

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2013.06.008

一种码元宽度部分重叠的 chirp-rate 调制高效传输方法^{*}

尹德强¹, 邓 兵^{2,**}, 周 正², 崔世麒³

(1. 海军航空工程学院 科研部, 山东 烟台 264001; 2. 海军航空工程学院 电子信息工程系, 山东 烟台 264001;
3. 海军航空工程学院 研究生管理大队, 山东 烟台 264001)

摘 要: chirp-rate 调制是线性调频扩谱通信的一种调制样式, 具有很强的抗多径和抗多普勒频移能力。为进一步提升 chirp-rate 调制码元传输的带宽利用效率, 提出了一种码元宽度部分重叠的 chirp-rate 调制高效传输方法。然后, 推导了其带宽效率提高倍数。接下来, 基于分数阶 Fourier 域解调而推导了单个码元宽度内不同调制信号的分数阶傅里叶谱对正确解调的影响, 并据此导出了部分重叠传输模式下的带宽效率提高倍数最大值的解析表达。最后, 通过仿真分析验证了上述理论推导的正确性。

关键词: 扩频通信; chirp-rate 调制; 码元传输; 带宽效率

中图分类号: TN911 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-893X(2013)06-0716-05

An Efficient Transmission Method for Chirp-Rate Modulation Using Partial Overlap of the Pulse-width

YIN De-qiang¹, DENG Bing², ZHOU Zheng², CUI Shi-qi¹

(1. Department of Scientific Research, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;
2. Department of Electronic and Information Engineering, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China;
3. Graduate Students' Brigade, Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: Chirp-rate modulation is one modulation mode of spread spectrum communication using LFM signal, which has strong capacity of combating with multi-path and Doppler shift. To increase the bandwidth efficiency, an efficient code transmission method of chirp-rate modulation is proposed based on partial overlap of the pulse-width. The improving coefficient of bandwidth efficiency is derived. And then the influence over correct demodulation is analyzed using the demodulation method in the fractional Fourier domain, which comes from the respective fractional Fourier spectrum of each different modulated signal within single code width. Further, the analytic expression of improving maximum of bandwidth efficiency is obtained in the transmission pattern of partial overlap. Finally, the above-mentioned theories are proved through simulation.

Key words: spread spectrum communication; chirp-rate modulation; code transmission; bandwidth efficiency

1 引 言

线性调频(chirp)系统是一种不使用编码的扩展

频谱系统,在发射端射频脉冲信号在每一个脉冲周期内频率线性变化,接收端使用和发射端的扫频信号频率变化相一致的匹配滤波器接收。用 chirp 信

^{*} 收稿日期:2013-01-05;修回日期:2013-04-09 Received date:2013-01-05;Revised date:2013-04-09
基金项目:国家自然科学基金资助项目(60902054);中国博士后科学基金资助项目(201003758,20090460114);“泰山学者”建设工程专项经费
Foundation Items:The National Natural Science Foundation of China (No.60902054); Supported by China Postdoctoral Science Foundation (No.201003758,20090460114); Project Supported by “Taishan Scholars” Special Foundation of Shandong Province
^{**} 通讯作者:dengbing@bit.edu.cn Corresponding author:dengbing@bit.edu.cn

号进行通信的概念首先由 M. R. Winkler 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^[1]。Bermi 和 Gregg 进一步讨论了 chirp-rate 调制(CRM)在误码率、传输速率、带宽效率等方面的性能,认为 CRM 的误码率性能优于 FSK 而比 PSK 差^[2]。Ywh-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信来说是十分吸引人的^[3]。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)^[4],且能够有效降低通信方快速移动所造成的快衰落影响^[5]。为了进一步提高通信容量和性能,人们还研究了基于 chirp 信号的多用户通信、混合扩频通信等^[6-8]。既然分数阶 Fourier 变换(FRFT)可以理解为 chirp 基分解^[9],且具有运算量与 FFT 相当的快速算法^[10],人们自然考虑将其应用于 chirp 通信信号处理^[11-14]。其中,文献[14]研究了基于 FRFT 的 CRM 非相干解调方法,并从多普勒频移和码同步误差两个方面将之与匹配滤波相干解调进行了对比分析,可以发现 CRM 具有很强的抗多普勒频移能力,但对码同步误差较为敏感。上述 CRM 采用的均是码元宽度无重叠的传码方式,其二进制调制占用频带宽度约为 $B = \mu T$ (调频带宽),而传码率为 $1/T$,即带宽效率只有 $1/(BT)$ 。但是通过对 FRFT 快速离散算法的分析可知,CRM 完全可以采用码元宽度部分重叠的传码方式,在误码率代价容许的前提下提升带宽效率。

