

多进制 chirp-rate 键控调制及分数傅里叶变换法解调

肇启明^{1,2}, 张钦宇², 张乃通^{1,2}

(1. 哈尔滨工业大学 电子与信息工程学院, 黑龙江 哈尔滨 150001;

2. 哈尔滨工业大学 深圳研究生院, 广东 深圳 518055)

摘 要: 基于 chirp 信号 chirp-rate 和中心频率参数与其分数傅里叶变换特性之间的明确关系, 提出了一种采用分数傅里叶变换法解调的多进制 chirp-rate 键控调制方式, 该方式具有恒包络, 并具有优于 MPSK 的误码性能。进而, 将多进制 chirp-rate 键控与 MFSK 联合使用, 通过参数调整, 能够获得误码率性能与频谱效率间的折中。

关键词: chirp-rate 键控; 高阶调制; 恒包络调制; 分数傅里叶变换

中图分类号: TN911

文献标识码: A

文章编号: 1000-436X(2010)06-0001-06

Multiple chirp-rate shift keying and a demodulation method based on fractional Fourier transform

ZHAO Qi-ming^{1,2}, ZHANG Qin-yu², ZHANG Nai-tong^{1,2}

(1. School of Electronics and Information Technology, Harbin Institute of Technology, Harbin 150001, China;

2. Shenzhen Graduate School, Harbin Institute of Technology, Shenzhen 518055, China)

Abstract: Based on the explicit relationship between the fractional Fourier transform properties of chirp signals and their parameters (chirp-rate and central-frequency), a novel modulation named multiple chirp-rate shift keying (MCRSK) which could be demodulated with a method based on fractional Fourier transform was proposed. This modulation holds a constant envelope and provides a better BER performance than MPSK. Further, MCRSK can be used with MFSK, which gives a trade-off between BER and bandwidth efficiency by modulation parameters adjusting.

Key words: chirp-rate shift-keying; high-order modulation; constant envelope modulation; fractional Fourier transform

1 引言

在无线通信中为了提高频谱利用率, 高阶调制技术被广泛使用。传统的高阶调制技术以正、余弦载波为基础, 只有 3 个参数即幅度、频率和相位可供调制使用, 一定程度上制约了调制的性能。例如, 以相位作为键控对象的 MPSK 调制虽然具有恒包络特性, 但由于其调制星座点均匀分布于一个圆周之上, 随着调制进制数的增加, 星座图变密, 抗干扰能力降低; 以幅度作为键控对象的 MQAM 调制

虽然具有较好的抗干扰能力, 但不具有恒包络特性, 功率效率较低; 以频率作为键控对象的 MFSK 调制具有恒包络特性并且抗干扰性能理想, 但是带宽效率较低。Chirp 信号是另一类基本信号, 较正、余弦信号多了一个称之为调频率(chirp-rate)的参数, 用 chirp 信号作(副)载波能够获得一个额外的可供调制使用的自由度, 从而可以设计新型调制方式。二进制 chirp-rate 调制(也称 chirp-BOK)是基于 chirp 信号参数键控的一种最简单的调制方式, 最早于 20 世纪 60 年代作为一种扩频通信方式被提

收稿日期: 2009-12-19; 修回日期: 2010-03-26

基金项目: 国家重点基础研究发展计划(“973”计划)基金资助项目(2007CB310606)

Foundation Item: The National Basic Research Program of China (973 Program) (2007CB310606)

