

# 基于分数阶 Fourier 变换的 chirp-rate 调制解调方法研究

邓 兵<sup>1</sup>, 陶 然<sup>2</sup>, 平殿发<sup>1</sup>

(1. 海军航空工程学院电子信息工程系, 山东烟台 264001; 2. 北京理工大学电子工程系, 北京 100081)

**摘 要:** 本文提出了一种基于分数阶 Fourier 变换的 chirp-rate 调制(CRM)非相干解调方法,并导出了其解调器的输出峰值;其次,从多普勒频移和码同步误差两个方面,将本文方法与匹配滤波相干解调方法进行了对比分析,得到了相应的对解调性能影响的解析表达,可以发现 chirp-rate 调制具有很强的抗多普勒频移能力,但是对码同步误差较为敏感.最后,通过仿真分析,验证了上述理论推导的正确性,并对比了本文方法和匹配滤波相干解调的误码性能.由于本文方法是一种非相干解调,所以相较于匹配滤波相干解调差了约 3 dB.

**关键词:** 扩频通信; chirp-rate 调制; 分数阶 Fourier 变换; 匹配滤波

**中图分类号:** TN911.7; TN911.3; TN914.42 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2008) 06-1078-06

## Study on Chirp-Rate Modulation and Demodulation Based on Fractional Fourier Transform

DENG Bing<sup>1</sup>, TAO Ran<sup>2</sup>, PING Dian-fa<sup>1</sup>

(1. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai, Shandong 264001, China;

2. Department of Electronic Engineering, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** A noncoherent demodulation method for chirp-rate modulation is proposed based on the fractional Fourier transform, and the peak output of the demodulator is derived. Thereafter, this method is compared with coherent demodulation with matched filter from two aspects of Doppler shift and bit synchronization. And the analytical expressions of influence caused by the two factors are obtained, from which we can see that chirp-rate modulation has strong robustness on Doppler shift but sensitivity of bit synchronization. Finally, the simulations are made to prove the above-mentioned theories, as well as to analyze Bit Error Rate (BER). The performance of this proposed method is worse than coherent demodulation with matched filter for the former's noncoherent mode, but the difference in BER is 3 dB.

**Key words:** spread spectrum communication; chirp-rate modulation; fractional Fourier transform; matched filter

## 1 引言

目前的扩频通信方式有直扩(DS)、跳频(FH)、跳时(TH)、宽带线性调频(Chirp Modulation, CM)等方式.其中宽带线性调频方式的扩频通信就是发射的射频脉冲信号的载波频率作线性变化,调制方式是调频、调幅、调相、脉冲位置以及调频率调制.因为其载频在较宽的频带内变化,因此信号的频带就被展宽了.用 chirp 信号进行通信的概念首先由 M. R. Winkler 以一种抗干扰扩频通信方式于 1962 年提出,该方式以不同的调频率(chirp-rate)来携带信息,整个系统的实现基于模拟技术<sup>[1]</sup>. Berni 和 Gregg 进一步讨论了 chirp-rate 调制(CRM)在误

码率、传输速率、频带利用率等方面与 PSK、FSK 的比较,认为 CRM 的误码率性能优于 FSK 而比 PSK 差,并导出了相同误码率情况下 PSK、FSK、CRM 三种调制方式所需要的信号能量和带宽的比较(如表 1 所示)<sup>[2]</sup>. Ywlr-Ren Tsai 等进一步分析了在 Rayleigh 和 Rician 衰落信道下采用 chirp 信号抗多径干扰的可行性,仿真表明该系统可以显著减少多径干扰的影响,这对于室内环境的无线通讯来说是十分吸引人的<sup>[3]</sup>.此外,人们还对 chirp 信号用于弥散信道中的通信进行了研究,认为匹配信道弥散参数的 CRM 是一种可靠的恒包络数字调制方式(特别是二次相位失真的信道)<sup>[4]</sup>,且能够有效降低通信方快速移动所造成的快衰落影响<sup>[5]</sup>.为了进一步提高通信

