

基于多符号检测的连续相位频移键控信号定时同步方法

刘田^① 马松^{*①} 袁田^① 邵士海^②

^①(中国电子科技集团公司第十研究所 成都 610036)

^②(电子科技大学通信抗干扰技术国家级重点实验室 成都 611731)

摘要: 连续相位频移键控(CPFASK)作为遥测体制标准被广泛采纳。多符号检测(MSD)技术能够降低CPFASK信号的解调门限,这要求CPFASK定时同步方法能够在更低的信噪比条件下正常工作。针对现有的CPFASK定时同步方法在低信噪比下同步困难的问题,该文提出一种基于MSD的CPFASK定时同步方法,且适应可变符号速率CPFASK信号接收。数值仿真结果表明,在 E_b/N_0 为0 dB,符号速率为2 Mbps的情况下,该方法的误比特率性能比传统单符号间隔似然检测同步方法提高2 dB;与MSD迟早门时延同步方法性能相近,但消耗的硬件资源不及后者的40%。原理样机实测结果验证了数值仿真和资源评估的正确性。

关键词: 定时同步; 连续相位频移键控; 多符号检测; 可变速率

中图分类号: TN91

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)11-2720-08

DOI: 10.11999/JEIT180060

Timing Synchronization Method for Continuous Phase Frequency Shift Keying Signal Based on Multi-symbol Detection

LIU Tian^① MA Song^① YUAN Tian^① SHAO Shihai^②

^①(The 10th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation (CETC),
Chengdu 610036, China)

^②(National Key Laboratory of Communication, University of Electronic Science and
Technology of China, Chengdu 611731, China)

Abstract: Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFASK) is widely adopted as a standard by the telemetry community. The Multi-Symbol Detection (MSD) technique can increase channel gain for the CPFASK telemetry system. Therefore, the timing synchronization method for CPFASK signal needs to adapt to the scenario with lower SNR. According to existing timing synchronization methods' poor performance in low SNR, a novel timing synchronization method for CPFASK signal based on MSD is proposed, which is suitable for variable rate. The simulation results show that, when E_b/N_0 is 0 dB and symbol rate is 2 Mbps, the proposed method achieves 2 dB more channel gain than the single symbol likelihood decision method, and has similar performance to the early-late gate code synchronization method with reduced hardware resource by 60%. Finally, the validity of the numerical simulation and resource evaluation is verified by principle prototype realization.

Key words: Timing synchronization; Continuous Phase Frequency Shift Keying (CPFASK); Multi-Symbol Detection (MSD); Variable-rate

1 引言

随着航天技术的发展,世界各国在航天领域的竞争日趋激烈,航天测控通信系统是执行航天活动的重要支撑和保障,其安全性越来越受到重视^[1]。连续相位频移键控(Continuous Phase Frequency Shift Keying, CPFASK)属于连续相位调制(Continuous

Phase Modulation, CPM)的特例,其信号包络恒定、相位连续,具有很强的抗多径衰落和相位干扰的能力^[2],被国际遥测体制标准广泛采纳^[3,4]。

传统的CPM信号采用差分鉴频的方式进行解调,存在较大的“门限效应”,随着数据传输速率和作用距离的不断提高,解调性能不能满足要求。为了提升解调性能,文献^[5,6]运用多符号检测(Multi-Symbol Detection, MSD)技术进行CPFASK信号的解调,利用CPFASK波形的记忆特性和最大

似然序列检测算法，在误码率为 10^{-4} 时能够获得约3 dB的解调增益。

MSD技术能够获得解调增益是以精确的定时同步为前提的。为了保证MSD的解调性能，基于MSD的CPFSK接收机需要一种在低信噪比下仍然能够获得精确定时同步的方法。同时，遥测系统中目标信号的符号速率是连续可变的，基于MSD的CPFSK定时同步方法需要适应连续可变符号速率的CPFSK信号。

CPFSK信号的定时同步信息包含在调频信号中，常用的定时同步方法包括全数字锁相环法、过零检测寻找同步点法^[7]等，这一类方法需要依赖鉴频结果，不适用于MSD解调方式。适用于MSD解调方式的定时同步方法有基于MSD的迟开门时延同步方法^[8]、基于单符号间隔似然检测的同步方法^[9]等。基于MSD的迟开门时延同步方法需要对超前和滞后两路信号做MSD计算，复杂度高，不利于硬件实现。基于单符号间隔似然检测的同步方法利用本地‘1’和‘0’似然检测序列分别对接收信号进行检测，复杂度低；然而，该方法没有考虑接收的CPFSK符号的不确定性，在低信噪比下的同步性能不能满足MSD解调的要求。

