k-1}) \left( \frac{t}{T} - k \right) + \frac{\pi}{2} u_{k-1} \end{aligned} \quad (3)$$

文献[13]给出了相位比较法差分解调的原理，如图 1 所示。

低通滤波滤除载波分量后的信号表达式为

$$\Delta s(t) = e^{j \left[ \frac{\pi}{2} (u_k - u_{k-1}) \left( \frac{t}{T} - k \right) + \frac{\pi}{2} u_{k-1} \right]} \quad (4)$$

由式(4)可得 MSK 差分的 4 条路径为

$$S_1 = \Delta s(t) |_{u_{k-1}=-1, u_k=-1} = e^{-j \frac{\pi}{2}}$$

$$S_2 = \Delta s(t) |_{u_{k-1}=1, u_k=1} = e^{j \frac{\pi}{2}}$$

$$S_3 = \Delta s(t) |_{u_{k-1}=-1, u_k=1} = e^{j \left[ \pi \left( \frac{t}{T} - k \right) - \frac{\pi}{2} \right]}$$

$$S_4 = \Delta s(t) |_{u_{k-1}=1, u_k=-1} = e^{j \left[ -\pi \left( \frac{t}{T} - k \right) + \frac{\pi}{2} \right]}$$

记作  $S = \{S_1, S_2, S_3, S_4\}$ 。将基本路径相位旋转  $\Delta \theta$ ，得到的复合网格，可以表示为

$$S = \{S_{ix}\} = \{S_i e^{j(x\Delta\theta)}\} \quad x = 0, \pm 1, \pm 2, \dots, i = 1, 2, 3, 4 \quad (5)$$

设  $x$  取值有  $M$  种，则系统路径有  $4 \times M$  条。如  $M = 3$ 、 $x = 0, \pm 1$ ，MSK 差分解调复合网格如图 2 所示。

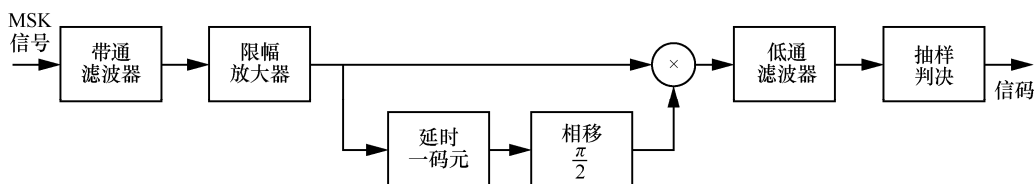


图 1 相位比较法差分解调的原理

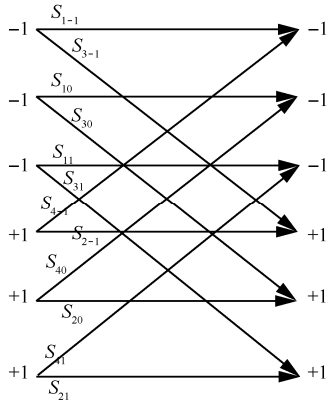


图 2 MSK 差分解调复合网格

### 2.2 MSK 差分复合网格解调算法

不妨令接收机采样时刻  $t = (k+1)T$ ，则式(4)可以写为

$$\Delta s(t)|_{t=(k+1)T} = e^{j\frac{\pi}{2}u_k} \quad (6)$$

由式(6)可知 MSK 差分仅存两条基本路径为  $S_1 = \Delta s(t)|_{u_k=1} = e^{-j\frac{\pi}{2}}$ ， $S_2 = \Delta s(t)|_{u_k=-1} = e^{j\frac{\pi}{2}}$ 。当  $u_k = 1$ ，2 条路径似然函数值为

$$\begin{cases} z_1 = \text{real}(\Delta s(t)\Delta s(t)_1) = e^0 = +1 \\ z_2 = \text{real}(\Delta s(t)\Delta s(t)_2) = e^{j\pi} = -1 \end{cases} \quad (7)$$

由式(7)可以得到如下判决

$$\begin{cases} u_k = +1, & z_1 > z_2 \\ u_k = -1, & z_1 < z_2 \end{cases} \quad (8)$$