收稿日期:2006-08-22;修回日期:2008-03-24

基金项目:国家杰出青年科学基金(No. 60625104);国家自然科学基金(No. 60572094)

容量和性能,人们还研究了基于 chirp 信号的多用户通信、混合扩频通信等<sup>[6~11]</sup>,这些研究成果都体现了 CRM 的独特优势。

不过上述研究都是建立在匹配滤波相干解调基础上,本文将二进制数字调制解调为例,探讨基于分数阶 Fourier 变换的 CRM 非相干解调的相关理论问题,包括:解调器峰值输出以及多普勒频移、码同步误差对解调性能的影响,并推导了匹配滤波相干解调的相应结果,对两者进行了详细比较,为 CRM 非相干解调提供了一种可行的数字解调方法。

表 1 相同误码率情况下 PSK、FSK、CRM 三种调制方式所需的带宽和能量

| 调制方式 | 带宽(Hz)  | 码元能量       |
|------|---------|------------|
| PSK  | $1/T$   | $E_b$      |
| FSK  | $2.7/T$ | $1.64 E_b$ |
| CRM  | $1.9/T$ | $1.22 E_b$ |

## 2 二进制线性调频率调制解调

### 2.1 调制

利用 chirp 信号的调频率来实现二进制数字信号调制。采用 chirp 信号的某调频率  $\mu_1$  来表示“1”,用调频率  $\mu_0$  来表示“0”,即“1”码时,基带信号可表示为  $s_1(t) = A \cos(\omega_1 t + 2 f_1 t + \mu_1 t^2)$ ,“0”码时,基带信号可表示成  $s_0(t) = A \cos(\omega_0 t + 2 f_0 t + \mu_0 t^2)$ 。

### 2.2 解调

#### 2.2.1 基于分数阶 Fourier 变换的解调方法

分数阶 Fourier 变换作为传统 Fourier 变换的广义形式,其实质是一种统一的时频变换<sup>[12]</sup>,且可以理解为 chirp 基分解<sup>[13]</sup>,具有运算量与 FFT 相当的快速算法<sup>[14]</sup>,近十年来,研究成果层出不穷,已被广泛应用于通信、雷达、声纳、信息安全等领域<sup>[15]</sup>,如:用于解决传统 OFDM 系统子载波正交性在快衰信道下容易被破坏的问题。

分数阶 Fourier 变换的定义式如下:

$$X_p(u) = F_p[x](u) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1-j\cot\mu}{2}} e^{j\frac{\pi}{2}\cot\mu} x(t) e^{j\frac{\pi}{2}\cot\mu - j\mu t^2} dt, & n \\ x(u), & = 2n \\ x(-u), & = (2n \pm 1) \end{cases} \quad (1)$$

其中  $\mu = p/2$ ,  $p$  为分数阶 Fourier 变换的阶数,  $F_p$  表示分数阶 Fourier 变换算子。我们知道不同调频率的 chirp 信号在相应阶次的分数阶 Fourier 域内能够实现能量聚集,而噪声却不会。当取分数阶 Fourier 变换阶次  $p = (0, 2)$  时, chirp 信号调频率  $\mu$  和变换阶次  $p$  存在一一对应

关系,又因为实信号  $x(t)$  可表示为:

$$x(t) = A \cos(\omega t + 2 f t + \mu t^2) = \frac{A}{2} (e^{j(\omega t + 2 f t + \mu t^2)} + e^{-j(\omega t + 2 f t + \mu t^2)}) \quad (2)$$

所以与 Fourier 变换一样,当输入信号为实信号时,其分数阶 Fourier 谱同样存在双边谱。所不同的是除了中心频率关于零频对称外,调频率也关于零对称。

为保证“1”码和“0”码占有相同带宽,一般取  $\mu_0 = -\mu_1$ ,不妨设  $\mu_1 > 0$ 。根据实 chirp 信号的分数阶 Fourier 谱特点,我们可以得到基于分数阶 Fourier 变换的非相干解调方式如下:

(1) 将同步接收后的信号混频到基带,然后将实基带信号按每个码元周期作  $p_1$  阶分数阶 Fourier 变换 ( $\mu_1 = -\cot(p_1/2)$ );