出, 此后的研究表明其具有较强的抵抗多径干扰和快速移动造成的快衰落影响等优良特性^[1,2]。采用二进制 chirp-rate 调制的简单通信方案具有低成本和低功耗的优势, 比较适合于室内近距离高速传输等解决方案, chirp 扩频(啁啾展频)方案已经成为 IEEE 802.15.4a 建议的物理层标准之一。然而, 传统的 chirp 信号分析和处理方式主要基于 chirp 信号理想的自相关特性采用匹配滤波的方式, 随着使用的 chirp 信号参数的增加, 匹配滤波处理变得复杂, 一定程度上制约了多参数 chirp 信号在一般无线通信系统中的广泛应用。近年来, 随着分数阶傅里叶变换的理论的逐步完善以及与快速傅里叶变换(FFT)复杂度近似的离散分数傅里叶变换算法的逐渐成熟, 分数阶傅里叶变换已经成为 chirp 信号分析和处理的有力工具^[3-7]。经分数阶傅里叶变换, chirp 信号在某最优阶次的分数傅里叶域上具有理想的能量聚集特性(冲激特性), 并且该最优变换阶次以及该变换域上能量聚集的位置与 chirp 信号的 chirp-rate 及中心频率 2 参数间具有确定的对应关系^[8]。根据上述特性, 本文首先提出了一种利用 chirp 信号不同的 chirp-rate 承载代表不同信息符号的新方法, 称为多进制 chirp-rate 键控(MCrSK, multiple chirp-rate shift keying), 并采用分数傅里叶变换法进行解调。仿真表明, 在 AWGN 信道中, 保证一定的接收信噪比条件下, 该方法允许采用更高进制的调制并具有优于 MPSK 的误码率性能。进而, 鉴于 chirp 信号中心频率参数独立于 chirp-rate 参数, 将 MCrSK 和中心频率参数键控联合使用, 其实质是 MCrSK 与 MFSK 的级联, 能够在一定的误码率条件下进一步提高调制进制数。MCrSK 的带宽效率优于 MFSK, 而误码率性能劣于 MFSK, 通过灵活地搭配 MCrSK 与 MFSK 在级联使用中的权重, 可以获得带宽效率与误码率性能的灵活折中。

本文中, 第 2 节对分数阶傅里叶变换以及 chirp 信号的分数阶变换特性进行介绍; 第 3 节给出 MCrSK 调制、解调原理及其误码率性能仿真及分析; 第 4 节对 MCrSK 与 MFSK 的联合使用进行了研究; 第 5 节是结束语。

2 Chirp 信号的分数阶傅里叶变换性质

分数阶傅里叶变换(FrFT, fractional Fourier transform)是傅里叶变换的一种广义形式, 将信号在时-频平面上由时间轴逆时针旋转任意角度的新

的变换域上进行描述, 能够揭示信号的频率时变规律。根据经典定义方法, 函数 $f(t)$ 的分数阶傅里叶变换可表示为

$$F_p(u) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)K(\alpha; u, t)dt \quad (1)$$

其中, p 为分数傅里叶变换阶次; α 为分数阶傅里叶域 (u 轴) 从时间轴逆时针旋转的角度, $\alpha = \pi p/2$; 非整数阶分数傅里叶变换的积分核函数 $K(\alpha; u, t)$ 定义为

$$K(\alpha; u, t) = \sqrt{\frac{1 - \text{j} \cot \alpha}{2\pi}} \exp \left[\text{j} \left(\frac{t^2 + u^2}{2} \cot \alpha - ut \csc \alpha \right) \right] \quad (2)$$

当 $p=1$ 时, 分数傅里叶变换退化为傅里叶变换; 当 $p=0$ 时, 变换将保持原函数不变。

复形式 chirp 信号的时域表达式为

$$c(t) = \exp \left[\text{j}(2\pi f_0 t + \pi k t^2 + \varphi) \right] \quad (3)$$

其中, φ 为初始相位; f_0 为中心频率; k 为调频率即 chirp-rate。当 $k>0$ 时, chirp 信号的瞬时频率随时间增大, 常称为 up-chirp, 反之则称为 down-chirp; T 时间内, 瞬时频率变化范围为 kT , 称为扫频带宽。将式(3)写为

$$c(t) = \exp(\text{j}\pi k t^2) \exp[\text{j}(2\pi f_0 t + \varphi)] \quad (4)$$

则 $\exp(\text{j}\pi k t^2)$ 为一个中心频率为 0 的 chirp 信号; $\exp[\text{j}(2\pi f_0 t + \varphi)]$ 为一个频率为 f_0 的单音调制信号。根据式(1)、式(2), T 时宽 ($-T/2 \leq t \leq T/2$) chirp 信号的 p (非整数)阶分数傅里叶变换为

$$C_p(u) = A \sqrt{1 - \text{j} \cot \alpha} \int_{-T/2}^{T/2} \exp \{ \text{j}\pi [(k + \cot \alpha) t^2 + 2(f_0 - u \csc \alpha) t + u^2 \cot \alpha] + \text{j}\varphi \} dt \quad (5)$$

对于 $p \in [-1, 1]$, 当且仅当 $\cot \alpha = -k$ 即 $p = 2 \arccot(-k)/\pi$ 时

$$C_p(u) = A \sqrt{1 - \text{j} \cot \alpha} \exp(\text{j}\pi u^2 \cot \alpha) \cdot T \frac{\sin[\pi(f_0 - u \csc \alpha)T]}{\pi(f_0 - u \csc \alpha)T} \quad (6)$$