按照 2.1 节方法构造复合网格  $S_{ix} = S_i e^{jx\Delta\theta}$ ， $i=1, 2$ ， $x=0, \pm 1, \pm 2 \dots$ 。假设经过高斯白噪声信道后，接收端到的 MSK 信号为  $r(t) = s(t) + n(t)$ ，其中， $n(t)$  是加性高斯白噪声。经过前后码元的差分运算得到  $\Delta r(t)$ ，则接收机总的似然函数<sup>[14]</sup>为

$$l_x(\bar{\alpha}) = \int_{-\infty}^{\infty} \Delta r(t) S_{ix}(t, \bar{\alpha}) dt \quad (9)$$

其中， $\bar{\alpha}$  为可能传输的序列， $S_{ix}(t, \bar{\alpha})$  是传输序列对应的路径。实际接收机只能观测到有限区间的信号，设观测区间的码元数目为  $N$ ，每个码元周期内采样点数目为 1，则接收机总的似然函数值为

$$l_x(\bar{\alpha}) = \sum_{k=1}^N S_{ix}(\bar{\alpha}, kT) \Delta r(\bar{\alpha}, kT), x=0, \pm 1, \dots \quad (10)$$

复合网格差分解调算法就是选取所观察的  $N$  个码元内最大似然函数值对应的序列  $\bar{\alpha}$  作为解调符号直接输出，简化方案步骤如下。

输入 接收信号  $r(t)$ ， $M$ ， $\Delta\theta$

输出 观察区间内解调结果  $\bar{\alpha}$

步骤 1 初始赋值。  $l_{k=0}(\bar{\alpha}) = 0$ ， $x=0$ ， $j=0$ 。

步骤 2 构造网格。依据  $S_{ix} = S_i e^{jx\Delta\theta}$ ， $i=1, 2$ ， $x=0, \pm 1, \dots, \pm \lfloor \frac{M}{2} \rfloor$ ， $\lfloor \cdot \rfloor$  代表向下取整，构造复合网格。

步骤 3 局部判决。利用式(7)和判决准则式(8)得到序列  $\bar{\alpha}$  的第  $j$  组判决，即  $x = \pm j$  时的判决结果。

步骤 4 算似然值。根据公式(10)求得  $N$  个观察区间内第  $j$  组判决对应接收机似然函数值后，令  $j = j + 1$ 。

步骤 5 循环判决。若  $j = \lfloor \frac{M}{2} \rfloor$  则停止循环，

进入步骤 6，否则重复步骤 3 和步骤 4。

步骤 6 输出结果。比较每条路径  $l(\bar{\alpha})$  似然函数值大小，选取最小值对应的判决结果，即为  $N$  个观察区间内解调出的码元序列。

## 3 算法性能及复杂度分析

### 3.1 算法性能分析

定理 1 假设信道噪声是加性高斯白噪声，信噪比为  $r$ ，滤波器的特性是理想的，MSK 信号按照准则式(8)进行 1 符号差分判决，则系统的解调误码率为

$$P = \frac{1}{2} e^{-r} \quad (11)$$

证明 输入 MSK 信号中加入高斯噪声，并进行归一化处理得到

$$s_k(t) = \cos[\omega_0 t + \theta_k(t)] + n_{1c}(t) \cos \omega_0 t - n_{1s}(t) \sin \omega_0 t \quad (12)$$

其中， $\theta_k(t) = (\frac{\pi t}{2T})u_k + \Phi_k$ ， $\Phi_k$  是  $(k-1)T \sim kT$  时间码元的初始相位， $E\{n_{1c}\} = E\{n_{1s}\} = 0$ ， $E\{n_{1c}^2\} = E\{n_{1s}^2\} = \frac{1}{2r}$ 。令  $u_k = 1$ ，将式(12)与前一个码元差分相乘，并经过理想低通滤波器可得