(2) 对变换结果取模平方后,按照预先确定的采样位置  $u_{m1}$ 、 $-u_{m1}$  进行采样判决(其中  $u_{m1}$  位置采样值对应于“1”码,  $-u_{m1}$  位置采样值对应于“0”码)

#### 2.2.2 匹配滤波相干解调

相应的匹配滤波相干解调方法如图 1 所示。因为匹配滤波器在  $t = T$  时刻的输出值恰好等于相关器的输出值,所以匹配滤波相干解调是相应的 CRM 最佳解调方式。

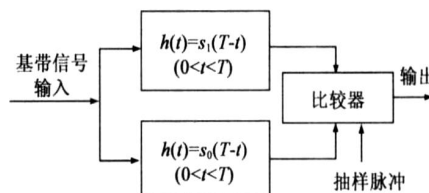


图 1 二进制匹配滤波相干解调示意图

## 3 本文解调方法的峰值输出

根据式(2)可以知道实 chirp 信号的分数阶 Fourier 谱与相同参数复 chirp 信号的分数阶 Fourier 谱相比,只是多了一个对称谱,且幅度降低一半。因此,本文用复信号模型来代替实信号模型进行分析。设某基带 chirp 信号为:

$$g(t) = A \exp(j2 f_0 t + j \mu t^2 + j \varphi), t \in [0, T] \quad (3)$$

为对应于分数阶 Fourier 变换离散算法的模型<sup>[13]</sup>,将其改写为:

$$g(t) = A \exp(j2 f_m t + j \mu t^2 + j \varphi), t \in [-T/2, T/2], f_m = f_0 + \mu T/2 \quad (4)$$

则其分数阶 Fourier 变换为:

$$G(u) = \frac{A}{\sqrt{\sin\mu}} e^{j\frac{\pi}{2} + j\frac{\pi}{4} + j(\frac{u^2}{2\cot\mu} + \varphi)} \int_{-T/2}^{T/2} e^{j2(f_m - u\csc\mu)t} dt \quad (5)$$

当  $\mu = -\cot\mu, f_m = u\csc\mu$  时,得到  $g(t)$  的分数阶 Fourier 幅度谱(分数阶 Fourier 变换模平方)峰值输出为:

$$|G(u)|_{\max}^2 = |G(u)|^2|_{\mu = -\cot\mu, f_m = u\csc\mu} = \frac{A^2 T^2}{|\sin\mu|} \quad (6)$$

从上式可以看出相位偏差是不会影响本文解调方法的输出峰值. 但是由于计算误差的存在, 实际上存在细微的影响 (如图 2 所示). 而匹配滤波相干解调则需要严格的相位同步. 不过由于非相干损失, 本文解调方法相比匹配滤波相干解调大约有 3dB 的差距 (详见仿真结果).

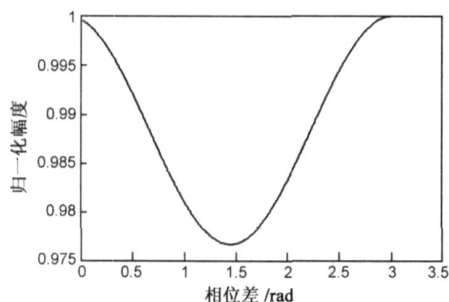


图 2 存在相位偏差的本文解调方法峰值输出归一化幅度

## 4 多普勒频移的影响

### 4.1 对本文解调方法的影响

如果存在多普勒频移  $f_d$ , 则式 (4) 所示的基带信号形式将变为:

$$g(t) = A \exp(j2\pi f_m t + j\mu t^2 + j\phi), \quad t \in [-T/2, T/2], f_m = f_d + f_0 + \mu T/2 \quad (7)$$

可以看出多普勒频移  $f_d$  会造成中心频率  $f_m$  的变化, 从而降低此时的解调器采样输出值:

$$|G(u)|^2 \mu = -\cot f_m = \text{csc} = \frac{4A^2 \sin^2 \frac{T_d}{2}}{2 + \sin}, \quad d = 2 f_d \quad (8)$$

