

DOI: 10.13875/j.issn.1674-0637.2019-04-0327-09

基于 Chirp 信号的 BPM 短波数据调制研究

袁江斌^{1,2,3}, 华宇^{1,2}, 李实锋^{1,2}, 闫温合^{1,2,3}, 高媛媛^{1,2,3}

- (1. 中国科学院 国家授时中心, 西安 710600;
2. 中国科学院 精密导航定位与定时技术重点实验室, 西安 710600;
3. 中国科学院大学, 北京 100049)

摘要: 针对 BPM 短波授时系统在数据服务方面存在的不足, 考虑到 MFSK 和 Chirp 信号在通信系统中应用的独特优势和短波信道特点, 提出一种将二进制 Chirp-rate 键控与 M 进制 Chirp 信号中心频率键控进行级联的数据调制方法。根据短波授时系统数据业务需求和兼容性要求, 分析了调制信号的带宽及脉冲压缩比等参数, 并基于此确定最佳进制数 M。此外, 为了验证该调制方法的性能, 设计了一种低复杂度解调方案, 该方案可使用 FFT (fast Fourier transform) 实现基于 Chirp-Fourier 变换的快速解调。理论计算和仿真结果表明, 提出的调制方法可将数据率从原 1 b/s 提升到 82 b/s, 同时具有 18 dB 的抗干扰增益和 172 μ s 的多径分辨率, 并在高斯信道误码率性能、时变多径信道误码率性能方面均明显优于现有数据调制方法, 可应用于 BPM 短波授时系统中的数据广播业务, 进而推动短波授时技术的发展。

关键词: BPM 短波授时系统; Chirp 信号; 键控调制; 短波信道

Study on data modulation for BPM HF based on Chirp signal

YUAN Jiang-bin^{1,2,3}, HUA Yu^{1,3}, LI Shi-feng^{1,3}, YAN Wen-he^{1,2,3}, GAO Yuan-yuan^{1,2,3}

- (1. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China;
2. Key Laboratory of Precise Navigation and Timing Technology, Chinese Academy of Sciences, Xi'an 710600, China;
3. University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China)

Abstract: Aiming at the shortcomings of data service in BPM HF timing system, considering the advantages of MFSK and Chirp signals in the communication system and the characteristics of short wave channel, this study presented a data modulation method which the binary Chirp-rate keying is cascaded with the M-band Chirp signal center frequency keying. According to the requirements of data service and compatibility of HF timing system, the bandwidth and pulse compression ratio of modulation signal are analyzed, then the optimal number of M is determined. In addition, a low complexity demodulation scheme is designed to verify the performances of the modulation method, it can implement the demodulation rapidly based on Chirp-Fourier transform by FFT. The theoretical calculation and simulation results shown that the presented modulation method increases the data rate from 1 b/s to 82 b/s, and has 17 dB anti-interference gain, 200 μ s multipath resolution, it

收稿日期: 2019-04-19; 接受日期: 2019-06-02

基金项目: 中国科学院“西部之光”人才培养计划资助项目(XAB2018B21)

作者简介: 袁江斌, 男, 博士研究生, 主要从事无线电通信与授时技术研究。

also gains better performances than the existing data modulation, such as error rate in Gaussian channel and time-varying multipath channel. It seems that the presented data modulation can be applied for the data broadcasting service of BPM HF timing system, and promotes the development of HF timing technologies.

Key words: BPM HF timing system; Chirp signal; shift-keying; HF-channel

0 引言

鉴于 BPM 短波授时系统具有作用距离远、接收设备简单、价格低廉以及拥有战时顽存性等优点^[1-2], 若利用该系统开展数据广播业务, 可以尝试在时频体系中多系统之间的数据共享、物联网低轨卫星历书广播等方面推广应用, 同时对推动我国短波授时技术的发展具有重要意义。目前, BPM 短波授时系统在 5 MHz 发播频点上以实验形式发播的时码信息主要包括基本时间信息(年、月、日、时、分)、DUT1、闰秒预告等^[3]。现有时码发播实验方案存在的主要问题^[4]: ① 数据率低, 只有 1 b/s, 发播一个完整的时码信息需要 1 min, 受到短波信道干扰的风险很大; ② 时码帧格式中没有足够的预留扩展位, 难于实现系统扩展应用; ③ 没有可靠的校验, 接收终端难于判断接收时码信息的准确性。为此, 本文将 Chirp 信号作为数据调制信号应用于 BPM 短波授时系统中, 试图解决其无法提供可靠数据服务的缺陷。作为一种独特的扩频技术, Chirp 信号具有大时宽带宽积、低功耗以及良好的抗多径衰落、抗多普勒频移等优点, 学者们针对 Chirp 信号在通信系统中的应用, 已展开深入的研究^[5-11], 主要集中在基于 Chirp 信号调频率的键控调制及多址通信和基于分数阶傅里叶变换法解调等方面。采用二进制 Chirp 信号调频率键控(Chirp-rate shift keying, CrSK)调制时, 增加数据率将压缩调制符号的码元长度, 当其与短波信道中最大多径时延相当时, 极易引起符号间干扰。采用多进制 CrSK 调制时, 接收终端需要比较精确的同步才能够解调^[7], 这对短波用户而言难于实现, 并且随着进制数的增加, 调制符号间的干扰愈发严重, 进而降低解调性能。