2 二进制 CRM

2.1 调制

采用 chirp 信号的某调频率 μ_1 来表示“1”,用调频率 μ_0 来表示“0”,即

$$\begin{cases} s_1(t) = A\cos(\varphi_1 + 2\pi f_1 t + \pi\mu_1 t^2)\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \text{“1”码时} \\ s_0(t) = A\cos(\varphi_0 + 2\pi f_0 t + \pi\mu_0 t^2)\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right), \text{“0”码时} \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right)$ 表示脉宽为 T 的矩形脉冲。为保证“1”码和“0”码占有相同带宽,一般取 $\mu_0 = -\mu_1$,不妨设 $\mu_1 > 0$ 。

2.2 基于 FRFT 的数字解调

FRFT 的定义式如下:

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

其中, $\alpha = p\pi/2$, p 为 FRFT 阶数, F_p 表示 FRFT 算子。与 Fourier 变换一样,实信号的分数阶 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。根据实 chirp 信号的分数阶 Fourier 谱特点,得到基于 FRFT 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宽度作 p_1 阶 FRFT ($\mu_1 = -\cot(p_1\pi/2)$);
- (2)对变换结果取模平方后,按照预先确定的峰值采样位置 u_{m1} 、 $-u_{m1}$ 进行采样比大判决(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)。

3 码元传输方式

3.1 码元宽度无重叠

码元宽度无重叠的传码方式如图 1 所示。其传码率为 $R_B = 1/T$ (T 为码元宽度),占用频带约为调频带宽 $B = \mu_1 T$,则带宽效率约为 $1/(BT)$ 。一般情况下有 $BT \gg 1$,则带宽效率远小于 $1 \text{ b/s} \cdot \text{Hz}^{-1}$,可见这种传码方式下的 CRM 带宽效率较低。

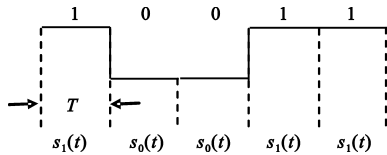


图 1 码元宽度无重叠的码元传输示意图
Fig.1 Code transmission without overlap of the pulse-width

3.2 码元宽度部分重叠

那么可否通过码元宽度部分重叠的传码方式来提升 CRM 的带宽效率呢?不妨将一个码元宽度分成 N 个码片,则相邻码元最多可只间隔 1 个码片传送,如图 2 所示。

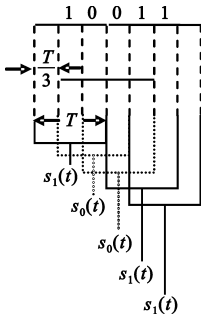


图 2 $N = 3$ 时码元宽度最大重叠传码示意图

Fig.2 Code transmission in the pattern of maximum overlap when $N = 3$

这样,相应的传码率 $\tilde{R}_{B,\max}$ 满足 $T + \frac{(\tilde{R}_{B,\max} - 1)T}{N} = 1$, 即 $\tilde{R}_{B,\max} = \frac{N}{T} - N + 1$, 而占用频带仍约为调频带宽 B , 因此,带宽效率最多可提高约 $\frac{\tilde{R}_{B,\max}}{R_B} = \left(\frac{N}{T} - N + 1\right) / \frac{1}{T} = N(1 - T) + T \approx N$ 倍。不过,此时一个码元宽度信号是由 $N \sim 2N - 1$ 个相邻码元信号所合成(第一个和最后一个码元宽度信号包含 N 个信号成分,中间的码元宽度包含 $N + 1 \sim 2N - 1$ 个信号成分),如果其相邻码元信号对原码元信号的分数阶 Fourier 谱峰值采样判决造成影响就可能致误码。

4 相邻码元的影响

作为 Fourier 变换(FT)的广义形式,FRFT 是一种线性变换,即

$$s(t) = x(t) + y(t) \rightarrow S_p(u) = X_p(u) + Y_p(u) \quad (3)$$

因此,根据 FRFT 的帕塞瓦尔定理可推知:在不考虑衰落的情况下,一个码元宽度内相邻码元信号的分数阶 Fourier 谱能量随着与原码元信号重叠部分的减少而以 E_b/N 的步长衰减(E_b 表示无重叠单位码元信号能量)。也就是说,对原码元信号采样判决影响最大的是其紧邻码元信号(重叠部分最多),因此,接下来以“1”码为例对最大重叠模式的紧邻码元信号影响进行分析。既然实 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。不失一般性,设无重叠模式下对应于“1”码的单码元宽度基带复 chirp 信号为

$$s_c(t) = A \exp(\pi \mu_1 t^2) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (4)$$