$$s_k(t) = x_1 x_2 + y_1 y_2 \quad (13)$$

其中， $x_1 = 1 + n_{1c}$ ， $y_1 = n_{1s}$ ， $x_2 = 1 + n_{1s}$ ， $y_2 = n_{1s}$ 。令

$$a^2 = (x_1 + x_2)^2 + (y_1 + y_2)^2$$

$$b^2 = (x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2$$

可得

$$s_k(t) = \frac{a^2 - b^2}{2} \quad (14)$$

由于  $x_1, x_2, y_1, y_2$  均是高斯分布, 前后码元的高斯噪声相互独立, 由此可得  $a$  和  $b$  的概率密度函数为

$$f_a = \frac{a}{2\sigma^2} e^{-\left(\frac{a^2+4A^2}{4\sigma^2}\right)I_0\left[\frac{aA}{\sigma^2}\right]} \quad (15)$$

$$f_b = \frac{b}{2\sigma^2} e^{-\frac{b^2}{4\sigma^2}} \quad (16)$$

其中,  $I_0$  为零阶贝塞尔函数, 不考虑多普勒频率偏移, 信源码元为  $\pm 1$  的概率相等, 由此求得系统总的误码率<sup>[15]</sup>为

$$P = P(a^2 < b^2) = 0.5e^{-\frac{A^2}{2\sigma^2}} = 0.5e^{-r} \quad (17)$$

**定理 2** MSK 差分复合路径解调中, 信道噪声是加性高斯白噪声, 信噪比为  $r$ , 若相位偏转角度  $\Delta\theta \leq 0.06\pi$ ,  $x=0, \pm 1, \dots$ , 存在  $x\Delta\theta > \Delta\theta_e$ , 观察数  $N \rightarrow \infty$ , 此时解调性能为

$$P = \frac{1}{2}e^{-r} \quad (18)$$

其中,  $\Delta\theta_e = 2\pi \int_{kT}^{(k+1)T} f(t)dt$  是多普勒频率偏移  $f(t)$  经过差分后引起的相位干扰。

**证明** 由于差分解调算法根据前后码元的相位差信息进行解调, 因此信号的初始相位对解调没有影响, 而且多普勒频偏造成的相位干扰不积累, 考虑到多普勒频率偏移, 式(6)可改写为

$$\Delta s(t) = e^{j\frac{\pi}{2}u_k + \Delta\theta_e} \quad kT < t \leq (k+1)T \quad (19)$$

式(19)与复合网格中的某条路径相乘可得

$$z = e^{j\left(\frac{\pi}{2}u_k + \frac{\pi}{2} + \Delta\theta_e + x\Delta\theta\right)} \quad (20)$$

复合网格中相位旋转  $x\Delta\theta$  对多普勒频率偏移引起的相位误差  $\Delta\theta_e$  起到了补偿作用, 若存在  $x\Delta\theta \geq \Delta\theta_e$ , 复合网格中存在某条路径的相位偏转大于多普勒频移引起的相位误差; 当  $\Delta\theta \leq 0.06\pi$ , 此时接收到的信号经过复合网格中某条路径的相位补偿后其相位误差必定小于  $0.03\pi$ , 即存在  $x$  使  $|\Delta\theta_e + x\Delta\theta| \leq 0.03\pi$ 。

胡穗延等<sup>[13]</sup>已证明在实际的差分解调系统中, 若前后码元相位差存在抖动或干扰  $\Delta\theta_e$ , 当  $\Delta\theta_e \leq 0.03\pi$ , 此时误码率曲线与  $\Delta\theta_e = 0$  的曲线几

乎重合, 系统的误码率不受  $\Delta\theta_e$  影响。因此存在  $x$ , 使  $|\Delta\theta_e + x\Delta\theta| \leq 0.03\pi$  时, 对应路径的差分解调性能不受多普勒频偏的影响。

该路径的相位偏转补偿了多普勒频偏引起的相位误差, 与多普勒频偏信号最为契合, 解调性能最优, 此时该路径下的接收信号的似然函数值最大, 通过似然函数值的比较即可将该条路径选取出来, 观察数  $N$  的值越大, 系统通过比较似然函数值选择复杂网格中的路径越准确, 系统的解调性能越优<sup>[16-17]</sup>; 同时观察数  $N$  越大, 系统解调码元所需的时间越长, 系统解调的延时越大。当观察数  $N \rightarrow \infty$ , 复合网格的差分解调性能近似等于没有频率偏移时的解调性能  $P = 0.5e^{-r}$ 。