针对上述情况, 考虑到 MFSK 具有抗干扰能力强、不受信道参数变化影响等优点, 本文将 Chirp 信号与 MFSK 结合起来, 形成多进制 Chirp 信号中心频率键控(multiple chirp frequency shift keying, MCFSK)调制。此外, 为了提高带宽效率, 将 MCFSK 与二进制 Chirp-rate 键控进行级联, 最终形成 MCFSK-2CrSK(简记为 MCFrSK)调制方式用于实现 BPM 短波授时系统中的数据调制。

1 基本概念

本节主要分析表征 Chirp 信号抗干扰信号能力和抗多径衰落能力的两个重要参数以及 Chirp 信号中心频率的检测方法, 为后续基于 Chirp 信号的数据调制与解调的研究奠定基础。

1.1 Chirp 信号的两个重要参数

考虑如下式所示的 Chirp 基带信号:

$$c_i(t) = \exp(j2\pi f_i t + j\pi K t^2), \quad (1)$$

式(1)中: $-T_c/2 \leq t \leq T_c/2$, T_c 表示信号时长; f_i 为中心频率; K 为调频率。与 f_{i+1} 之间的差值记为 Δf , 即 $\Delta f = f_i - f_{i+1}$ 。规定 $\Delta f > 0$ 。令 $B_c = K \cdot T_c$ 、 $G_1 = B_c \cdot T_c$ 分别表示该 Chirp 信号的带宽和脉冲压缩比。假设短波信道中存在一时延为 τ 的多径信号, 如下式所示:

$$\begin{aligned}
 c_i(t-\tau) &= \exp\left[j2\pi f_i(t-\tau) + j\pi K(t-\tau)^2\right] = \\
 &= \exp\left[j(2\pi(f_i - K\tau)t + \pi Kt^2) + j\theta\right] = \\
 &= \exp\left[j(2\pi f_i^\tau t + \pi Kt^2) + j\theta\right],
 \end{aligned}
 \tag{2}$$

式 (2) 中： $f_i^\tau = f_i - K\tau$ ； θ 表示由多径引入的随机相位。若信号的时域长度为 T_c ，则其频域分辨率为 $1/T_c$ ，当 $f_i - f_i^\tau \geq 1/T_c$ 时，即当 $K \cdot T_c = B_c \geq 1/\tau$ ，该多径信号是可分离的，否则将可能会引起多径衰落。因此，Chirp 信号能够分辨的最小多径时延 τ_{\min} （多径分辨率）可表示为信号带宽 B_c 的倒数，即 $\tau_{\min} = 1/B_c$ 。脉冲压缩比和信号带宽是 Chirp 信号两个重要参数，分别表征抗干扰信号能力和抗多径衰落能力。

1.2 基于 Chirp-傅里叶变换的频点检测原理

定义一个与式 (1) 所述的基带信号相匹配的乘积因子 $\varphi_{-K}(t) = \exp(-jK\pi t^2)$ ，将接收基带信号与 $\varphi_{-K}(t)$ 相乘，并对乘积结果作傅里叶变换（Fourier transform, FT）运算，如下式所示：

$$Z_i(f) = \text{FT}[c_i(t) \cdot \varphi_{-K}(t)] = \text{FT}[\exp(j2\pi f_i t)],
 \tag{3}$$

