

一种新的 CPM 信号载波同步算法

韩立峰, 尚耀波, 张东伟

(空军工程大学空管领航学院, 西安, 710051)

摘要 针对连续相位调制(CPM)信号载波同步中存在的估计精度低、信噪比适应能力弱以及计算复杂度高等问题,提出了一种基于数据辅助的 CPM 信号载波同步算法。首先分析建立了预编码 CPM 调制同步系统的数学模型,并据此推导了信号相位估计值的对数似然函数;然后利用后验概率均值实现对载波同步参数的精确估计,同时对算法的相偏估计精度和频偏估计范围进行了理论分析;最后利用蒙特卡罗仿真实验验证了所提算法的有效性。理论分析和仿真结果表明:新算法对 CPM 信号载波同步精度高,信噪比适应能力强,且能够适用于大频偏环境,同时在计算量上相比 EM 算法具有一定优势。

关键词 连续相位调制;载波同步;判决反馈;预编码

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2018.01.009

中图分类号 TN911.3 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2018)01-0048-06

A Novel Carrier Synchronization Algorithm for CPM Signals

HAN Lifeng, SHANG Yaobo, ZHANG Dongwei

(School of Air Traffic Control and Navigation, Air Force Engineering University Xi'an 710051, China)

Abstract: Aimed at the problems that the performance is poor, the adaptability of SNR is weak, and the high computation is complex in the carrier synchronization for the CPM signal, a novel carrier synchronization algorithm based on the code assist is proposed in this paper. Firstly, a synchronization system model with CPM modulated signals is established, and in view of the above the log likelihood function of the carrier phase is deduced. Then, the parameter estimation and carrier synchronization are realized through utilizing the mean value of the posterior probability. And the estimation precision and the estimation range of phase offset are analyzed in theory. Finally, the effectiveness of the proposed algorithm is verified by the Monte-Carlo simulation. The theory analysis and simulation results show that the new algorithm is good in performance in carrier synchronization of CPM signals and the adaptability of SNR, and suitable for the circumstances of large frequency offset or phase offset. Simultaneously, the algorithm is superior to the EM algorithm in the computational complexity.

Key words: continuous phase modulation; carrier synchronization; decision feedback; pre-encoding

连续相位调制(Continuous Phase Modulation, CPM)是一种包络恒定的高效调制技术,具有相位

连续、频谱利用率高,抗非线性能力强等一系列优良性能,在宽带高速通信系统中具有很好的应用前

收稿日期: 2017-06-05

基金项目: 国家自然科学基金(61472443;61703427)

作者简介: 韩立峰(1980—),男,河北辛集人,讲师,主要从事通信信号处理研究。E-mail:50990820@qq.com

引用格式: 韩立峰,尚耀波,张东伟.一种新的 CPM 信号载波同步算法[J].空军工程大学学报(自然科学版),2018,19(1):48-53. HAN Lifeng, SHANG Yaobo, ZHANG Dongwei. A Novel Carrier Synchronization Algorithm for CPM Signals[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19(1): 48-53.

景^[1-2]。但是,CPM 信号在接收过程中(尤其是低信噪比环境下)存在载波同步困难的问题,极大限制了此类信号在实际系统中的应用推广^[2-3]。对 CPM 信号载波同步研究一直是通信信号处理领域的热点和难点问题。现有算法可分为非数据辅助和数据辅助两大类:非数据辅助算法^[4-12]不需了解码信息码元,但同步精度随信噪比的降低而急剧恶化,很难实现有效同步^[4];数据辅助同步算法^[13-20]因在低信噪比条件下具有优越性能而得到迅速发展,其基本思想是利用已知报头或者是判决反馈输出的软信息辅助同步参数的估计^[2]。文献[5]针对传统 CPM 形式,提出一种对全响应及部分响应 CPM 信号均具适用性的联合定时-相位估计算法,但该算法基于非线性运算,工程实现困难。文献[6]提出了一种基于 Laurent 分解的非数据辅助同步算法,能有效降低同步复杂度,但同步精度较低,且仅适用于 MSK 信号,应用范围有限。文献[7]提出了一种基于最大似然的联合相位和定时同步算法,其定时估计取得了接近理论限的估计精度,但相位估计性能欠佳。文献[8]提出一种基于非线性变换的载波同步算法,但仅能适用于调制指数为 1/4 的情况。文献[9]提出了卫星通信中 SOQPSK 信号载波同步算法,未涉及其他 CPM 信号。文献[10~11]提出了基于最大似然原理的反馈结构载波同步算法,但该方法噪声适应能力较差。文献[12]针对全响应 CPM 信号提出一种 2P-POWER 相位估计算法,但对不同调制指数信号的性能差异较大。文献[13~14]在迭代译码结构中嵌入相位估计与补偿,利用迭代过程中的外信息获得接近理想的相位估计,但不适用于存在残留频偏的情况。文献[15]针对频偏变化的情况提出一种基于插值的频偏和频率斜升联合估计算法。文献[16]定义了基于软信息的评价函数,并用搜索的方法估计频偏,但文献[15~16]所提方法计算复杂度较高,且延时较大,故实用性差。文献[17~18]提出了基于导频联合编码辅助载波同步算法,该算法具有较高的相位估计精度和较大的频偏估计范围,在一定导频长度下可逼近理想同步,但需占用额外的系统带宽,不适用于带宽受限的系统。文献[19~20]提出了基于短前导序列的定时、载波频率、相位联合估计算法,但适用条件受限。