**推论 1** 若接收机每个码元周期内采样点数目为 1, 则  $P = 0.5e^{-\frac{E_b}{N_0}}$ 。

### 3.2 算法复杂度分析

差分复合网格解调算法通过增加 MSK 差分解调路径实现了对多普勒频偏下信号的有效检测, 增加的复杂度取决于增加的路径。已知基本路径是 2 条, 每个码元周期内采样点数目为 1, 设需要判决的码元数目为  $PN$ , 可得通过基本路径解调需要的计算量为  $O(PN)$ 。经过相位偏转后形成的复合网格路径数目为  $2M$ , 根据 2.2 节差分复合网格解调步骤可得该方案需要的计算量为  $O(PNM)$ 。差分复合路径解调算法通过额外的路径运算, 提高了一定的复杂度, 以换取多普勒频率偏移条件下解调性能的提高。

## 4 仿真实验

### 4.1 抗多普勒频偏性能仿真

文献[11]将非相干解调的基本网格图和相位旋转网格结合, 实现了对信号初始相位和频率偏移的有效跟踪, 算法性能接近相干解调, 是现有抗多普勒频移最优的算法之一。因此, 本文选择在多普勒频偏较大时与其进行对比。仿真实验中, 码元数目  $PN = 10^6$ , 观察数  $N = PN$ ,  $\Delta\theta = 0.06\pi$ ,  $M = 5$ , 即  $x = 0, \pm 1, \pm 2$ 。在不同多普勒频偏条件下进行解调仿真, 多普勒频偏引起的相位误差  $fT$  由 0.03 递增至 0.09, 步长为 0.03, 利用 Matlab 仿真计算文献[11]、1 符号差分相干解调和本文算法在加性高斯信道下的误码率, 同时将 MSK 相干、非相干解调理论限制出来作为参考线。

如图 3 所示, 相比之下,  $fT = 0.09$  时, 1 符号差分相干解调算法会出现 2 dB 左右的性能下降, 而采用文献[11]的算法在  $fT = 0.03$  时就已基本失去解调的能力, 常规相干解调在相对频偏大于  $10^{-4}$  量级时也将失效。此时, 即在多普勒频偏引起的相位误差  $\Delta\theta_e = 2\pi fT$  为  $10^{-1}$  rad 数量级时, 本文算法仍保持较好的解调性能。总体上看, 本文所述基于差分复合网格的 MSK 非相干解调算法误码率性能优于文献[11]算法和 1 符号差分相干解调方法。随着相位误差  $fT$  的增大, 3 种算法性能都出现下降。本文解调算法性能接近 MSK 非相干解调理论限, 具有较好的抗频偏性能, 这是因为实验中选取的  $M$  为 5, 算法构造的复合路径能够较好地补偿接收信号中的频偏, 同时也印证了定理 2 的证明过程。下面则通过改变参数  $M$  的取值, 分析复合路径数将对解调性能产生的影响。