如果仅考虑 $C_p(u)$ 的分数傅里叶域的幅度谱特性, 则

$$|C_p(u)| = AT \sqrt{1 - \text{j} \cot \alpha} \text{Sa}[\pi(u \csc \alpha - f_0)T] \quad (7)$$

其中, $\text{Sa}(\cdot)$ 表示辛格函数。 $|C_p(u)|$ 对称中心位于 $u|_p = f_0 \sin \alpha$ 处, 第一过零点间宽度为 $2 \sin \alpha / T$ 。以上分析可知, chirp 信号的 chirp-rate 决定了 $p \in [-1, 1]$

唯一的最优变换阶次 p_0 , 中心频率 f_0 唯一决定了在 p_0 阶分数傅里叶域上最优的能量聚集位置, 后者也可以看作是频率为 f_0 的单音调制引起的分数傅里叶域上谱线搬移。对 chirp 信号进行非最优阶分数傅里叶变换时, 分数傅里叶域谱不具有聚集性质, 而且随着变换阶次 p 偏离 p_0 的程度 Δp 增大, $|C_p(u)|$ 的峰值明显下降。综合考虑具有不同 chirp-rate 的 chirp 信号, 具有大 chirp-rate 的 chirp 信号的 $|C_p(u)|$ 随 Δp 增加下降得更快, 如图 1 所示, chirp 信号的 chirp-rate 分别为 3.077 7、1.962 6、1.376 4、1、0.726 5、0.509 5、0.158 4 (相应的 p_0 分别为 -0.2、-0.3、-0.4、-0.5、-0.6、-0.7、-0.8) 并具有相同的时宽。因此, 通过分数傅里叶变换性质可以对 chirp 信号的 chirp-rate 和中心频率 2 参数进行识别。

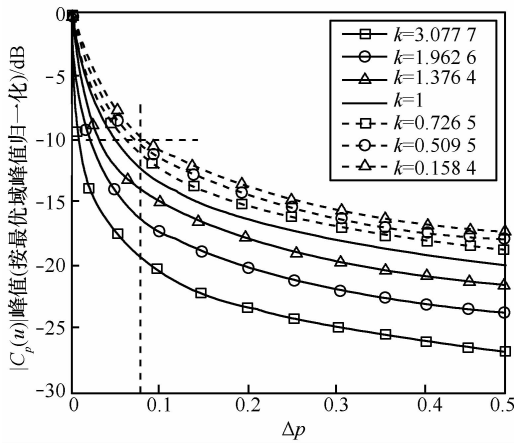


图 1 具有不同 chirp-rate 的 chirp 信号的 $|C_p(u)|$ 随 Δp 的变化情况

3 MCrSK 调制及分数傅里叶变化法解调

基于 chirp 信号的分数傅里叶域特性与其 chirp-rate、中心频率 2 个参数的明确关系, 可以设计一个在发送端利用对 chirp 信号的 chirp-rate 和中心频率参数进行键控以承载信息, 并在接收端利用分数傅里叶变换对接收的 chirp 信号进行参数识别以实现解调的新型多进制调制、解调方案。本节暂只考虑采用 chirp-rate 单参数的多进制键控的调制、解调原理及其性能, 联合使用 chirp-rate 和中心频率 2 个参数的方案及其性能于下一节中进一步讨论。

3.1 MCrSK 调制及解调原理

根据式(4)、式(6)和式(7), $f_0=0$ 的 chirp 信号即零中频 chirp 信号 $\exp(j\pi k t^2)$ 的 chirp-rate k 不同, 则相应的最优分数傅里叶变换阶次 p_0 不同, 因此设定