式 (3) 中， $\text{FT}(\bullet)$ 表示傅里叶变换。 $Z_i(f)$ 即为 Chirp 信号 $c_i(t)$ 的 Chirp-傅里叶变换 (Chirp-Fourier transform, CFT)。求 $Z_i(f)$ 包络得到 $\|Z_i(f)\| = T_c \cdot \delta(2\pi f_i)$ ，其中 $\delta(\bullet)$ 为狄拉克 δ 函数。因此，中心频率为 f_i 的 Chirp 信号的 CFT 域与频率为 f_i 的正弦信号的傅里叶变换域相同。利用这一特性，为基于 Chirp 信号中心频率键控调制的解调提供一种思路。

2 兼容性设计

增加新体制信号（包括调制信号和秒同步信号）须不影响原授时发播和用户使用。为此，本文提出在 UTC/UT1 时号（包括秒信号和分信号）后续部分插入新体制信号，如图 1 所示。图中 T_U 表示 UTC/UT1 时号所占的时间，由于 UTC/UT1 整分信号时长为 300 ms，故设计为 300 ms； T_G 为隔离时间间隔，消除对原短波用户的干扰，设计为 100 ms； T_S 为新体制下秒同步信号（有待进一步研究）所占时间，用于实现新体制下的秒同步，设计为 80 ms； T_A 为新体制下的调制信号所占时间，设计为 420 ms，即数据调制信号所占的总时长不得超过 T_A 。另外，为了满足现有带宽要求，新体制下，系统可用带宽 B 设计为 8 kHz。

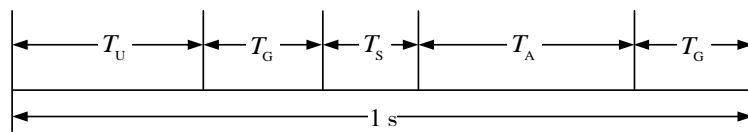


图 1 兼容性设计示意图

3 基于 Chirp 信号的数据调制方法

MFSK 具有抗干扰能力强、不受信道参数变化影响等优点，将 Chirp 信号与 MFSK 结合起来，形成多进制 Chirp 信号中心频率键控调制 (MCFSK) 方式，不仅保留了 MFSK 的优点，而且还能够进一步提高系统数据传输的抗信道干扰能力。此外，将 MCFSK 与二进制 Chirp-rate 键控（记为 2CrSK）相结合，形成 MCFSK-2CrSK 的级联调制（简记为 MCFrSK），可在不改变 MCFSK 调制信号的带宽前提下，进一步提高系统数据传输率。将 MCFrSK 的调制数记为 M ，并定义如下所示的 $M \times 2$ 的矩阵 \mathbf{M} ：

$$\mathbf{M} = \begin{bmatrix} (f_1, -K) & (f_1, K) \\ (f_2, -K) & (f_2, K) \\ \vdots & \vdots \\ (f_M, -K) & (f_M, K) \end{bmatrix}, \quad (4)$$

根据式 (4), MCFrSK 调制信号可表示为:

$$c_{i,j}(t) = \exp[j2\pi f_i t + j\pi \cdot (-1)^j \cdot Kt^2], \quad (5)$$

式 (5) 中, $1 \leq i \leq M$, $1 \leq j \leq 2$ 。

3.1 MCFSK 基本参数设计

短波电离层多径模式有两种形式^[12]: 一种是由电离层不均匀体所引起的传播时延差小的多径; 另一种是由不同跳数的射线、高仰角和低仰角射线等形成的传播时延差较大的多径。

针对第一种多径情况, 以 Δf 为间隔, 均匀划分 $M-2$ 个中心频率, 即 $f_1 - f_M = (M-1)\Delta f$ 。根据线性调频信号的特点, 如图 2 所示, 当 $f_1 = B/2 - B_c/2$ 、 $f_M = B_c/2 - B/2$ 时, 能够保证在满足系统可用带宽 B 的基础上, 使 B_c 达到最大值, 进而使多径分辨能力最强, 进而降低由多径干扰导致接收信号衰落的风险。此时, 容易得到:

$$\begin{cases} K = [B - (M-1)\Delta f]/T_c \\ f_1 = \frac{(M-1)\Delta f}{2} \\ f_i = f_1 - (i-1)\Delta f \end{cases}, \quad (6)$$