针对以上问题，本文提出了一种基于MSD的CPFSK定时同步方法。该方法针对符号速率连续可变的CPFSK信号，借助MSD解调模块的判决结果，取调制信号的共轭信号作为反馈信号，通过超前滞后似然检测获得定时误差，采用延迟锁定环结构对码多普勒频移进行跟踪，实现复杂度低，能够在低信噪比下获得精确的CPFSK信号定时同步。

本文后续内容安排如下：第2节介绍CPFSK信号模型；第3节详细说明本文提出的CPFSK定时同步方法；第4节对本文提出的方法进行性能仿真；第5节利用样机对性能仿真结果进行验证，第6节是本文结论。

2 信号模型

CPFSK基带信号可以表示为

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} e^{j\phi(t, \mathbf{a})} \quad (1)$$

式中， E 为每个符号的能量； T 表示符号周期； $\phi(t, \mathbf{a})$ 反映的是信号相位的变化，在 $kT \leq t \leq (k+1)T$ 范围内表示为

$$\begin{aligned} \phi(t, \mathbf{a}) &= \pi h \sum_{i=-\infty}^{k-1} a_i + 2\pi h a_k q(t - kT) \\ &= \theta_0 + 2\pi h a_k q(t - kT) \end{aligned} \quad (2)$$

式中， h 表示调制指数， $\mathbf{a} = \{a_i, i = 1, 2, \dots\}$ 为传输的二进制数据序列， $a_i = \pm 1$ ， θ_0 表示初始相位， $q(t)$ 表示为

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t < 0 \\ t/(2T), & 0 \leq t \leq T \\ 1/2, & t > T \end{cases} \quad (3)$$

对于接收端，假设存在相偏 φ 和符号定时误差 τ ，用 $n(t)$ 表示经过AWGN信道时所加的噪声，其双边功率谱密度为 $N_0/2$ ，接收端的信号可以表示为：

$$r(t) = \sqrt{2E/T} e^{j\varphi} e^{j\phi(t-\tau, \mathbf{a})} + n(t) \quad (4)$$

MSD的基本思想是接收端在收到一个符号信息时，并不立即进行判决，而是利用CPFSK信号相位连续变化的特点，观察前后多个符号，提高对该符号的判决准确度。采用该方法不需要对信号载波相位进行跟踪就可使CPFSK信号达到与BPSK信号相当的解调性能^[10-12]。

3 基于MSD的CPFSK定时同步方法

3.1 系统框图

采用MSD进行CPFSK解调的非相干接收机模型如图1所示，基于MSD的CPFSK定时同步方法可通过如下4个步骤实现：

步骤1 任意比重采样。把CPFSK信号的采样速率降低为符号速率的整数倍；

步骤2 MSD判决反馈。利用MSD单元的解调结果，得到反馈信号 $s_{re}(t)$ ；

步骤3 超前滞后似然检测获得符号定时误差。反馈信号分别对CPFSK信号的超前和滞后支路进行似然检测，通过码环鉴别器获得符号定时误差 $\hat{\delta}$ ；

步骤4 基于延迟锁定环结构进行时延校正。

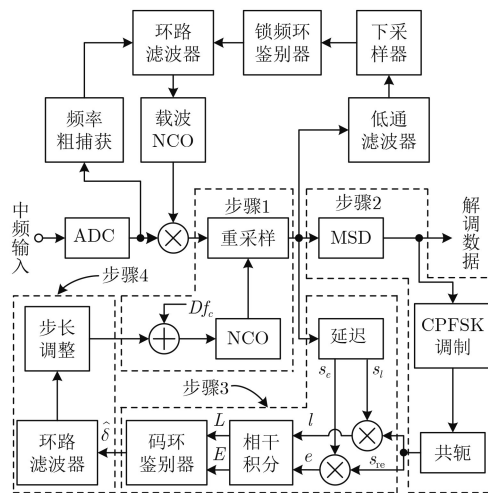


图1 非相干接收机模型

3.2 任意比重采样

在对接收信号进行MSD之前, 需要将采样率转换为符号速率 f_c 的整数倍(倍数用 D 表示), 为了适应符号速率连续可变的CPFSK信号, 本文提出的方法利用任意比重采样模块实现任意倍采样率转换, 包括以下步骤:

首先, 选择足够大的AD采样时钟 f_s , 使 f_s 大于系统需要适应的最大符号速率的 D 倍, 把采样率变换问题简化为降采样率的问题; 然后, 对数控晶振(Numerically-Controlled Oscillator, NCO)输出脉冲信号进行处理, 产生出频率等于需要达到的采样率的使能信号; 最后, 利用重采样单元在使能信号的驱动下, 对输入信号进行“积分-采样-清零”处理, 实现任意比重采样。