一个 chirp 信号 chirp-rate 的集合 $\{k_i\}$, 在发送端利用多进制信息符号对 $\{k_i\}$ 的元素进行键控, 则输出的 (基带) chirp 信号的 chirp-rate 承载信息并可以保持包络 (输出功率) 恒定。在接收端, 假设已取得符号同步, 对接收信号 (中频或零中频) 分别做一系列与 $\{k_i\}$ 中各 chirp-rate 相对应的分数傅里叶变换, 设中频为 f_{IF} , 则相应的各最优阶分数傅里叶域幅度谱峰值将位于 $u_{0|p} = f_0 \sin \alpha$ 。因此将各预定阶次分数傅里叶域上的 $u_{0|p}$ 位置 (或邻近区域) 作为检测点进行峰值比较, 并将具有最大峰值的分数傅里叶变换阶次 p_e 所对应的 $k_e (k_e \in \{k_i\})$ 作为判决结果, 即可实现解调, 并按符号输出。由式 (7) 可知, 不同阶次分数傅里叶域幅度谱 $|C_p(u)|$ 具有一个与 p 有关的系数 $|1-j\cot \alpha|^{1/2}$, 并且辛格谱的零点-零点宽度 $|2 \sin \alpha / \pi|$ 也与 p 有关, 导致不同 chirp-rate 的 chirp 信号在其对应的最优阶次分数傅里叶域上的能量聚集能力存在差异, 因此进行检测点峰值比较以前需要进行归一化处理, 具体做法是将各检测点幅度按其输入匹配的 chirp 信号时的幅度峰值进行归一化, 从而保证了对不同符号检测能力的一致性。MCrSK 调制及基于分数傅里叶变化法解调的原理图如图 2 所示。调制结构采用与 MFSK、MPSK 等调制类似的多进制键控一般结构, 接收端将所接收的 chirp 信号先进行符号同步, 然后进行一系列预定阶次的分数傅里叶变换, 并进行比较判决, 整个过程可在数字信号处理器中完成, 分数傅里叶变换由离散算法实现, 计算量与 FFT 运算保持相同的数量级^[6, 7]。

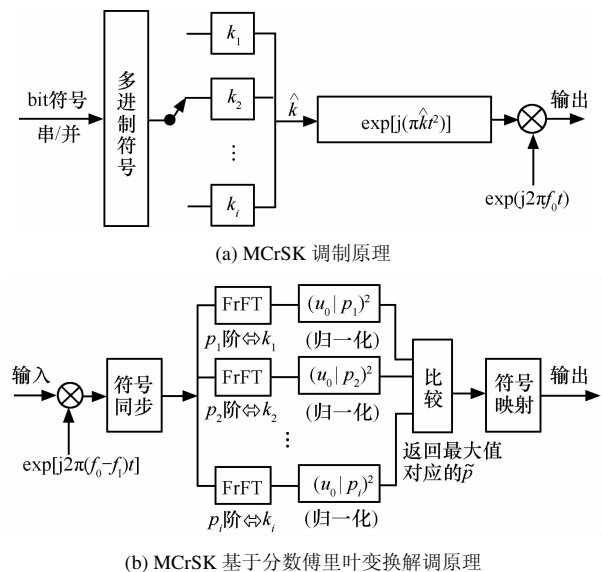


图 2 MCrSK 调制及解调原理

3.2 Chirp-rate 集 $\{k_i\}$ 的设计

Chirp-rate 集 $\{k_i\}$ 中相邻的 k_i 与 k_{i+1} 对应的 2 个最优分数傅里叶变换阶次 p_i 与 p_{i+1} 的间隔 Δp 决定了采用分数傅里叶变换进行解调时对相邻符号的区分度,即 Δp 决定了相邻符号间的干扰程度。根据 Δp 与 k_i 、 k_{i+1} 的关系

$$\Delta p = 2|\text{arc cot}(-k_i) - \text{arc cot}(-k_{i+1})|/\pi \quad (8)$$

为了降低相邻符号间的干扰, $\{k_i\}$ 的设计应使得 Δp 尽可能大。然而, 由于 chirp 信号的时宽-带宽积 $BT=kT^2$, 对于固定的符号持续时间 T_s , 具有大的 chirp-rate k 的 chirp 信号将占用大的带宽, $\{k_i\}$ 的最大取值受到可用带宽的限制。因此 $\{k_i\}$ 的设计需对上述 2 个方面进行折中。 $\{k_i\}$ 的设计有 2 个特例, 其一是 $\{k_i\}$ 仅包含一个 k , 此时 k 不能承载信息, 当 $kT \gg 2/T$, 即 chirp 扫频宽度远大于 bit 符号的带宽时, 是一种 chirp 扩频调制; 其二是 $\{k_i\}$ 仅包含调频率相反的一对 k 与 $-k$, 此时退化为所谓的 chirp-rate 调制 (chirp-BOK 调制), 文献[9]给出 chirp-rate 调制采用基于分数傅里叶变换的非相干解调的性能分析。