式 (6) 中, $2 \leq i \leq M$, 并且要求 $\Delta f < B/(M-1)$ 。

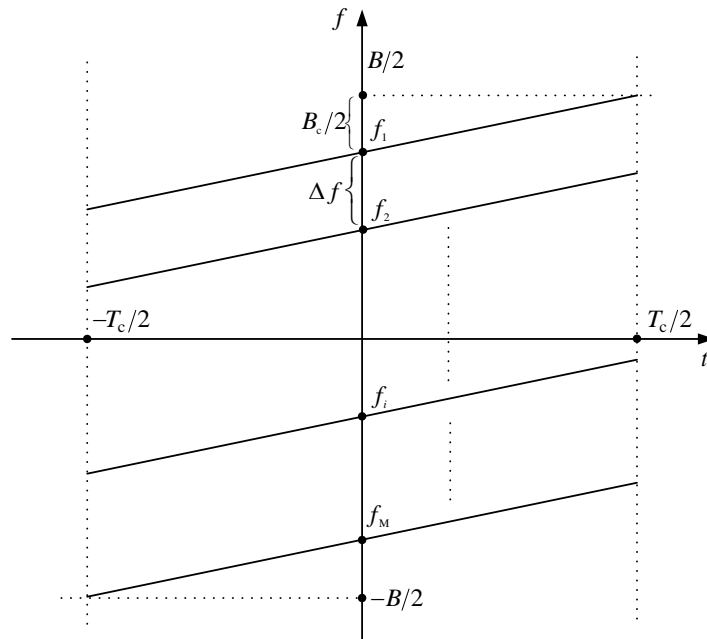


图 2 Chirp 信号中心频率的划分

针对第二种多径情况, 假设信道中存在一个有效的最大多径时延 τ_{\max} , 并假定载波频差为 $\pm f_d$, 规定 f_i 的判决域为 $D_i = [f_i - f_d, f_i + f_d]$, 根据式 (2), 信号时延 (含同步误差) 会引起中心频率变化, 此

时,可能存在一干扰频点 $f_i^{\tau_{\max} + \Delta\tau} = f_i - (\tau_{\max} K + f_d)$, 为了避免该频点对解调判决造成误判, 如图 3 所示, 要求 $f_i^{\tau_{\max} + \Delta\tau} \geq f_{i-1} + f_d$, 即要求 $\Delta f \geq \tau_{\max} K + 2f_d$, 取边界值, 并将其代入式 (6) 中, 容易得到:

$$\Delta f = \frac{B + 2af_d}{M - 1 + a}, \tag{7}$$

式 (7) 中, $a = T_c / \tau_{\max}$ 。再将式 (7) 代入式 (6) 中可求得调频率 K 和中心频率。

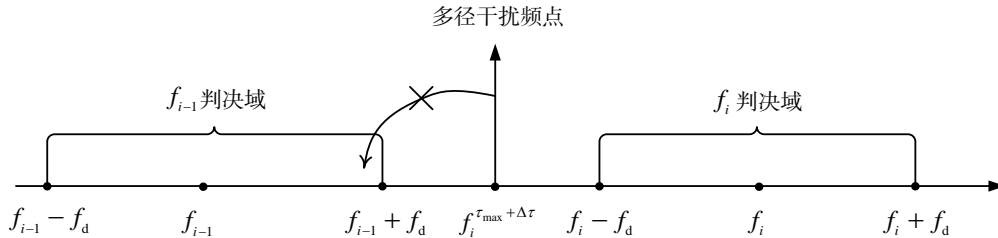


图 3 MCFrSK 频点检测示意图

需要指出的是, 将 MCFrSK 与二进制 Chirp-rate 键控进行级联调制的信号中心频率、调频率数值和带宽与 MCFrSK 调制相同。因此, MCFrSK 与 MCFrSK 基本参数的设计方法一致。

3.2 基本帧设计

BPM 短波授时系统主要的业务包括: ① 基本时间信息 (年、月、日、时、分、秒); ② 辅助信息, 包括 DUT1、闰秒、闰秒提示以及用于扩展系统应用的预留信息。根据业务类型, 设计两种基本帧: 基本时间信息帧、辅助信息帧。两种基本帧的总比特数一致, 由 1 比特的帧类型识别码、8 比特的 CRC 校验码和不少于 32 比特的有效信息组成。因此, 基本帧的总比特数不得小于 41。

3.3 MCFrSK 参数计算

短波信道不仅存在由多径效应引起的频率选择性衰落, 还存在由电离层多普勒效应引起的时间选择性衰落^[13]以及大量的干扰信号^[14]。时间选择性衰落程度与信号持续时间有关。因此, 信号的时长、带宽和脉冲压缩比是衡量 MCFrSK 调制应用于短波信道中的重要参数指标。本节根据不同数据率需求计算这些参数。