NCO通过相位累加器实现, 在累加相位从负角度到正角度翻转的时刻输出脉冲, 能够产生频率范围为 $[0, f_s/2]$ 的脉冲信号。NCO输出信号的频率 f_o 与相位控制字 Δ 的关系为

$$f_o = \begin{cases} \Delta, & \Delta \in [0, f_s/2] \\ f_s - \Delta, & \Delta \in (f_s/2, f_s] \end{cases} \quad (5)$$

重采样单元在使能信号有效时对积分结果进行采样, 得到输出信号, 使能信号的频率决定了输出信号的数据速率。而符号速率的 D 倍有可能大于 $f_s/2$, 超出了NCO的工作范围。为了获得满足要求的使能信号, 本文对NCO的输出脉冲信号进行处理。当 $\Delta \in [0, f_s/2]$ 时, 直接利用NCO得到频率为 Δ 的信号。当 $\Delta \in (f_s/2, f_s]$ 时, NCO输出频率为 $(f_s - \Delta)$ 的信号 a ; 然后, 在系统时钟下, 对信号 a 的每个采样点做取反操作, 1变为0, 0变为1, 得到频率为 Δ 的信号。

重采样单元在使能信号的控制下完成“积分-采样-清零”的过程, 结构如图2所示。即在一个积分周期内对输入信号进行积分, 然后利用使能信号对积分结果进行采样, 得到输出信号, 接着按照使能信号对积分结果进行清零操作, 再重复这个过程, 达到降采样率的目的。

NCO的相位控制字由码环滤波结果和固定相位增量 Df_c 相加得到。在环路趋于稳定之后, 固定

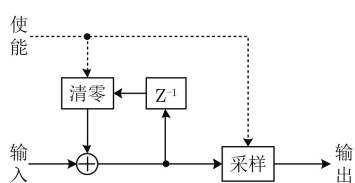


图2 重采样结构示意图

相位增量刚好使重采样输出信号的数据速率等于符号速率 f_c 的 D 倍, 即每个CPFSK符号周期内包含 D 个数据, 有利于MSD单元对其进行解调。

3.3 MSD判决反馈

现有的基于单符号间隔似然检测同步方法利用本地似然检测序列对接收信号进行检测, 分别获得超前支路和滞后支路的检测结果, 再进行定时误差检测。由于对接收信号的符号是未知的, 所以一个支路需要分别利用‘1’对应的本地序列和‘0’对应的本地序列与接收信号进行符号周期长度的相关运算, 再对两路相关运算结果进行处理, 得到一路似然检测结果。这种情况下, 鉴相曲线会随着接收信号的不同符号组合而改变, 在低信噪比下, 该方法无法获得精确的相位误差估计。

为了解决这个问题, 本文首先对接收信号进行判决, 然后根据判决结果获得唯一的似然检测序列, 再对接收信号进行误差检测。已知接收机在完成定时同步后, 会利用MSD单元对信号进行解调。为了节省资源, 并充分利用MSD解调的优势, 本文直接利用MSD单元的解调结果产生反馈信号 s_{re} (图1步骤2)。MSD单元对信号 $r(t)$ 进行解调, 得到符号 a_k 。反馈信号单元先对符号 a_k 取反, 然后对取反后的符号进行CPFSK调制, 得到反馈信号 $s_{re}(t)$, 表示为

$$s_{re}(t) = \exp(j\theta'_0 - 2\pi j h a_k q(t - kT)), \quad kT \leq t \leq (k+1)T \quad (6)$$

其中, θ'_0 表示符号 a_k 对应的反馈信号的初始相位。

3.4 超前滞后似然检测进行定时误差检测

当CPFSK信号 $r(t)$ 的相位与反馈信号的相位相差时间 δ ($\delta < 0$ 表示CPFSK信号比反馈信号超前, $\delta > 0$ 表示CPFSK信号比反馈信号滞后)时, 暂不考虑前后符号的影响, 对于符号 $a_k(kT \leq t \leq (k+1)T)$, 两者的似然检测结果为

$$s_{ml} = \begin{cases} \left| \int_{t=kT}^{(k+1)T-\delta} r(t) s_{re}(t) dt \right|, & \delta \geq 0 \\ \left| \int_{t=kT-\delta}^{(k+1)T} r(t) s_{re}(t) dt \right|, & \delta < 0 \end{cases} \quad (7)$$