则其 p_1 阶 FRFT 为

$$\begin{aligned} S_{c,p_1}(u) &= A \sqrt{\frac{1 - j \cot(p_1 \pi/2)}{2\pi}} e^{-j\pi \mu_1 u^2} \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\pi u \csc(p_1 \pi/2) t} dt = \\ &= A \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{\sin \alpha_1}} e^{j\frac{\alpha_1}{2} + j\frac{3\pi}{4}} e^{-j\pi \mu_1 u^2} \int_{-T/2}^{T/2} e^{-j\pi u \csc \alpha_1 t} dt = \\ &= AT \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{\sin \alpha_1}} e^{j\frac{\alpha_1}{2} + j\frac{3\pi}{4}} e^{-j\pi \mu_1 u^2} \frac{\sin \frac{T u \csc \alpha_1}{2}}{\frac{T u \csc \alpha_1}{2}} = \\ &= AT \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sqrt{\sin \alpha_1}} e^{j\frac{\alpha_1}{2} + j\frac{3\pi}{4}} e^{-j\pi \mu_1 u^2} \text{sinc}\left(\frac{T u \csc \alpha_1}{2\pi}\right) \end{aligned} \quad (5)$$

既然 $\text{sinc}\left(\frac{1}{2}\right) = \frac{2}{\pi}$, 接近 -4 dB, 因此 $S_{c,p_1}(u)$ 的 -4 dB 主瓣宽度等于 $\left|2\pi \frac{\sin \alpha_1}{T}\right|$ 。因为 $2\pi \mu_1 = -\cot(p_1 \pi/2)$, 且 $\mu_1 > 0$, 所以可限定 $-1 < p_1 < 0$, 即 $S_{c,p_1}(u)$ 的 -4 dB 主瓣宽度等于 $-2\pi \frac{\sin \alpha_1}{T}$ 。

若信号 $x(t)$ 、 $y(t)$ 分别为

$$\begin{cases} x(t) = A_x \exp(2\pi f_{l_1} t + \pi \mu_x t^2), t \in [t_1, t_2] \\ y(t) = A_y \exp(2\pi f_{l_3} t + \pi \mu_y t^2), t \in [t_3, t_4] \end{cases} \quad (6)$$

$t_3 \geq t_1, t_4 \leq t_2$

且 $f_{l_3} = f_{l_1} + \mu_x \cdot \Delta t$, $\Delta t = t_3 - t_1$ 。根据文献[15],利用离散 FRFT 算法对 $x(t)$ 和 $\tilde{y}(t)$ 分别作变换时,有

$$\arg \max_{p,u} |X_p(u)|^2 = \arg \max_{p,u} |\tilde{Y}_p(u)|^2 \quad (7)$$

式中, $\tilde{y}(t)$ ($t \in [t_1, t_2]$) 为对 $y(t)$ 的补零版本。也就是说,在部分重叠模式下对单个码元宽度的“1”码信号作基于 FRFT 的非相干解调时,即便紧邻码元也为“1”码,两者的分数阶 Fourier 谱峰值位置也不会重合。这是因为在调制时“1”码信号的初始频率是相同的(均为 f_1),即 $f_{l_3} = f_{l_1}$, 而 $t_1 \neq t_3$, 所以 $f_{l_3} - \mu_1 \cdot (t_3 - t_1) \neq f_{l_1}$ 。不过, $(t_3 - t_1)$ 越逼近于零,则两者的分数阶 Fourier 谱就越趋近于重合。因此,理论上可用 -4 dB 主瓣宽度来作为最大重叠模式的安全间隔。根据分数阶 Fourier 域变量 u 与频率的关系,则有

$$\mu_1 \cdot \frac{T}{N} \geq 2\pi \frac{\sin \alpha_1}{T} \cdot \csc \alpha_1 \quad (8)$$

即

$$N_{\max} = \left\lfloor \mu_1 \cdot \frac{T^2}{2\pi} \right\rfloor_{\text{floor}} \quad (9)$$