假设 T'_A 表示 1s 内 MCFrSK 调制信号所占的总时长, 根据兼容性设计要求, 须满足 $T'_A \leq T_A$ 。数据率 R_b 可由下式计算:

$$R_b = [T_A / T_c]_{\text{int}} \cdot (1 + \log_2 M), \tag{8}$$

式 (8) 中, $[\cdot]_{\text{int}}$ 表示向下取整。 T_A 内包含 MCFrSK 调制信号的个数为 $[T_A / T_c]_{\text{int}}$ 。令 $m = [T_A / T_c]_{\text{int}}$, 则有:

$$T_c = [T_A / m]_{\text{int}}, \tag{9}$$

并且有 $T'_A = m \cdot T_c$ 。假设基本帧的比特数为 F_b 。根据第 3.2 节的分析, $F_b \geq 41$ 。显然, R_b 的数值大小与 F_b 呈倍数关系, 即 $R_b = n \cdot F_b$, 其中 n 表示 1s 内可传输的基本帧的帧数。因此, 可以得到:

$$m = [n \cdot F_b^{\min} / (1 + \log_2 M)]_{\text{int}}, \tag{10}$$

式 (10) 中, $F_b^{\min} = 41$; $[\cdot]_{\text{int}}$ 表示向上取整。令 $\{M, n\}$ 表示由 M 、 n 不同取值构成的组合, 当 $\{M, n\}$ 确定后, 根据式 (9)、式 (10) 可计算得到信号时长 T_c , 再将 M 与 T_c 代入式 (7) 可求得中心频差 Δf 。求得 m 值后, 代入式 (8) 便可以得到数据率。在 MFSK 中, 一般要求 Δf 为 $1/T_c$ 的整数倍, 因此需要对 Δf 按下式进行修正:

$$\Delta f_{\text{adj}} = \left[\left(\frac{B + 2af_d}{M - 1 + a} \right) \cdot T_c \right]^{\text{int}} / T_c, \quad (11)$$

将修正后的中心频差 Δf_{adj} 代入式 (6) 中并经过适当变换便可得到信号的带宽和脉冲压缩比, 如下式所示:

$$\begin{cases} B_c = B - (M - 1) \cdot \Delta f_{\text{adj}} \\ G_1 = B_c \cdot T_c \end{cases} \quad (12)$$

3.4 MCFrSK 调制方式选择

为了降低成本, 短波用户接收机使用的本地晶振性能不会太好。以常温晶振为例, 其输出的频率稳定度一般为 1~10 ppm, 假设标称频率为 10 MHz, 则其输出的频率误差最大可达 100 Hz。另外, 尽管短波信道中多径干扰比较严重, 但在实际工程上, 只考虑多径时延差在 3 ms 以内的多径干扰信号。因此, 可令信道中可能存在的最大多径时延 $\tau_{\text{max}} = 3 \text{ ms}$ 、载波频差 $f_d = 200 \text{ Hz}$ (可获取一定的冗余), 根据 3.3 节的分析, 通过 $\{M, n\}$ 不同组合, 计算得到相应的 MCFrSK 调制参数, 如表 1 所示。

表 1 MCFrSK 调制参数

$\{M, n\}$ 组合	信号带宽 B_c / Hz	多径分辨率 $\tau_{\text{min}} / \mu\text{s}$	抗干扰增益 G_1 / dB	信号时长 T_c / ms	数据率 $R_b / (\text{b/s})$
{2, 1}	6 600	151	21	20	42
{2, 2}	5 800	172	18	10	82
{2, 3}	5 000	200	15	6	124
{2, 4}	4 600	217	14	5	164
{4, 1}	5 200	192	22	30	42
{4, 2}	4 200	238	18	15	84
{4, 3}	3 500	286	15	10	123
{8, 1}	3 210	311	21	38	44
{8, 2}	2 400	417	17	20	84
{8, 3}	1 538	650	13	13	124

注: B_c , τ_{min} , G_1 采取四舍五入的取整方式。

根据表 1 计算结果, 在同一数据率下, 兼顾多径分辨率、脉冲压缩比等参数综合考虑, 可以确定调制数 M 的最佳取值为 2。因此, 本文选取 2CFrSK (简记 CrFSK) 作为基于 Chirp 信号的 BPM 系统数据调制。