CPFSK信号与反馈信号相位对齐时, $\delta = 0$, 似然检测结果出现最大值, 可以此来判断CPFSK信号与反馈信号的相位关系。

由于缺乏可比性, 仅对一路CPFSK信号做似然检测很难判断是否达到最大值。鉴于此, 这里复制出3路CPFSK信号分别做似然检测。3路信号分别为超前支路、即时支路和滞后支路。一个符号对

应的即时支路的相位与该符号对应的反馈信号的相位对齐，超前支路的相位比即时支路的相位超前 d 个符号周期，滞后支路的相位比即时支路的相位落后 d 个符号周期， d 为数字相关器间距，这里设为0.5。

多路似然检测结果将送入码环鉴别器进行误差检测。本文采用非相干超前减滞后功率法的码环鉴别器，只需要超前支路和滞后支路的似然检测结果(图1步骤3)。码环鉴别器先后对两路相关结果进行功率计算、长度为 N_{nc} 的非相干积分和误差检测，分别用 $E(n)$ 和 $L(n)$ 表示超前支路和滞后支路对应的非相干积分结果，估算出的相位误差信号 $\hat{\delta}$ 表示为

$$\hat{\delta} = \frac{1}{2} \frac{\sum_{n=1}^{N_{nc}} E(n)^2 - \sum_{n=1}^{N_{nc}} L(n)^2}{\sum_{n=1}^{N_{nc}} E(n)^2 + \sum_{n=1}^{N_{nc}} L(n)^2} T \quad (8)$$

一个符号的鉴相结果不仅由实际的相位偏差决定，还与当前符号的初始相位以及前后符号有关，所以各个符号对应的鉴相曲线在保持趋势一致的情况下略有不同。为了提高鉴相准确度，可以采用非相干积分对多个符号的鉴相结果进行平滑，抵消噪声带来的抖动。

3.5 基于延迟锁定环结构进行时延校正

在获得相位误差信号后，可以直接用相位误差信号对NCO的相位控制字进行调整，改变NCO输出信号的频率，从而对信号时延进行校正。但是输入信号不可避免地存在噪声干扰，所以直接用码环鉴别器获得的相位误差对NCO进行控制会使接收信号产生严重的相位抖动，因此这里首先将相位误差信号送入环路滤波器，然后再利用环路滤波器的输出对NCO的相位控制字进行调整。环路滤波器不仅可以过滤掉相位误差信号中的高频噪声，减小抖动，同时还可一定程度上避免瞬时噪声造成环路失锁。

在环路处于捕获状态时，环路步长过小意味着过慢的调整速度，不仅会导致捕获时间过长，在信号相位变化较快时，还会导致无法真正锁定。在环路处于跟踪状态时，过大的步长意味着过低的跟踪精度，无法正确刻画信号相位的变化情况，难以达到锁定条件。为了适应信号相位不同的变化速度，并尽可能地提高跟踪精度，本文利用步长调整模块，对环路滤波器输出信号进行检测统计，根据不同情况，在环路滤波器输出信号上乘以不同系数，从而对步长进行调整(图1步骤4)。在环路处于捕获状态时，适量加大步长，从而缩短捕获时间；在环路处于跟踪状态时，适量减小步长，从而提高跟踪精度。

4 性能仿真

本节利用MATLAB对基于MSD的CPFSK定时同步方法的性能进行仿真，包括两部分：第1部分对本文方法的似然检测性能、相位误差鉴别性能、收敛速度、定时同步精度以及对可变速率的适应能力等进行分析，第2部分对本文方法、现有的基于MSD的迟开门时延同步方法^[8]和基于单符号间隔似然检测的同步方法^[9]进行定时同步精度和对应非相干接收机解调性能的比较。参考遥测体制标准^[3]及MSD相关论文^[6]，在不特别说明的情况下，仿真默认选择遥测系统常用参数，部分参数如表1所示。

表1 参数列表

参数名称	参数取值
信号体制	CPFSK
符号速率 f_c	2 Mbps
调制指数 h	0.7
符号速率倍数 D	8
MSD观察符号数目	5

4.1 本文方法同步性能分析

首先对本文提出的基于MSD的CPFSK定时同步方法的似然检测性能进行仿真。非相干接收机忽略了CPFSK接收信号的初始相位，由于CPFSK信号的相位连续特性，当相邻的两个符号相同时，两个符号周期内的相位按照相同趋势变化，这种情况会降低利用本地单个符号序列对两个符号周期内的接收信号进行似然检测的定时同步正确概率。考虑调制符号符合随机序列特性的情况，有50%的情况相邻两个符号是相同的，为了减弱相邻符号相同对定时同步正确概率的影响，基于MSD的CPFSK定时同步方法对似然检测结果先后进行相干积分和非相干积分。在断开环路滤波器输出信号对NCO的反馈的情况下，对基于MSD的CPFSK定时同步方法进行开环仿真，得到无噪声条件下经过积分后的归一化似然检测曲线，如图3所示。可以看出，本文算法在0相位差时获得最大似然检测结果，并且似然检测曲线在0相位差的两侧快速下降，说明该方法具有良好的似然检测性能。