3.3 MCrSK 误码率仿真及分析

首先给定用于解调的分数傅里叶变换最优阶次 p 的变化范围, 仿真中令 $p \in [0.2, 1.8]$, 根据符号进制 M , 将 p 变换范围等分为 Δp 。设第一个符号对应的最优分数傅里叶变换阶次为 $p_1=0.2$, 则第 i 个符号对应的 $p_i=0.2+(i-1)\Delta p$, 则根据 $\{p_i\}$ 可得 $\{k_i\}$ 。在 AWGN 信道中, 在不同的 E_b/N_0 下分别对 8、16、32 进制 chirp-rate 键控抗干扰性能进行仿真, 为便于比较, 以误比特率 (BER) 给出, 并与 8PSK、16PSK、32PSK 以及 16QAM 和 32QAM 的 BER 理论曲线进行比较, 如图 3 所示。当能够保证接收的 chirp 信号具有足够的信噪比时, 较高进制的 MCrSK 具有优于 MPSK 的抗干扰性能而略差于 MQAM。这是由于当进制数较高时, MPSK 星座图将非常稠密, 抗干扰性能恶化严重, 而 MCrSK 用于承载信息的 chirp-rate 是一种频率随时间变化的规律, 较之固定的相位参数, 抗干扰能力更强; MQAM 是一种正交调制方式, 而 MCrSK 相邻符号间不具有正交性, 因此 MQAM 抗干扰性能优于 MCrSK, 然而 MQAM 不具有恒包络性, 功率效率低于 MCrSK。

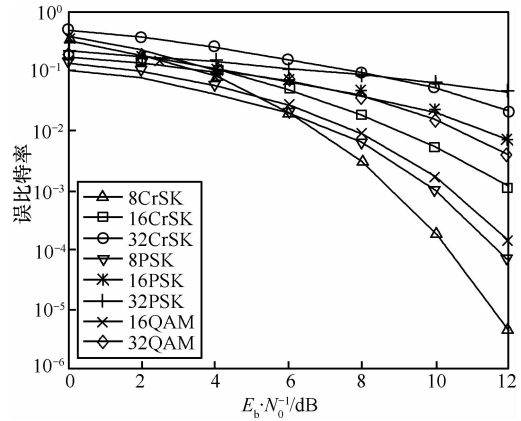


图 3 MCrSK 与 MPSK、MQAM 的误比特率性能比较

4 MCrSK 与 MFSK 级联

式(4)进一步可表示为

$$c(t) = \exp(j\pi kt^2) \exp(j2\pi f_c t) \exp[j(2\pi f_j t + \varphi)] \quad (9)$$

其中, $\exp(j2\pi f_c t + \varphi)$ 是频率为 f_c 的单音载波, $\exp(j\pi kt^2)$ 为中心频率为 0 的 chirp 信号, $\exp(j\pi f_j t)$ 为频率为 f_j 的单音副载波。由于参数 k 与 f_j 相互独立, 因此可以将对 k 的键控和对 f_j 的键控联合使用, 即 MCrSK 与 MFSK 级联使用。MCrSK 的 chirp-rate 集 $\{k_i\}$ 的设计已于前一节中给出, 下面考虑 MFSK 频率集 $\{f_j\}$ 的设计。为了保证具有相同 chirp-rate 的、中心频率 f_j 不同的 chirp 信号在分数傅里叶域上可以区分, 根据时宽为 T 的中心频率为 f_j 的 chirp 信号在最优阶分数傅里叶域上的谱峰值位于 $u=f_0 \sin \alpha$, 且第一零点间距离为 $|2 \sin \alpha / T|$, $\{f_j\}$ 的设计应使得相邻频点间隔 Δf 能够使得 Δu 满足 $\Delta u = |\Delta f \sin \alpha| > |2 \sin \alpha / T|$, 即 $\Delta f > 2/T$, 与 MFSK 的频率集设定规则是一致的。当确定了 $\{k_i\}$ 和 $\{f_j\}$ 分别具有 n_1 和 n_2 个元素, n_1 CrSK- n_2 FSK 调制可以由一个 $n_1 \times n_2$ 的调制矩阵 M 表示为

$$M = \begin{bmatrix} (k_1, f_1) & (k_2, f_1) & \cdots & (k_{n_1}, f_1) \\ (k_1, f_2) & (k_2, f_2) & \cdots & (k_{n_1}, f_2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (k_1, f_{n_2}) & (k_2, f_{n_2}) & \cdots & (k_{n_1}, f_{n_2}) \end{bmatrix} \quad (10)$$