4 CFrSK 解调方案

采用 Chirp-傅里叶变换法进行解调时, 仅需要两路 CFT 检测器对基带输入信号进行检测, 一路将输入基带信号与匹配因子 $\varphi_{-k}(t) = \exp(-jK\pi t^2)$ 相乘, 然后进行 FFT (fast Fourier transform) 运算; 另一路将输入基带信号与匹配因子 $\varphi_k(t) = \exp(jK\pi t^2)$ 相乘, 并进行 FFT 运算。采用分数阶傅里叶变换法解调也是一种不错的选择, 但相比于 CFT, 分数阶傅里叶变换在 DSP、FPGA 等器件上缺乏成熟可靠的快速实现方案。因此, 本文采用 CFT 对 CFrSK 进行解调, 基本原理如图 4 所示。

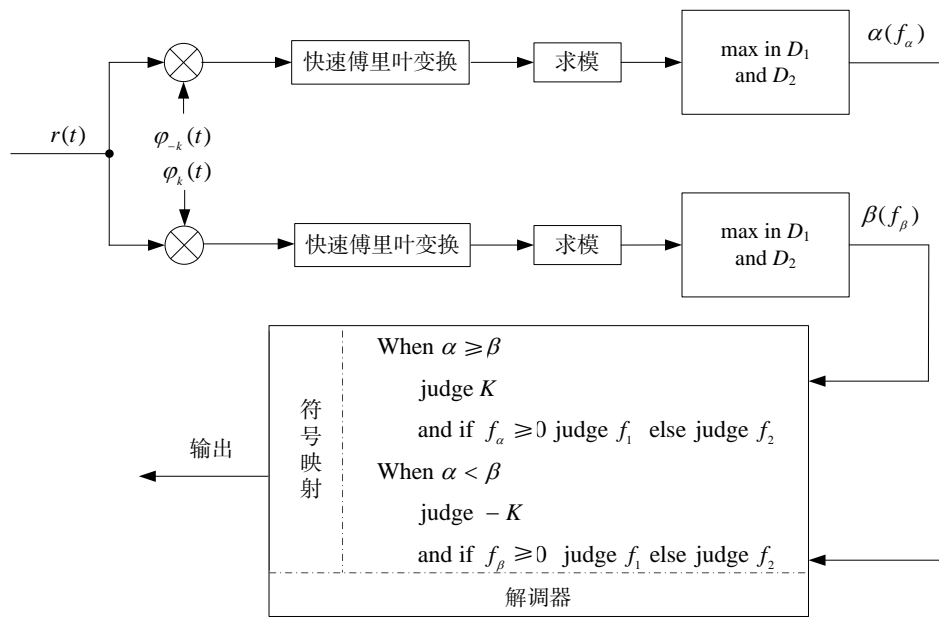


图 4 基于 CFT 的解调原理图

根据第 3.1 节，可知 $f_1 = -f_2 > 0$ ，并可确定 的判决域 D_i 。基于 CFT 的解调流程概述如下：

- ① 将输入基带复信号 $r(t)$ 分别与匹配因子 $\varphi_{-k}(t)$ 、 $\varphi_k(t)$ 进行复乘形成两路 CFT，并在判决域 D_1 与 D_2 中求两路 CFT 幅度谱的最大值及对应的频点，得到 $a(f_a)$ 和 $\beta(f_\beta)$ ，其中 a 和 β 表示最大值， f_a 和 f_β 表示最大值对应的频点；
- ② 将 $a(f_a)$ 和 $\beta(f_\beta)$ 送至解调器进行解调判决：当 $a \geq \beta$ ，表明匹配因子 $\varphi_{-k}(t)$ 与 CFrSK 匹配，故可判决 CFrSK 的调频率为 K ，此时，若 $f_a \geq 0$ 则可判决 CFrSK 的中心频率为 f_1 ，否则中心频率判决为 f_2 ；同理可对 $a < \beta$ 的情况进行调频率与中心频率的判决；
- ③ 根据判决结果，通过解调器中的符号映射进而实现数据解调。

5 仿真分析

本节使用 Matlab 软件自带的 Awgn 函数仿真模拟高斯信道以及 rayleighchan 函数仿真模拟短波时变多径信道，并根据文献[15]对该信道参数进行设置：多普勒谱设置为 doppler.bigaussian；多径时延设置为 0, 10, 35, 120, 150, 200 和 500 μs ，对应的平均功率设置为 0, -1, -1, -3, -3, -4 和 -8 dB。

在高斯信道和时变多径信道中对本文提出的 CFrSK 调制和现有数据调制（简称为现调制）进行误码率性能仿真比较，如图 5、6、7 所示。本节所述的信噪比是指解调器输出端的比特信噪比。根据仿真结果，总体上看，CFrSK 调制的误码率性能明显优于现调制，具体表现在以下几个方面：