那么由于多普勒频移  $f_d$  而带来的衰减系数  $\vartheta_1$  为

$$\vartheta_1 = \frac{4A^2 \sin^2 \frac{T_d}{2}}{2 + \sin} \bigg/ \frac{A^2 T^2}{2} = \frac{4 \sin^2 \frac{T_d}{2}}{2 T^2} \quad (9)$$

从式 (9) 可以看出衰减系数只与多普勒频移  $f_d$  和码元周期  $T$  有关. 定义频移比  $\beta = |d| / r_b$ ,  $r_b = 1/T$ , 将之代入式 (9), 得到:

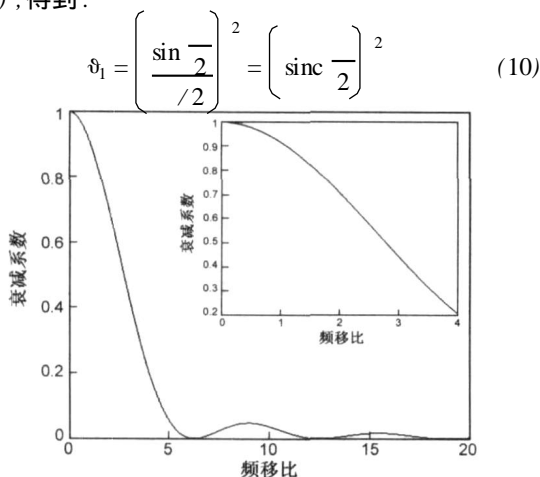


图 3 衰减系数与频移比的关系

图 3 给出了衰减系数与频移比的关系图. 可以看到即使频移比达到 1, 对峰值幅度衰减也还不到 0.1.

### 4.2 对匹配滤波相干解调的影响

接下来分析多普勒频移  $f_d$  对匹配滤波相干解调的影响. 设输入信号为

$$s_{in}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) A \exp(j\omega_0 t + j\phi^2/2) \quad (11)$$

则大时宽带宽积条件下输入信号频谱近似为:

$$S_{in}(f) = \text{rect}\left(\frac{f - f_0}{B}\right) A \sqrt{\frac{T}{\phi}} \exp\left[j\left(-\frac{(f - f_0)^2}{2\phi} + \frac{\phi}{4}\right)\right], \quad \phi = 2\pi f_d T \quad (12)$$

那么经过匹配滤波后的输出为:

$$s_{out}(t) = A \sqrt{D} \frac{\sin[\pi B(t - t_0)]}{B(t - t_0)} \exp[j2\pi f_0(t - t_0)] \quad (13)$$

如果存在多普勒频移  $f_d$  则输入信号变为

$$s_{in,d}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) A \exp(j(\omega_0 + \omega_d)t + j\phi^2/2), \quad \omega_d = 2\pi f_d \quad (14)$$

经过匹配滤波后, 存在多普勒频移的匹配滤波相干解调器输出为

$$s_{out,d} = \begin{cases} A \sqrt{D} \frac{\tilde{B}}{B} \cdot \frac{\sin[\pi \tilde{B}(t - \tilde{t}_0)]}{\tilde{B}(t - \tilde{t}_0)} \exp[j\omega_0(t - \tilde{t}_0)] \exp[-j\frac{\tilde{\phi}}{4}], & |d| < 2 \\ 0, & |d| \geq 2 \end{cases} \quad (15)$$

式中  $2\tilde{B} = 2B - |d|$ ,  $\tilde{t}_0 = t_0 - |d|/\phi$ ,  $\tilde{\omega}_0 = \omega_0 + |d|/2$ . 对比式 (13) 和 (15) 可以看出, 多普勒频移会造成匹配滤波器输出波瓣展宽, 峰值幅度下降及峰值位置移动. 那么究竟会对解调造成多大的影响呢? 接下来我们进一步做出分析. 式 (15) 表示的是复数, 取其实部, 得到输出信号为:

$$\bar{s}_{out,d}(t) = A \sqrt{D} \frac{\tilde{B}}{B} \cdot \frac{\sin[\pi \tilde{B}(t - \tilde{t}_0)]}{\tilde{B}(t - \tilde{t}_0)} \cos\left[\tilde{\omega}_0(t - \tilde{t}_0) - \frac{\tilde{\phi}}{4}\right] \quad (16)$$