式中, $\lfloor \cdot \rfloor_{\text{floor}}$ 表示向下取整。考虑到离散计算误差、多径衰落的影响,实际应用中的码片数 N 要小于 $N_{\max}$ 。

5 仿真与分析

5.1 仿真 1

根据上节所述内容,确定具体调制参数如下:码元宽度为 $16\text{ }\mu\text{s}$,时宽带宽积为 28.4 ,对下变频后的基带信号采样率为 10 MHz 。由式(9)可知 $N_{\max}=4$ 。图3给出了 N 为 $1\sim 4$ 的误码率比较结果,可以发现当 N 取最大值 4 时,性能下降较多,因此,实际应用中的码片数 N 一般要小于 $N_{\max}$ 。

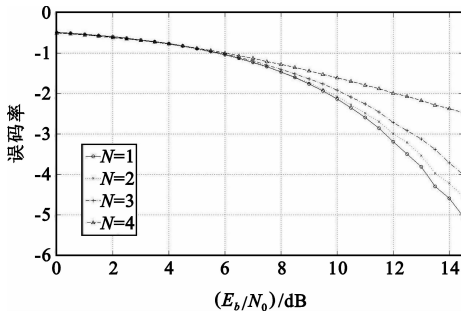


图3 $N_{\max}$ 为 4 时不同码片数的误码率曲线比较图(取对数后结果)

Fig.3 BER comparison among different code chip when $N_{\max}=4$ (represented by a logarithm)

5.2 仿真 2

确定具体调制参数如下:码元宽度为 $16\text{ }\mu\text{s}$,时宽带宽积为 99.2 ,对下变频后的基带信号采样率为 40 MHz 。由式(9)可知 $N_{\max}=15$ 。图4给出了不同码片数的误码率比较结果。

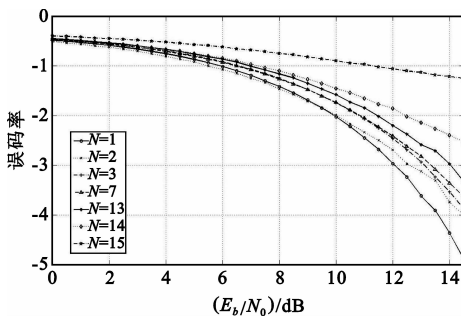


图4 $N_{\max}$ 为 15 时不同码片数的误码率曲线比较图(取对数后结果)

Fig.4 BER comparison among different code chip when $N_{\max}=15$ (represented by a logarithm)

图4所用调制信号的时宽带宽积相对于图3有了很大提高,但是在 $N=1$ 时两者误码率性能几乎相同。不过,从 $N>1$ 的仿真结果可以看出:由于时宽带宽积的增大,图4的可使用码片数相比图3有了明显增长。

6 结论

CRM作为一种扩频通信方式,具有较强的抗截获和抗多径能力,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。本文为提高CRM的带宽效率,研究了码元宽度部分重叠的CRM传码方法。通过对单个码元宽度CRM调制信号的分数阶Fourier谱分析发现,CRM调制完全可以采用码元宽度部分重叠的传码方式来提高带宽效率,其理论上的最大提高倍数如式(9)所示。需要指出的是,本文结论是在等值加权(矩形加窗)和白噪声信道条件下得到的,为了应对衰落信道,可以通过更为复杂的加权形式(脉冲成形)来进行码元传输。

参考文献:

- [1] Winkley M R. Chirp signals for communications [C]//Proceedings of 1962 IEEE WESCON Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1962:14-17.
- [2] Berni A J, Gregg W D. On the Utility of Chirp Modulation for Digital Signaling[J]. IEEE Transactions on Communications, 1973, 21(6):748-751.
- [3] Tsai Ywh-Ren, Chang Jin-Fu. The feasibility of combating multipath interference by chirp spread spectrum techniques over Rayleigh and Rician fading channels[C]//Proceedings of IEEE 3rd International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications. New York, NY, USA: IEEE, 1994:282-286.
- [4] El-Khamy S E, Shaaban S E. Matched chirp modulation detection and performance in dispersive communication channels [J]. IEEE Transactions on Communications, 1988, 36(4):506-509.
- [5] Barkat B, Yingtuo J. A modified fractional Fourier series for the analysis of finite chirp signals & its application [C]//Proceedings of 7th IEEE International Symposium on Signal Processing and Its Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003:285-288.
- [6] Gupta C, Mumtaz T, Zaman M. Wideband chirp modulation for FH-CDMA wireless systems: coherent and non-coherent receiver structures[C]//Proceedings of 2003 IEEE International Conference on Communications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2003:2455-2459.
- [7] Shen H, Machineni S, Gupta C, et al. Time-varying multi-chirp rate modulation for multiple access systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(5):497-500.
- [8] 孟繁宇,顾学迈,杨明川,等. 基于二变量 Chirp 调制的多址接入技术[J]. 华南理工大学学报(自然科学版), 2011, 39(7):70-76,114.
- [9] Almeida L B. The fractional Fourier transform and time-fre-