当 n_1 、 n_2 均为 2 的整数幂时, 串行比特码元每 $N=\text{lb}n_1+\text{lb}n_2$ 个码元构成一个 2^N 进制符号, 将 N 个码元分成 $N_1=\text{lb}n_1$ 和 $N_2=\text{lb}n_2$ 2 组, 分别构成 n_1 和 n_2 进制的 2 个子控制符号, 可以唯一确定 M 矩阵中的一个元素 (k_x, f_y) , 即键控输出一个调频率为 k_x , 中

心频率为 f_y 的 chirp 信号。如图 4 所示为 $n_1=8$ 、 $n_2=8$ 时 64 进制调制星座图的示例, k 和 f 两方向上没有约束关系。

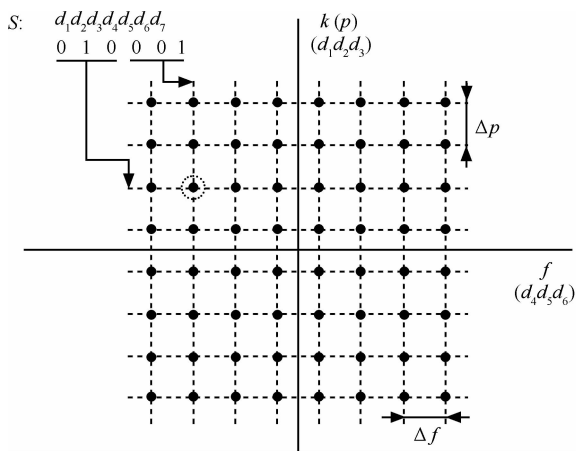


图 4 64 进制 MCrSK-FSK 星座图的一个示例 (8CrSK-8FSK)

MCrSK 与 MFSK 级联调制器可由如图 2(a)所示结构与一个普通的 MFSK 调制器级联获得, 解调器较图 2(b)所示结构多一个环节: 首先对接收信号做 n_1 次阶次分别对应 $\{k_i\}$ 的分数傅里叶变换, 并且将各分数傅里叶域上由 $\{f_j\}$ 决定的 n_2 个可能出现的幅度峰值的位置 $u_{j,ai}$ ($j=1, 2, \dots, n_2$) 设为检测点, 这样共有 $n_1 \times n_2$ 个检测点 (或检测区域), 将这些检测点归一化峰值进行比较, 具有最大值的检测点对应分数傅里叶变换阶次以及在该阶分数傅里叶域上的位置可以唯一确定输出的调制符号, 从而实现解调。AWGN 信道中, MCrSK-MFSK 的误比特率仿真曲线如图 5 所示, 其中 3 条实线分别为 64 进制级联调制的 3 种组合方式, 即 16CrSK-4FSK、8CrSK-8FSK 和 4CrSK-16FSK, 可见这 3 种方式的误比特率性能逐渐改善, 这是由于 MFSK 的

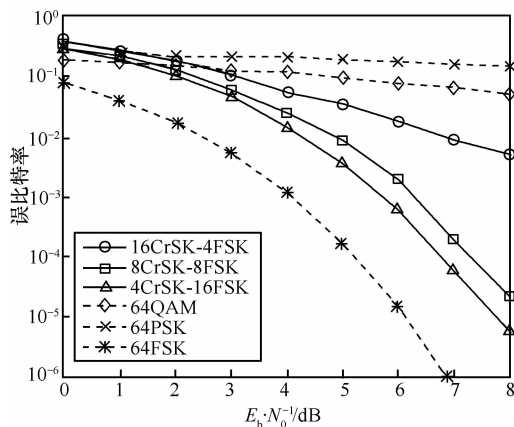


图 5 MCrSK-FSK 与 MFSK、MQAM 的误比特率性能比较

比特率性能优于 MCrSK, MCrSK 与 MFSK 的不同配比可以调整联合调制的抗干扰性能。此外, 仿真结果还表明, 64 进制级联调制性能显著优于 64PSK 和 64QAM 方式, 而且同样保持恒包络特性。