那么解调器采样输出为  $A \sqrt{D} \frac{\tilde{B}}{B} \cdot \frac{\sin(\pi \tilde{B} \Delta/\phi)}{\tilde{B} \Delta/\phi}$ . 令  $t_d =$

$|d|/\phi = |d| \bigg/ \frac{D}{T^2}$ , 则此时的衰减系数  $\vartheta_2$  为

$$\vartheta_2 = \frac{\tilde{B}}{B} \cdot \frac{\sin(\pi \tilde{B} t_d)}{\tilde{B} t_d} = \frac{T - t_d}{T} \cdot \frac{\sin(\pi \tilde{B} t_d)}{\tilde{B} t_d} \quad (17)$$

因为

$$\frac{T - t_d}{T} \cdot \frac{\sin(\pi \tilde{B} t_d)}{\tilde{B} t_d} = \frac{\sin(\pi \tilde{B} t_d)}{\tilde{B} t_d} \cdot \frac{\sin(\pi \tilde{B} t_d)}{\tilde{B} t_d} = \frac{\sin(\pi \tilde{B} t_d)}{\tilde{B} t_d} = \frac{\sin(\pi/2)}{\pi/2}$$

式中  $\tilde{B}$  为 4.1 节所定义的频移比, 所以可以看出多普勒频移对匹配滤波解调近似于对本文解调方法的影响 (注: 本文解调方法对模取平方, 而在分析匹配滤波解调时没有取平方, 因此在对两者结果比较时, 需要对本文方法的结果进行开方, 包括后述的码同步误差影响的比

较).

## 5 码同步误差的影响

### 5.1 对基于分数阶 Fourier 变换解调方法的影响

由于同步误差会造成实际信号到达时间与解调计算的码元起始时刻存在延时或超前,这时就会引起中心频率的移动和能量的损失,如图 4 所示.

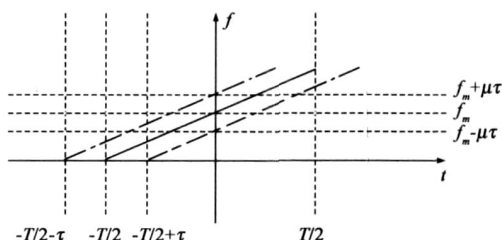


图 4 同步误差  $\tau$  对基带信号的影响 (以“1”码为例)

根据分数阶 Fourier 变换与时频分布的关系,可以

知道此时峰值幅度下降为:  $\frac{A^2(T - \frac{1}{2})^2}{|\sin|}$ . 而根据式(9)

能够推知同步误差造成的衰减系数为  $\frac{4\sin^2 \frac{2\mu T}{2}}{(2\mu T)^2}$ . 则解调器采样判决输出的幅度最终衰减为:

$$\frac{A^2(T - \frac{1}{2})^2}{|\sin|} \cdot \frac{4\sin^2 \frac{2\mu T}{2}}{(2\mu T)^2} = \frac{A^2(T - \frac{1}{2})^2 \sin^2(\frac{\mu T}{2})}{|\sin| \cdot (\mu T)^2} \quad (18)$$

也就是说,同步误差带来的衰减系数  $\vartheta_3$  为:

$$\begin{aligned} \vartheta_3 &= \frac{A^2(T - \frac{1}{2})^2 \sin^2(\frac{\mu T}{2})}{|\sin| \cdot (\mu T)^2} \bigg/ \frac{A^2 T^2}{|\sin|} \\ &= \frac{(T - \frac{1}{2})^2 \sin^2(\frac{\mu T}{2})}{T^2 \cdot (\mu T)^2} \end{aligned} \quad (19)$$