- ① 数据率方面，CFrSK 调制的最小数据率是现调制的 42 倍。在传输等量信息的情况下，CFrSK 调制信号受到干扰的风险明显小于现调制信号；
- ② 高斯信道下，以要求误码率不得大于 10^{-3} 为例，CFrSK 解调信噪比性能比现调制信号提高了 6 dB（不考虑扩频增益）；
- ③ 时变多径信道下，随着信噪比的增加，现调制误码率性能改善程度明显小于 CFrSK 调制。特别是当多普勒频移较大时，如图 7 所示，现调制信号无法实现可靠的数据传输。

综上所述，本文提出的 2CFrSK 调制在数据率、高斯信道误码率性能、时变多径信道误码率性能方面均明显优于现有数据调制方案。

此外,通过仿真结果,还可得到以下几个结论:

- ① 高斯信道下,不同数据率情况下 CFrSK 的解调误码率性能一致;
- ② 时变多径信道下,数据率越小,CFrSK 解调误码率性能越好。这是由于数据率越小,CFrSK 信号的带宽越大、多径分辨能力越强,则抗频率选择性衰落越强;
- ③ 当多普勒频移从 0.1 Hz 变化为 4 Hz 时,比较图 6 和图 7 发现,CFrSK 调制的误码率性能曲线变化不大,充分表明 CFrSK 调制具有良好的抵抗时间选择性衰落的特性。

根据上述结论,并兼顾抗短波信道中的窄带干扰能力,数据率的选择,需要与带宽或多径分辨率、脉冲压缩比之间折中考虑。本文选用数据率为 82 bit/s 的 CFrSK 作为 BPM 系统的数据调制。当然最佳数据率的选取有待在实际工程中进一步验证。