利用开环对基于MSD的CPFSK定时同步方法的相位误差鉴别性能进行仿真，图4给出了不同噪声环境下的相位误差鉴别曲线，横轴为相位误差的准确值，纵轴为码环鉴别器输出的多个符号的相位误差估计值的平均值，符号周期归一化为1，仿真参数见表1。由图可见，鉴别器具有良好的鉴别特性，在 E_b/N_0 等于3 dB时，基于MSD的CPFSK定

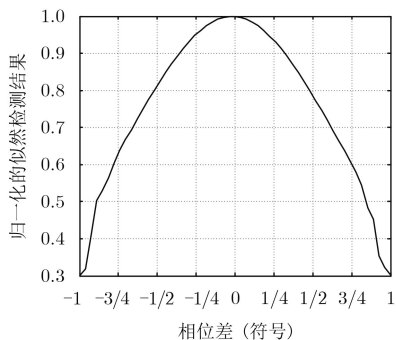


图3 似然检测仿真曲线

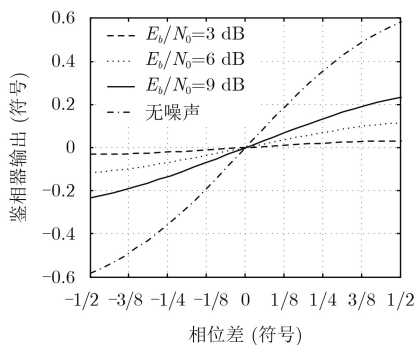


图4 相位误差鉴别曲线

时同步方法仍然可以根据超前、滞后两个支路的鉴别器输出的相位误差估计值,对接收信号的相位向正确的方向进行调整,逐渐趋于0相位差。

恢复环路滤波器输出信号对NCO的反馈,利用闭环对基于MSD的CPFSK定时同步方法的收敛速度进行仿真,图5给出了相位误差为半个符号周期时,不同噪声环境下的定时误差曲线,其它参数见表1,横轴为仿真的符号数目,纵轴为定时同步环路中的环路滤波器输出,单位为符号。从图中可以看出,不同噪声环境下的定时误差曲线都能够收敛到准确值附近,并且 E_b/N_0 越高,收敛速度越快,收敛后的抖动越小,说明本文所提出的CPFSK定时同步方法在低 E_b/N_0 环境下是可行的。

为了验证基于MSD的CPFSK定时同步方法对可变速率的适应能力,利用闭环对不同符号速率下的性能进行仿真,符号速率分别设为100 kbps, 2 Mbps和10 Mbps,其它参数见表1,得到的定时误差方差曲线如图6所示,横轴为 E_b/N_0 ,纵轴为归一化的定时误差方差。可以看出,一方面,不同符号速率获得的定时误差方差非常接近,说明本文提出的CPFSK定时同步方法能够适应可变符号速率信号接收;另一方面,100 kbps符号速率获得的定时误差方差最大,这是因为符号速率越低,需要更低的环路滤波带宽来保证定时估计精度,而仿真中采用了相同的环路滤波带宽,所以符号速率越低,定

时误差方差越大。

图7给出了不同符号速率下,采用基于MSD的CPFSK定时同步方法的MSD解调误码率(BER)曲线。仿真中的符号速率分别为100 kbps, 2 Mbps和10 Mbps,其它参数见表1。从图中可以看出,一方面,不同符号速率获得的误码率性能非常接近,说明本文提出的CPFSK定时同步方法能够适应可变符号速率信号接收;另一方面,越低的符号速率,需要更低的环路滤波带宽来保证定时估计精度,在相同的环路滤波带宽下,100 kbps符号速率获得的误码率性能比其它符号速率差。