### 5.2 对匹配滤波相干解调的影响

如果存在码同步误差 (设  $|\tau| \ll T$ ), 则输入信号变为

$$s_{in,s}(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \text{rect}\left(\frac{t-t_0}{T}\right) A \exp(j\phi_0(t-t_0) + j\phi(t-t_0)^2/2) \quad (20)$$

那么经过匹配滤波后,存在码同步误差的匹配滤波输出为

$$s_{out,s}(t) = A \sqrt{D} \frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin[B(t-t_0)]}{B(t-t_0)} e^{j2f_0(t-t_0)} \quad (21)$$

式中  $f_0 = f_0 - \frac{\phi}{4}$ ,  $t_0 = t_0 + \tau$ ,  $\phi = 2\pi B\tau$ ,  $\tau =$

$\frac{T - \frac{1}{2}}{T}$ . 同样取其实部,得到:

$$\begin{aligned} \overline{s_{out,s}}(t) &= A \sqrt{D} \frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin[B(t-t_0)]}{B(t-t_0)} \\ &\quad \cos(2f_0(t-t_0)) \end{aligned} \quad (22)$$

那么解调器采样输出为  $A \sqrt{D} \frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin(B)}{B} \cos(2f_0)$ . 则此时的衰减系数  $\vartheta_4$  为

$$\vartheta_4 = \frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin(B)}{B} \cos(2f_0) \quad (23)$$

因为  $\frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin(B)}{B} \cos(2f_0) = \frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin(B)}{B} \cdot \frac{T - \frac{1}{2}}{T} \cdot \frac{\sin(B)}{B}$ , 所以可以看出码同步误差对匹配滤波解调和本文解调方法的影响近似.

表 2 本文方法与匹配滤波解调的比较

|        | 误码率    | 相位误差影响 | 多普勒频移影响 | 码同步误差影响 |
|--------|--------|--------|---------|---------|
| 本文解调方法 | 本文方法大  | 小      | 近似      | 近似      |
| 匹配滤波解调 | 约差 2dB | 大      | 近似      | 近似      |

## 6 仿真

具体调制参数设置如下:基带信号采样率为 5MHz, 码长 16μs, 时宽带宽积为 14. 相应的单个码元基带信号形式为:

“1”码:  $\cos(0 + \mu t^2)$ ,  $\mu = 14 / (16 \times 10^{-6})^2 = 5.46875 \times 10^{10} \text{ Hz/s}$ ,  $t \in [0, 16\mu\text{s}]$

“0”码:  $\cos(2f_0 t - \mu t^2)$ ,  $f_0 = 0.875 \text{ MHz}$ ,  $t \in [0, 16\mu\text{s}]$

高斯白噪声信道下的误码率仿真结果如图 5~7 所示 (误码率均为取对数后的结果). 其中 2FSK、2PSK 的误码率如下式所示:

$$2\text{FSK}: \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2n_0}} \quad (24)$$

$$2\text{PSK}: \frac{1}{2} \text{erfc} \sqrt{\frac{E_b}{2n_0}} \quad (25)$$

CRM 的误码率为仿真统计所得,按 1dB 步进. 仿真中所用信噪比如下式所示:

$$\frac{E_b}{n_0} = r \cdot \frac{T}{2f_s} = \frac{E_f}{2f_s^2} \quad (26)$$

式中  $r$  为信号和噪声的功率比,  $f_s$  为高斯白噪声的方差.

从图 5 可以看出,本文解调方法相对匹配滤波最优解调差了大约 3dB. 这个性能损失主要是由于非相干解调方式所带来的 (忽略分数阶 Fourier 变换离散算法的计算误差). 图 6 和 7 分别为存在 6kHz 多普勒频移和 0.2~0.6μs 码同步误差的误码率曲线比较. 可以看出多普勒频移对误码率的影响比较小,而码同步误差影响较大.