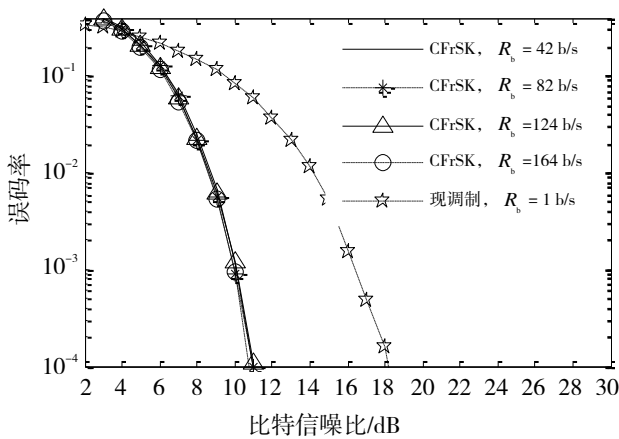


图 5 高斯信道下的误码率性能

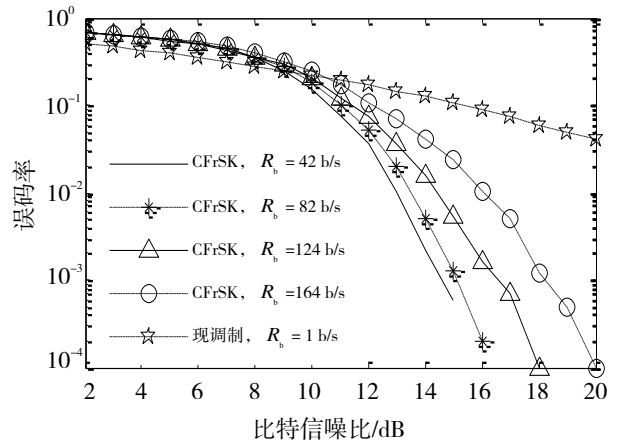


图 6 多普勒频移为 0.1 Hz 的时变信道下误码率性能

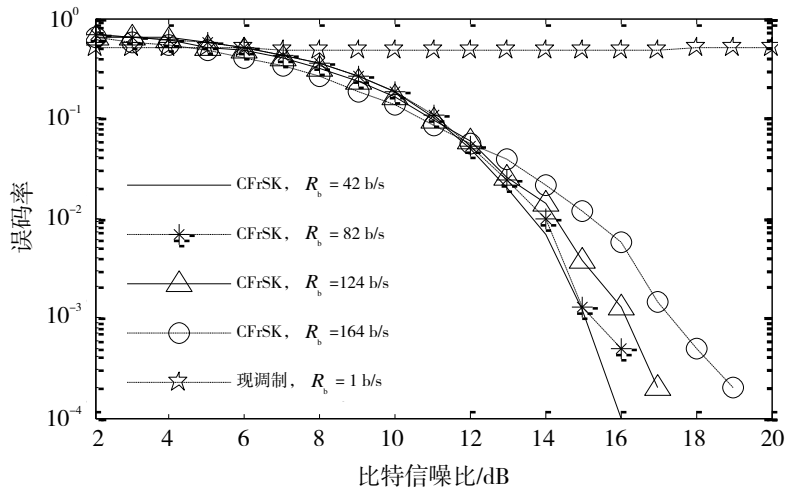


图 7 多普勒频移为 4 Hz 的时变信道下误码率性能

6 结语

针对 BPM 短波授时系统存在无法提供可靠数据服务的缺陷,本文研究了基于 Chirp 信号的数据调制方法,该方法为 BPM 短波授时系统实现数据广播业务提供理论依据,对推动短时授时技术的发展具有积极意义。首先根据现有体制信号格式,提出了一种兼容性设计方案,然后提出了 Chirp 中心频率键控与 Chirp-rate 键控进行级联作为 BPM 的数据调制方法。此外,为了验证本文提出的调制方法的性能,提

出了一种低复杂度解调方案, 该方案可使用 FFT 实现基于 Chirp-Fourier 变换的快速解调。本文提出的调制方法可将数据率从原 1 b/s 提升到 82 b/s, 在传输等量信息情况下, 可显著降低信号受信道干扰的风险, 同时还具有 18 dB 的抗干扰增益和 172 μ s 的多径分辨率。仿真结果表明, 本文提出的调制方法在高斯信道误码率性能、时变多径信道误码率性能均明显优于现有数据调制。基于本文的研究, 可为我国 BPM 短波授时系统的后续技术升级改造提供理论参考。

参考文献:

- [1] 宁百齐, 吴振华, 李钧. 电离层信道的时变特性对短波授时的影响[J]. 电波科学学报, 1994, 9(2): 78-84.
- [2] 姚富强, 刘忠英, 赵杭生. 短波电磁环境问题研究—对认知无线电等通信技术再认识[J]. 中国电子科学研究院学报, 2015, 10(2): 156-161, 178.
- [3] 蒙智谋. BPM 短波时码授时发播技术方案[J]. 时间频率学报, 2014, 37(3): 145-150.
- [4] 袁江斌, 华宇, 李实锋, 等. OFDM 技术在 BPM 短波数据调制中的应用探讨[J]. 时间频率学报, 2019, 42(2): 169-175.
- [5] 王红卫, 范翔宇, 陈游, 等. 基于 GST-Hough 变换的 LFM 信号识别方法[J]. 系统工程与电子技术, 2016, 38(10): 2228-2234.
- [6] WINKLEY M R. Chirp signals for communications[C] // Proceedings of IEEE WESCON Conference, Piscataway, NJ, USA: IEEE, 1962: 14-17.
- [7] 肇启明, 张钦宇, 张乃通. 多进制 chirp-rate 键控调制及分数傅里叶变换法解调[J]. 通信学报, 2010, 31(6): 1-6.
- [8] SARNI Y, SADOON R, BELOUCHRANT A. On the application of chirp modulation in spread spectrum communication systems[C] // Proceedings of the Sixth International Symposium on Signal Processing and its Applications. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2001: 501-504.
- [9] SHEN H, MACHINENI S, GUPTA C, et al. Time-varying multi-chirp ate modulation for multiple access systems[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2004, 11(5): 497-500.
- [10] 郭俊杰, 禹健, 席小霞. 基于 Chirp 组合信号调制的多址技术[J]. 科学技术与工程, 2015, 15(34): 205-209.
- [11] 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.
- [12] 宁百齐, 李钧. BPM 时号传播时延的连续观测与研究[J]. 地球物理学报, 1988, 31(4): 375-382.
- [13] 王亚军, 张玉, 解明祥. 短波电离层反射信道模型的建立与仿真[J]. 电波科学学报, 2004, 19(3): 357-361.
- [14] 何轶喆, 周世东. 一种对抗强单音干扰的短波 OFDM 信道均衡机制[J]. 科学技术与工程, 2013, 13(4): 898-902, 907.
- [15] 夏斌, 黄河, 瞿卫忠. 短波电离层信道的 Watterson 模型仿真性能分析[J]. 系统仿真学报, 2009, 21(S2): 207-210.