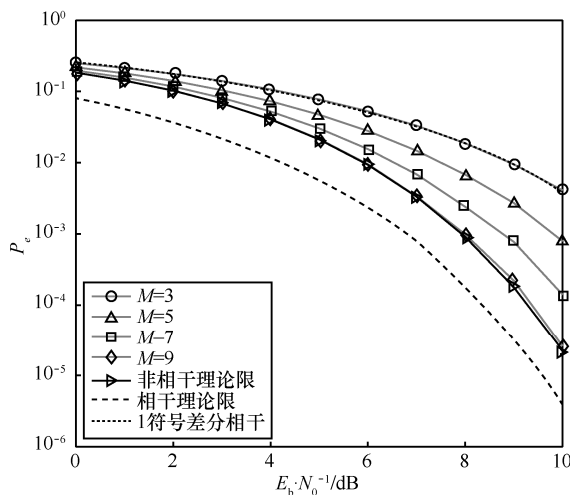


图 3 算法抗多普勒频偏的性能

### 4.2 复合网格路径数的影响

为了考察复合网格路径数对解调性能的影响, 令多普勒频偏引起的相位误差  $fT = 0.11$ , 码元数目  $PN = 10^6$ , 观察数  $N = PN$ ,  $\Delta\theta = 0.06\pi$ , 分别取  $M = 1, 3, 5, 7, 9$ , 利用 Matlab 仿真本文算法和 1 符号差分相干解调算法在加性高斯信道下的误码率, 同时将 MSK 相干、非相干解调理论限绘制出来作为参考线。结果如图 4 所示, 随着  $M$  的增大, 本文算法的性能逐渐提升, 直至  $M = 9$  时, 算法解调性能接近非相干解调理论限。复合网格的相位偏移为  $x\Delta\theta$ ,  $x = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ ,  $M$  是  $x$  的取值数目,  $M$  越大复合网格的路径数目越多, 所构造的复合网格能覆盖的总相位偏移范围越大。

当  $M = 3$  时, 所构造的复合路径能覆盖的最大相移为  $|x\Delta\theta|_{\max} = 0.06\pi$ , 不足以覆盖接收信号的多普勒频偏造成的相移  $2\pi fT = 0.22\pi$ , 因此, 算法性能退化至与 1 符号差分相干解调一致。而当  $M = 9$  时, 所构造的复合路径能覆盖的最大相移为  $|x\Delta\theta|_{\max} = 0.24\pi$ , 显然, 大于接收信号的多普勒频偏造成的相移  $0.22\pi$ , 且  $|x\Delta\theta - 2\pi fT| < 0.03\pi$ , 依据定理 2, 此时, 本文算法能够达到非相干解调理论限, 仿真结果与理论预期吻合。当然, 如果进一步增大  $M$ , 性能将受限于非相干解调理论限, 且由 4.4 节实验知道, 复杂度和  $M$  成正比, 所以实际应用中需要权衡每条路径的  $\Delta\theta$  参数和  $M$  的选取以满足定理 2 的要求。

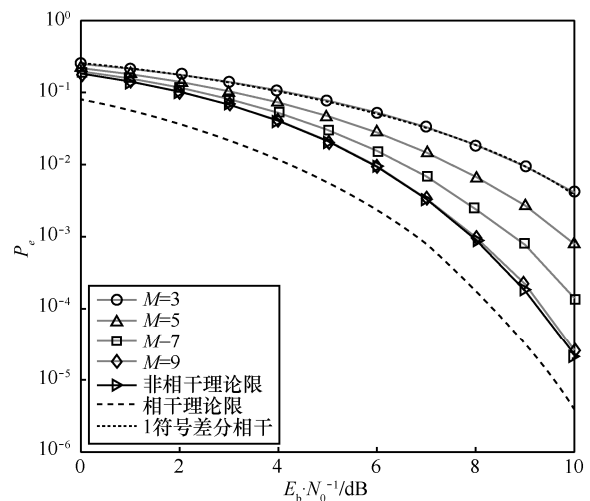


图 4 复杂网格路径数的影响

### 4.3 观测区间的影响

为了考察观测区间长度对解调性能的影响, 令多普勒频偏引起的相位误差  $fT = 0.1$ ,  $\Delta\theta = 0.06\pi$ ,  $M = 9$ , 即  $x = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \pm 4$ , 码元数目为  $PN = 10^6$ , 观测区间分别取  $N = 1, 5, 10, 20, 50, 10^6$ , 利用 Matlab 仿真本文算法和 1 符号差分相干解调算法在加性高斯信道下的误码率, 同时将 MSK 相干、非相干解调理论限绘制出来作为参考线。结果如图 5 所示, 相同信噪比条件下, 随着观察区间  $N$  越大, 本文算法解调误码率呈现降低的趋势, 当  $N \geq 20$  时, 解调性能接近非相干解调理论限。从整体上看, 本文算法性能优于 1 符号差分相干解调算法, 但是观察数  $N$  越大, 系统解调码元所需的时间越长, 系统解调的延时越大, 因此需要权衡算法的解调性能和延时, 因此可取  $N = 20$ 。