## 7 结论

CRM 作为一种扩频通信方式,具有较强的抗截获

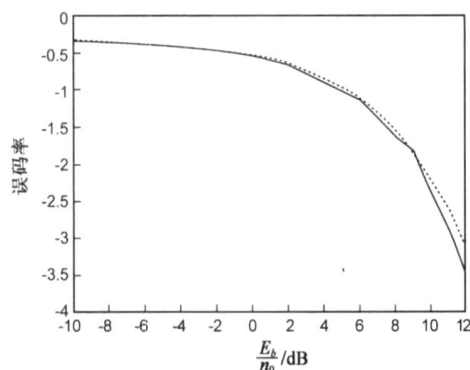


图 6 存在 6kHz 多普勒频移的本文方法误码率 (实线: 无频移; 点线: 有频移)

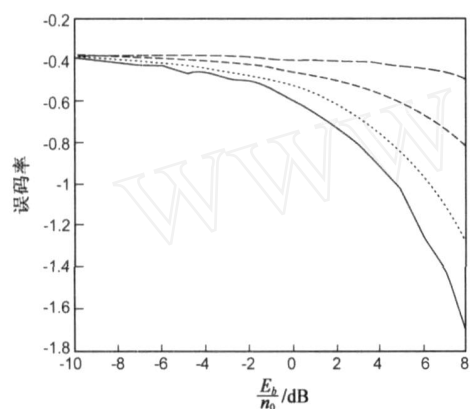


图 7 存在码同步误差的本文方法误码率 (实线: 无误差; 点线: 0.2μs; 虚线: 0.4μs; 点划线: 0.6μs)

和抗多径能力, 同时又能作为一种调制方式方便地与其他扩频方式组成混合扩频或增大用户容量. 本文利用分数阶 Fourier 变换适于处理 chirp 类信号的优势, 研究了基于分数阶 Fourier 变换的二进制 CRM 解调方法, 并以复 chirp 信号模型推导了解调器输出峰值以及多普勒频移和码同步误差的影响. 通过对匹配滤波解调的比较, 可以发现两者在对多普勒频移的鲁棒性和码同步误差的敏感性方面近似一样, 而本文提出的 CRM 解调方法由于是非相干解调, 在误码率上比匹配滤波相干解调性能差了约 3dB. 但是, 在某些通信条件下, 我们往往更为

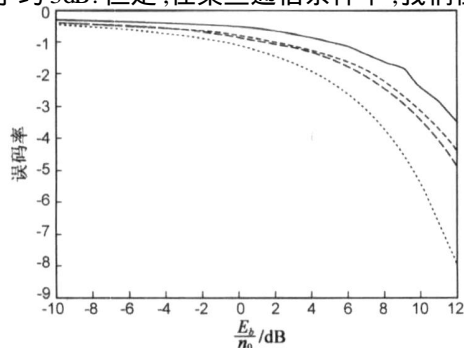


图 5 误码率曲线比较图 (取对数后结果) (实线: CRM 本文方法解调; 虚线: CRM 匹配滤波解调; 点划线: 2FSK(相干解调); 点线: 2PSK)

关心设备的简便可靠, 或是难以实现相干解调, 这时, 非相干解调就显得更为合适了, 例如: 将 CRM 与跳频相结合的混合扩频通信系统.