4.2 不同方法同步性能比较

下面对现有的基于MSD的迟早门时延同步方法^[8]、基于单符号间隔似然检测的同步方法^[9]和本文提出的基于MSD的CPFSK定时同步方法进行仿

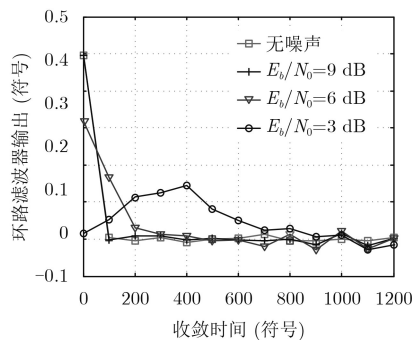


图5 定时误差曲线

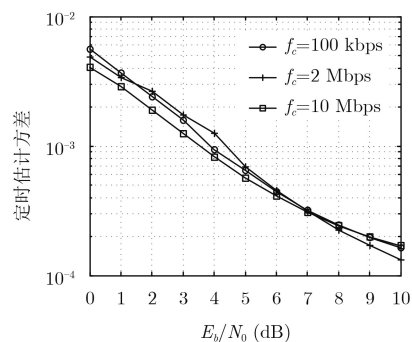


图6 不同符号速率获得的定时误差方差

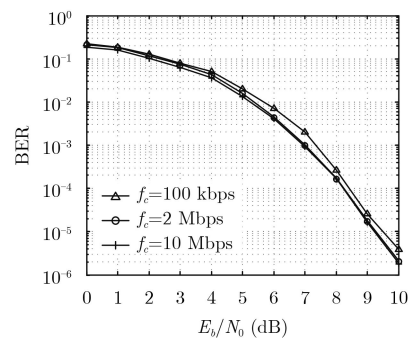


图7 不同符号速率下的BER曲线

真对比。仿真参数见表1, 得到的定时误差方差曲线和MSD解调误码率(BER)曲线分别如图8和图9所示。

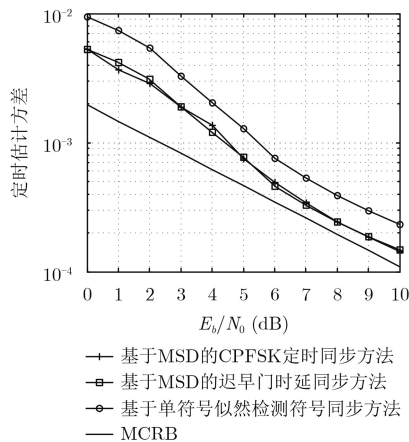


图8 不同定时恢复方法的定时误差方差

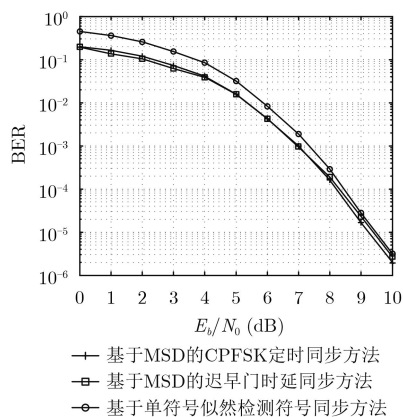


图9 采用不同定时恢复方法的MSD解调BER曲线

从图8可以看出, 随着 E_b/N_0 的增加, 3种方法的定时误差方差越来越小。基于MSD的CPFSK定时同步方法和基于MSD的迟早门时延同步方法可以根据环路状态进行步长调整, 对应的定时误差方差比基于单符号间隔似然检测的同步方法更小。图中给出了CPFSK定时同步方法的修正克拉美罗界(Modified Cramer-Rao Bound, MCRB)^[13-15], 可以看出, 本文提出的CPFSK定时同步方法的定时误差方差与MCRB接近。

从图9可以看出, 基于MSD的CPFSK定时同步方法与基于MSD的迟早门时延同步方法的性能相近; 在 $E_b/N_0=0$ 时, 基于MSD的CPFSK定时同步方法获得的解调性能比基于单符号间隔似然检测的同步方法提高了约2 dB, 说明基于MSD的CPFSK定时同步方法在低信噪比下仍然可以获得良好的同步性能。

5 样机验证

为了对基于MSD的CPFSK定时同步方法的性能做进一步验证, 本文研制了一台CPFSK信号调制解调的原理样机。样机采用2U机箱, 包含一块主板和两块分别集成了FPGA和DSP芯片的板卡。两块板卡分别作为发射端和接收端, 发射端产生CPFSK调制信号, 接收端根据图1所示的非相干接收机模型, 采用基于MSD的CPFSK定时同步方法对接收信号完成定时同步, 利用MSD单元进行信号解调。主板上运行基带监控软件, 对发射端和接收端的参数进行控制, 并对发射端的调制符号和接收端的解调符号进行对比统计, 可以得到CPFSK信号接收解调的BER。