### 4.4 复杂度分析

为了考察算法的时间复杂度，利用 Matlab 仿真环境实现本文算法、传统相干解调、1 符号差分相干解调和文献[11]算法，统计解调消耗的时间。

码元总数  $PN$  设置为  $10^5$ ，本文算法与文献[11]算法的相位偏转数目  $M$  分别设置为从 1 至 9 递增，观测区间取  $N = 20$ ，进行 1 000 次蒙特卡洛解调实验，求取各自平均值。传统相干解调、1 符号差分相干解调耗时作为参照，由于复杂度与  $M$  无关，因此在图 6 中呈现水平线的趋势。

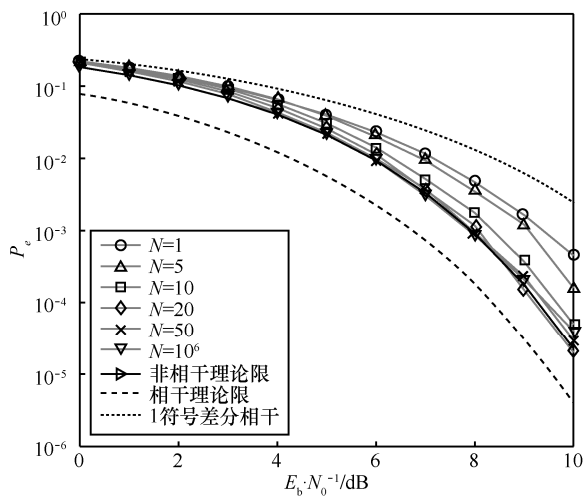


图 5 观测区间的影响

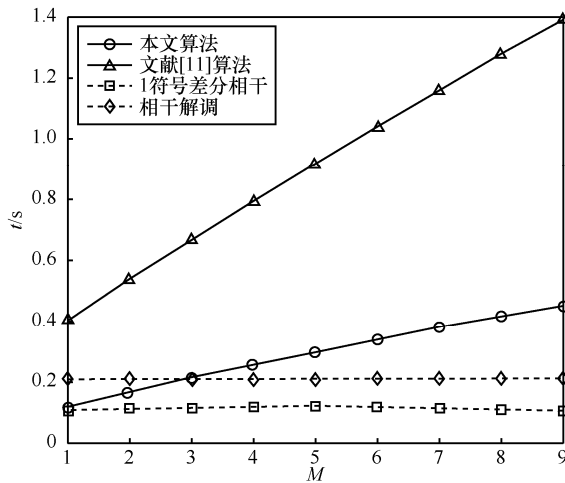


图 6 各算法运算时间比较

由图 6 可见，当  $M = 1$  时本文算法解调时间近似等于 1 符号差分解调算法的解调时间，随着相位偏转数目  $M$  的增大，仿真实验的解调时间呈线性增大的趋势。但本文算法解调时间远小于文献[11]的所用时间，这是因为本文算法需要的采样率远低于文献[11]采样率，且本文算法的路径数目为  $2M$ ，

文献[11]MSK 解调算法的路径总数为  $16M$ 。由此可得本文算法在复杂度和判决时间上优于同类算法，略高于 1 符号差分算法对应值。

### 5 结束语

提出了一种基于差分复合网格的 MSK 解调方案，在多普勒频偏引起的相位误差为  $10^{-1}$  rad 数量级的情况下仍能接近 MSK 非相干解调误码率的理论限，且在复杂度和判决时间上优于同类算法，略高于 1 符号差分算法对应值，对于解调时载波恢复困难等情况或盲解调具有实用意义。本文仅是针对 MSK 信号的复合网格差分解调，下一步可以将复合网格差分解调的法扩展到 CPM 等信号解调上，进一步增强算法的适用性。