设比特宽度为 T_b , 仅采用调频率键控时, M 进制符号宽度为 $T_s=T_b \text{lb}M$, 由于 chirp-rate k 是变化的, 不同符号键控输出的 chirp 信号的扫频带宽 $T_s k$ 也是变化的, 其最大宽度由最大的 chirp-rate k_{max} 决定。则调频率键控方式的带宽效率 η_{MCrSK} 满足

$$\eta_{\text{MCrSK}} = \frac{R_b}{B} = \frac{1}{T_b B} = \frac{\text{lb}M}{T_s B} \geq \frac{\text{lb}M}{k_{\text{max}} T_s^2} \quad (11)$$

MFSK 的信道带宽理论值为 $R_b(M+3)/2\text{lb}M$ (相干 MFSK), 则 MFSK 的带宽效率 η_{MFSK}

$$\eta_{\text{MFSK}} = \frac{R_b}{B} = \frac{2\text{lb}M}{M+3} \quad (12)$$

因此, 当 $k_{\text{max}} T_s^2 < (M+3)/2$ 即用于 MCrSK 的 chirp 信号的最大时宽-带宽积 $TB_{\text{max}} < (M+3)/2$ 时, MCrSK 具有优于 MFSK 的带宽效率。因此 MCrSK 与 MFSK 级联使用可以通过 2 种调制方式的灵活搭配, 获得抗干扰性能与带宽效率间的折中。鉴于未来无线传输多样化的业务模式对抗干扰性能和带宽效率要求的差异, MCrSK 与 MFSK 级联使用具有很大的潜在应用价值。

5 结束语

本文对多进制 chirp-rate 键控及其基于分数傅里叶变换的解调方法进行了研究。仿真表明, 在 AWGN 信道中, 对于一定的误比特率性能, 多进制 chirp-rate 键控较 MPSK 允许更高的调制进制, 并具有恒包络特性。多进制 chirp-rate 键控可以与 MFSK 联合使用, 并同样采用基于分数傅里叶变换的解调方法, 联合调制能过获得较单独使用多进制 chirp-rate 键控更优的误比特率性能, 但需要占用更大带宽。联合调制通过调整多进制 chirp-rate 键控与 MFSK 的比重, 能够获得对频谱效率与误比特率性能的灵活折中。文中关于所提出方式的性能的讨论是基于接收机符号已经取得同步这一假设前提, 具体的符号同步方法有待进一步研究。此外, 所提出的调制解调方案在非 AWGN 信道如多径信道、双弥散信道中的性能等将在后续研究中给出。

参考文献:

[1] WINKELY M R. Chirp signals for communications[A]. Proceedings of IEEE WESCON Conference [C]. Piscataway, NJ, USA,1962.14-17.

[2] TSAI Y R, CHANG J F. 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, 1994. 282-286.

[3] ALMEIDA L B. The fractional Fourier transform and time- frequency representations[J]. IEEE Trans on Signal Processing,1994, 42(11): 3084-3091.

[4] TAO R, DENG B, WANG Y. Research progress of the fractional Fourier transform in signal processing[J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2006, 49(1): 1-25.

[5] CANDAN C, KUTAY M A, OZAKTAS H M. The discrete fractional Fourier transform[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2000, 48(5): 1329-1337.

[6] YEH M H, PEI S C. A method for the discrete fractional Fourier transform computation[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2003, 51(3): 889-891.

[7] TAO R, ZHANG F, WANG Y. Research progress on discretization of fractional Fourier transform[J]. Science in China Series F: Information Sciences, 2008, 51(7): 859-880.

[8] ZHAO X H, TAO R, ZHOU S Y. A novel sequential estimation algorithm for chirp signal parameters[A]. Proceedings of the 2003 International Conference on Neural Networks and Signal Processing[C]. Nanjing, China, 2003.628-631.

[9] 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 B, TAO R, PING D F. Study on chirp-rate modulation and demodulation based on fractional Fourier transform[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36 (6): 1078-1083.

作者简介:



肇启明 (1982-), 男, 满族, 黑龙江哈尔滨人, 哈尔滨工业大学博士生, 主要研究方向为通信信号处理、通信资源复用与抗干扰机理。



张钦宇 (1972-), 男, 江苏扬州人, 哈尔滨工业大学深圳研究生院教授、博士生导师, 主要研究方向为通信信号处理、无线通信技术、专用移动通信系统等。



张乃通 (1934-), 男, 江苏扬州人, 中国工程院院士, 哈尔滨工业大学教授、博士生导师, 主要研究方向为 UWB、C4I 通信系统、专用移动通信系统、无线通信系统, 卫星通信等。