样机按照表1所示的参数进行实现, 符号速率为2 Mbps, 调制指数为0.7, 中频频率为70 MHz。接收端系统时钟频率为108 MHz, AD输入12位数据, 定时同步环路中的本地似然检测波形位宽为8, 相关器间距 d 为0.5, 相关积分长度为5, 非相干积分长度 N_{nc} 为4。下面对硬件资源占用情况及2 Mbps符号速率下的BER情况进行统计。

MSD的观察符号数目为5, 需要对32种符号组合进行似然检测计算, 涉及到大量乘法运算。为了节省硬件资源, 基于MSD的CPFSK定时同步方法与解调模块共用MSD单元, 显著降低硬件资源占用率。基于MSD的迟早门时延同步方法^[8]由于需要对早、迟两路信号分别进行MSD计算, 需要2个MSD单元, 并且不能与解调模块复用, 从而占有大量的硬件资源。基于MSD的CPFSK定时同步方法和基于MSD的迟早门时延同步方法分别占用的硬件资源列于表2。可以看出, 基于MSD的CPFSK定时同步方法比基于MSD的迟早门时延同步方法节省了60%以上的硬件资源。

发射端产生的CPFSK信号经过可调信号衰减器后与噪声源产生的AWGN噪声叠加, 然后送入接收端, 为减少其它因素对接收机解调性能的影响, 这里没有对接收端接收信号引入频偏。利用加载在主板的监控软件对不同 E_b/N_0 条件下的BER性能进行统计, 2 Mbps符号速率下的测试结果如图10所示。可以看出, 样机的测试结果与理论的BER值保持着相同的趋势, 在 E_b/N_0 较低时, 实测性能比理论性能低约1 dB, 在 E_b/N_0 较高时, 实测性能比理论性能低约0.3 dB, 这属于硬件实现过程带来的性能损失的正常范围内, 足以说明本文提出的基于MSD的CPFSK定时同步方法能够在 $E_b/N_0=0\sim 10$ dB

表2 硬件资源占用情况

硬件资源	基于MSD的迟早门时延同步	基于MSD的CPFSK定时同步方法	节省资源(%)
查找表	33236	4648	86.02
寄存器	27700	4217	84.78
RAM (bit)	30480	11904	60.94
9×9 DSP单元	424	42	90.09

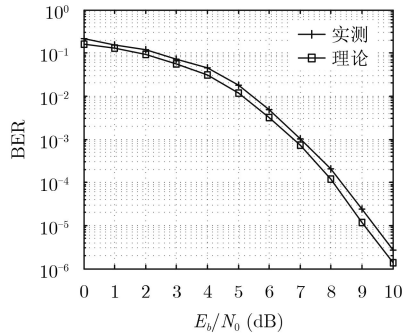


图10 样机实测与理论的BER性能

的范围内获得精确的定时同步，满足MSD解调的定时同步需求。

6 结论

本文针对现有的CPFSK信号定时同步方法在低信噪比下同步困难的问题，提出了一种基于MSD的CPFSK定时同步方法。该方法针对符号速率连续可变的CPFSK信号，利用MSD解调的有利条件，通过超前滞后似然检测获得定时误差，采用延迟锁定环结构对码多普勒进行跟踪。实现结果表明，该方法实现复杂度低，能够在低信噪比下实现精确的定时同步，确保MSD技术获得信道增益，提升系统性能，具有很强的工程意义。