- quency representations[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 1994, 42(11): 3084 - 3091.
- [10] 陶然, 邓兵, 王越. 分数阶傅里叶变换理论及应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009.
TAO Ran, DENG Bing, WANG Yue. Fractional Fourier Transform and Its Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Press, 2009. (in Chinese)
- [11] Sha Xue-jun, Xin Qiu, Lin Mei. Hybrid Carrier CDMA Communication System Based on Weighted-type Fractional Fourier Transform [J]. IEEE Communications Letters, 2012, 16(4): 432 - 435.
- [12] 焦传海, 王可人, 王懋, 等. 认知 FrFT 域通信系统及其抗干扰性能分析[J]. 电讯技术, 2011, 51(1): 7 - 12.
JIAO Chuan-hai, WANG Ke-ren, WANG Mao, et al. Cognitive FrFT Domain Communication System and its Anti-jamming Performance Analysis[J]. Telecommunication Engineering, 2011, 51(1): 7 - 12. (in Chinese)
- [13] 王逸林, 陈韵, 殷敬伟, 等. 基于分数阶 Fourier 变换的正交多载波水声通信系统研究[J]. 通信学报, 2012, 33(8): 162 - 170.
WANG Yi-lin, CHEN Yun, YIN Jing-wei, et al. Research on Orthogonal Multi-carrier Underwater Acoustic Communication System Based on Fractional Fourier Transform[J]. Journal of Communications, 2012, 33(8): 162 - 170. (in Chinese)
- [14] 邓兵, 陶然, 平殿发. 基于分数阶 Fourier 变换的 chirp-rate 调制解调方法研究[J]. 电子学报, 2008, 36(6): 1078 - 1083.
DENG Bing, TAO Ran, PING Dian-fa. Study on Chirp-Rate Modulation and Demodulation Based on Fractional Fourier Transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(6): 1078 - 1083. (in Chinese)
- [15] 赵兴浩. 分数阶傅立叶变换的高分辨算法及应用研究[D]. 北京: 北京理工大学, 2005.
ZHAO Xing-hao. Study on High Resolution Algorithm of Fractional Fourier Transform and its Applications[D]. Beijing: Beijing Institute of Technology, 2005. (in Chinese)

作者简介:



尹德强(1976—),男,湖南邵阳人,2011 年于海军航空工程学院获博士学位,现为海军航空工程学院讲师,主要研究方向为非平稳信号处理及其应用;

YIN De-qiang was born in Shaoyang, Hunan Province, in 1976. He received the Ph.D. degree from Naval Aeronautical Engineering Institute in 2011. He is now a lecturer. His research concerns nonstationary signal processing and its applications.

邓兵(1975—),男,湖南衡阳人,2006 年于北京理工大学获博士学位,现为海军航空工程学院副教授、硕士生导师、IEEE 会员、电子学会高级会员,主要研究方向为非平稳信号处理及其应用;

DENG Bing was born in Hengyang, Hunan Province, in 1975. He received the Ph.D. degree from Beijing Institute of Technology in 2006. He is now an associate professor, the instructor of graduate students, an IEEE member and also a senior member of Chinese Institute of Electronics. His research interests include nonstationary signal processing and its applications.

Email: dengbing@bit.edu.cn

周正(1978—),男,山东泰安人,2007 年于海军工程大学获博士学位,现为海军航空工程学院讲师,主要研究方向为通信对抗、无源定位;

ZHOU Zheng was born in Tai'an, Shandong Province, in 1978. He received the Ph.D. degree from Naval University of Engineering in 2007. He is now a lecturer. His research concerns communication countermeasure and passive location.

崔世麒(1988—),男,辽宁海城人,2011 年于海军工程大学获学士学位,现为海军航空工程学院硕士研究生,主要研究方向为非平稳信号处理。

CUI Shi-qi was born in Haicheng, Liaoning Province, in 1988. He received the B.S. degree from Naval University of Engineering in 2011. He is now a graduate student. His research concerns nonstationary signal processing.