### 参考文献：

- [1] 陈强, 芮国胜, 孙文军, 等. 基于判决反馈的 CPFSK 信号非相干多符号检测算法[J]. 通信学报, 2016,37(4):172-181.  
CHEN Q, RUI G S, SUN W J, et al. Noncoherent multiple symbol detection of CPFSK based on decision-feedback[J]. Journal on Communications, 2016,37(4):172-181.
- [2] YANG G, WANG J, ZHANG G, et al. Joint estimation of timing and carrier phase offsets for MSK signals in alpha-stable noise[J]. IEEE Communications Letters, 2018,22(1):89-92.
- [3] LEXIS L R A, DEL A L F, PALA S P, et al. Joint symbol and chip synchronization for a burst-mode-communication super regenerative MSK receiver[J]. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2017,64(5):1260-1269.
- [4] SIMON M K, WANG C C. Differential detection of Gaussian MSK in a mobile radio environment[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 1984,33(4):307-320.
- [5] 孙锦华, 李建东, 金力军. 连续相位调制的非相干减少状态差分序列检测算法[J]. 电子与信息学报, 2005,27(8):1338-1341.  
SUN J H, LI J D, JIN L J. Noncoherent reduced state differential sequence detection of continuous phase modulation[J]. Journal of Electronics & Information Technology. 2005,27(8):1338-1341.
- [6] BROICH M, NOLL T G. Optimal data path widths within turbo and Viterbi decoders for high area- and energy-efficiency[J]. Journal of Signal Processing Systems, 2017,87(3):299-325.
- [7] ANNAMALAI P, BAPAT J, DAS D. Coverage enhancement for MTC devices using reduced search Viterbi decoder across RATs[J]. IEEE Communications Letters, 2016,20(9):1892-1895.
- [8] 乔植, 周春晖, 肖立民. 基于多符号差分相关的 CPM 非相干解调算法[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2007,47(4):507-510.  
QIAO Z, ZHOU C H, XIAO L M. Non-coherent demodulation of continuous phase modulation signals based on multi-symbol differential correlation[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2007,47(4):507-510.
- [9] GUDOVSKIY D A, CHU L, LEE S. A novel nondata-aided synchronization algorithm for MSK-type-modulated signals[J]. IEEE Com-

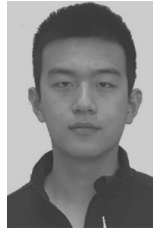
munications Letters, 2015,19(9):1552-1555.

- [10] HUFF R J. Composite trellis system and method: EP, US 5974091 A[P]. 1999.
- [11] 周家喜, 李辉, 戴旭初, 等. 连续相位调制的非相干复合网格解调算法[J]. 电子与信息学报, 2009,31(9):2137-2142.  
ZHOU J X, LI H, DAI X C, et al. A non-coherent composite trellis demodulation algorithm of continuous phase modulation[J]. Journal of Electronics & Information Technology. 2009,31(9):2137-2142.
- [12] ZHANG Y, ZHENG H, DING K, et al. Code-aided interference suppression for communication system with MSK modulation[C]//2016 IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology, 2016:274-279.
- [13] 胡穗延, 林福华. 差分 MSK 的误码性能[J]. 通信学报, 1990, 11(1): 79-83.  
HU S Y, LIN F H. Error probability of differential MSK[J]. Journal on Communications, 1990, 11(1):79-83.
- [14] BROWN C, VIGNERON P J. Maximum likelihood timing estimation for CPM using Legendre polynomials[J]. IEEE Wireless Communications Letters, 2015,4(5):509-512.
- [15] DAS B, ABDULLAH M F L, CHOWDHRY B S, et al. A novel signal regeneration technique for high speed DPSK communication systems[J]. Wireless Personal Communications, 2017, 96(2): 3249-3273.
- [16] WANG G, LI Q, LI S. Partial-band jamming suppression with a noncoherent CPM detector[C]//2009 WRI International Conference on Communications and Mobile Computing. 2009:204-208.
- [17] YOU Q, LI Y, CHEN Z, et al. A simple near optimal path selection scheme for multi-hop wireless relay networks based on Viterbi algorithm[J]. Transactions on Emerging Telecommunications Technologies, 2016,27(10):1294-1307.

### [作者简介]



**田文颺** (1987–), 男, 江西南昌人, 博士, 海军航空大学副教授, 主要研究方向为压缩感知、通信信号处理。



**王鹏** (1992–), 男, 山东烟台人, 海军航空大学硕士生, 主要研究方向为现代通信系统。



**芮国胜** (1968–), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空大学教授、博士生导师, 主要研究方向为混沌通信系统及现代滤波理论。

**张洋** (1983–), 男, 山东烟台人, 博士, 海军航空大学讲师, 主要研究方向为非线性滤波及通信信号处理。