参考文献

- [1] 廉昕, 王元钦, 侯孝民, 等. 一种脉冲超宽带测控信号捕获方法[J]. 电子与信息学报, 2017, 39(8): 2000–2006. doi: [10.11999/JEIT161213](https://doi.org/10.11999/JEIT161213).
LIAN Xin, WANG Yuanqin, HOU Xiaomin, et al. Acquisition scheme for impulse radio UWB TTC signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2017, 39(8): 2000–2006. doi: [10.11999/JEIT161213](https://doi.org/10.11999/JEIT161213).
- [2] 钟凯, 彭华, 葛临东. 基于FABA-SISO的时变频率选择性衰落信道CPM信号盲均衡[J]. 电子与信息学报, 2015, 37(11): 2672–2677. doi: [10.11999/JEIT150026](https://doi.org/10.11999/JEIT150026).
ZHONG Kai, PENG Hua, and GE Lindong. Blind equalization based on FABA-SISO for continuous phase modulation signals over time-varying frequency-selective fading channels[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2015, 37(11): 2672–2677. doi: [10.11999/JEIT150026](https://doi.org/10.11999/JEIT150026).
- [3] Range Commanders Council Telemetry Group. IRIG Standard 106-15 telemetry standards[S]. 2015.
- [4] LEE Sangrae and RA Sungwoong. Variable cutoff frequency pre-modulation filter for PCM/FM transmission system[J]. *IEICE Transactions on Communication*, 2008, E91-B: 1387–1396.
- [5] 闫冬, 孙晓峰, 孙大元. MSD与TPC技术调频遥测方法研究[J]. 无线电工程, 2016, 46(4): 79–82. doi: [10.3969/j.issn.1003-3106.2016.04.20](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-3106.2016.04.20).
YAN Dong, SUN Xiaofeng, and SUN Dayuan. Research on PCM-FM technology based on MSD and TPC[J]. *Radio Engineering*, 2016, 46(4): 79–82. doi: [10.3969/j.issn.1003-3106.2016.04.20](https://doi.org/10.3969/j.issn.1003-3106.2016.04.20).
- [6] LIU Ying, ZHENG Haixin, ZHAO Renliang, et al. Design and evaluation of multi-GPU enabled multiple symbol detection algorithm[J]. *The Journal of Supercomputing*, 2016, 72(6): 2111–2131.
- [7] 赵楠. 统一扩频测控系统中关键技术研究[D]. [博士学位论文], 哈尔滨工业大学, 2011.
ZHAO Nan. Research on key techniques in unified spread spectrum TT&C system[D]. [Ph.D. dissertation], Harbin Institute of Technology, 2011.
- [8] 付刚, 侯孝民, 郑海昕, 等. 一种基于MSD的同步方法[J]. 无线电工程, 2012, 42(11): 26–28.
FU Gang, HOU Xiaomin, ZHENG Haixin, et al. A synchronization method based on MSD frequency[J]. *Radio Engineering*, 2012, 42(11): 26–28.
- [9] 骆希. 基于最大似然算法的CPM信号符号同步和解调[D]. [硕士学位论文], 电子科技大学, 2009.
LUO Xi. A based on the maximum likelihood algorithm of symbol synchronization and demodulation of CPM signal[D]. [Master dissertation], University of Electronic Science and Technology of China, 2009.
- [10] 党小宇, 刘兆彤, 李宝龙, 等. 物理层网络编码中连续相位调制信号的非相干多符号检测[J]. 电子与信息学报, 2016, 38(4): 877–884. doi: [10.11999/JEIT150671](https://doi.org/10.11999/JEIT150671).
DANG Xiaoyu, LIU Zhaotong, LI Baolong, et al. Noncoherent multiple symbol detection for continuous phase modulation in physical-layer network coding[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(4): 877–884. doi: [10.11999/JEIT150671](https://doi.org/10.11999/JEIT150671).

- [11] WU Zhilu, ZHAO Nan, LI Shuying, *et al.* A novel PCM/FM multi-symbol detection algorithm for FPGA implementation[J]. *Information Technology Journal*, 2009, 8(4): 583–588.
- [12] 谢顺钦, 钟声, 范靖, 等. 大动态PCM/FM信号的载波频率同步[J]. 电讯技术, 2017, 57(3): 276–281. doi: [10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.005).
XIE Shunqin, ZHONG Sheng, FAN Jing, *et al.* Carrier frequency synchronization for large dynamic PCM/FM signals[J]. *Telecommunication Engineering*, 2017, 57(3): 276–281. doi: [10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.005](https://doi.org/10.3969/j.issn.1001-893x.2017.03.005).
- [13] XIE Xu and XU Zhengguang. Comparison of feedforward synchronization schemes for full-response CPM signals[J]. *IEEE Access*, 2017, 5: 27376–27383. doi: [10.1109/ACCESS.2017.2777005](https://doi.org/10.1109/ACCESS.2017.2777005).
- [14] HOSSEINI E and PERRINS E. The Cramer-Rao bound for training sequence design for burst-mode CPM[J]. *IEEE Transactions on Communication*, 2013, 61(6): 2396–2407. doi: [10.1109/TCOMM.2013.042313.120426](https://doi.org/10.1109/TCOMM.2013.042313.120426).
- [15] DONG Yingying, LI Fuqin, and XU Zhengguang. Simple timing recovery algorithm for binary CPFSK based on phase unwrapping[J]. *Electronic letters*, 2014, 50(23): 1755–1757. doi: [10.1049/el.2014.0845](https://doi.org/10.1049/el.2014.0845).
- 刘 田: 男, 1981年生, 高级工程师, 主要研究方向为空间通信与导航.
- 马 松: 男, 1990年生, 工程师, 主要研究方向为测控通信.
- 袁 田: 男, 1989年生, 工程师, 主要研究方向为网络与卫星应用.
- 邵士海: 男, 1980年生, 教授, 主要研究方向为无线与移动通信.