#### 参考文献:

- [1] M R Winkley. Chirp signals for communications [A]. Proceedings of IEEE WESCON Conference [C]. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1962. 14 - 17.
- [2] A J Berni, W D Gregg. On the utility of chirp modulation for digital signaling [J]. IEEE Trans Communications, 1973, 21 (6): 748 - 751.
- [3] Ywlr Ren Tsai, Jir-Fu Chang. The feasibility of combating multipath interference by chirp spread spectrum techniques over Rayleigh and Rician fading channels [A]. Proceedings of IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. New York, NY, USA: IEEE, 1994. 282 - 286.
- [4] SAID E. EL-KHAMY, SHAWKI E. SHAABAN. Matched chirp modulation detection and performance in dispersive communication channels [J]. IEEE Trans Communications, 1988, 36(4): 506 - 509.
- [5] B Barkat, J Yingtuo. A modified fractional Fourier series for the analysis of finite chirp signals & its application [A]. Proceedings of 7th IEEE International Symposium on Signal Processing and Its Applications [C]. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003. 285 - 288.
- [6] S Hengstler, D P Kasilingam, A H Costa. A novel chirp modulation spread spectrum technique for multiple access [A]. Proceedings of 2002 IEEE Seventh International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications [C]. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2002. 73 - 77.
- [7] Y Ju, B Barkat. A new efficient chirp modulation technique for multi-user access communications systems [A]. 2004 IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing [C]. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004. 937 - 940.
- [8] M Kowatsch, J T Lafferl. A spread-spectrum concept combining chirp modulation and pseudonoise coding [J]. IEEE Trans Communications, 1983, 31(10): 1133 - 1142.
- [9] Yacine Sarni. On the application of chirp modulation in spread spectrum communication systems [A]. Proceedings of the Sixth International Symposium on Signal Processing and its Applications [C]. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001. 501 - 504.
- [10] Said E. EL-KHAMY, SHAWKI E. SHAABAN, ESSAM A. THABET. Frequency-hopped multi-user chirp modulation (FH/ M-CM) for multipath fading channels [A]. Proceedings of the Sixteenth National Radio Science Conference [C]. Cairo, Egypt: Ain Shams Univ, 1999. C6/ 1 - 8.
- [11] H Shen, S Machineni, C Gupta, et al. Time-varying multichirp

rate modulation for multiple access systems [J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(5): 497 - 500.

- [12] L B Almeida. The fractional Fourier transform and time-frequency representations [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1994, 42(11): 3084 - 3091.
- [13] QI Lin, TAO Ran, ZHOU Siyong, et al. Detection and parameter estimation of multicomponent LFM signal based on the fractional Fourier transform [J]. Science in China (Ser F, Information Science), 2004, 47(2): 184 - 198.
- [14] H M Ozaktas, O Arikan, M A. Kutay, et al. Digital computation of the fractional Fourier transform [J]. IEEE Trans Signal Processing, 1996, 44(9): 2141 - 2150.
- [15] TAO Ran, DENG Bing, WANG Yue. Research progress of the fractional Fourier transform in signal processing [J]. Science in China (Ser F, Information Science), 2006, 49(1): 1 - 25.

#### 作者简介:



邓 兵 男, 1975 年 3 月生于湖南省衡阳市。现为海军航空工程学院讲师。主要研究方向是非平稳信号处理及其在通信、雷达中的应用。获教育部科技进步一等奖、军队科技进步三、四等奖各 1 项。获得发明专利授权 2 项。在国内外发表学术论文 20 余篇, 其中 SCI 收录 4 篇、EI 收录 11 篇。E-mail: navy\_dbing@tom.com



陶 然 男, 1964 年 11 月生于安徽省南陵县。现为北京理工大学信息安全与对抗学科首席教授、博士生导师、2006 年国家杰出青年科学基金获得者、Senior Member of the IEEE。2000 年获教育部“高校青年教师奖”, 2003 年获“中国兵工青年科技奖”, 还获部级科技进步一等奖 1 项, 部级科技进步二等奖 2 项, 部级科技进步三等奖 3 项。以第一作者出版著作、教材 4 部。在 IEEE 汇刊、Signal Processing、中国科学、电子学报、通信学报、兵工学报上发表论文 80 余篇。兼任中国雷达行业协会副理事长, 中国电子学会会士、学术委员会委员、无线电定位技术分会副主任、青年工作委员会副主任, 中国兵工学会信息安全与对抗专业委员会总干事、《兵工学报》常务编委, 国家 242 信息安全计划评审组专家, 总装备部综合电子战专家组特邀专家, 北京市科学技术奖评审委员会评委, 研究方向为: 信息安全对抗理论与技术、通信系统理论与技术、信号处理理论与技术。E-mail: rantao@bit.edu.cn



平殿发 男, 1965 年 3 月出生于山东省沾化县。现为海军航空工程学院副教授、硕士生导师。获军队科技进步奖 5 项。在国内外发表学术论文 40 余篇。E-mail: pingdianfa@tom.com