综上所述可知,现有的 CPM 载波同步方法鲜有能同时适用于多种 CPM 信号类型,且估计性能优良,易于实现的有效方法。因此,寻求适用范围广,估计性能优良,计算复杂度低的 CPM 载波同步方法具有重要理论意义和现实应用价值。本文首先分析建立预编码 CPM 调制信号同步系统的数学模

型;然后基于码辅助同步的思想提出一种新的载波同步算法,利用最大似然算法估计相偏,进而实现信号频偏估计及校正;最后给出频偏估计精度和估计范围。

1 系统模型与问题描述

本文给出的算法和仿真都是基于图 1 所示的系统模型。信号发送时初始位置插入导频信号,导频信号与数据信号一样采用二进制预编码正交调制方式实现 CPM 调制,通过改变成型滤波器使调制波形为恒包络信号。调制信号表示为^[21]:

$$s(t) = \sqrt{E_c} [I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t], \quad kT < t < (k+1)T \quad (1)$$

式中: f_0 为中频载波频率; T_b 为数据周期; $I(t) = a_{2k} g_I(t)$, $Q(t) = a_{2k+1} g_Q(t)$,其中 $g_I(t) = |\cos \pi t / T_b|$, $g_Q(t) = |\sin \pi t / T_b|$ 为成型脉冲; a_{2k} 和 a_{2k+1} 分别为同相和正交信源数据流,且 a_{2k+1} 比 a_{2k} 滞后 $T_b/2$ 。

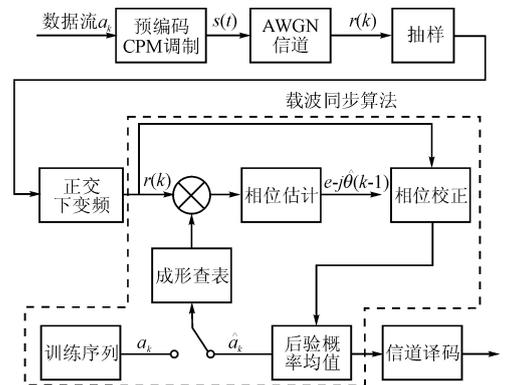


图 1 预编码 CPM 调制解调系统框图

Fig. 1 Block diagram of precoding CPM modulation and demodulation system

假设系统具有理想信号增益、符号定时同步,且码间干扰可忽略,则接收机经过数字化采样后,信号可表示为:

$$s(k) = a_{2k} \left| \cos \frac{\pi k T_s}{T_b} \right| \cos [2\pi f_0 k T_s + \theta(k)] - a_{2k+1} \left| \sin \frac{\pi k T_s}{T_b} \right| \cos [2\pi f_0 k T_s + \theta(k)] \quad (2)$$

式中: $s(k)$ 为归一化的预编码 CPM 调制信号; T_s 为采样周期; $\theta(k)$ 是未知的载波相偏,由于残余频偏的影响该相偏具有随时间变化的特性,CPM 信号载波同步就需要对其进行估计并补偿。假定信道为加性高斯白噪声(Additive White Gaussian Noise, AWGN)信道,其双边功率谱密度为 $N_0/2$,通过正交下变频可以得到信号的低通等效模型,写成复数形式为:

$$r(k) = d(k)e^{j\theta(k)} + n(k) \quad (3)$$

式中: $d(k) = a_{2k} \left| \cos \pi k \frac{T_s}{T_b} \right| - j a_{2k+1} \left| \sin \pi k \frac{T_s}{T_b} \right|$, $n(k)$ 是信道引入的零均值高斯白噪声, 方差为 $N_0/2$ 。

2 CPM 信号载波同步算法

对位同步后的 CPM 信号进行降采样抽取, 抽样周期 $T_s = T_b/2$, 即每个码元采样 2 个点, 采样后的数据表示为:

$$I(k) = a_I(k) \left| \cos \frac{\pi}{2} k \right| \cos \theta(k) + a_Q(k) \left| \sin \frac{\pi}{2} k \right| \sin \theta(k) \quad (4)$$

$$Q(k) = a_I(k) \left| \cos \frac{\pi}{2} k \right| \sin \theta(k) - a_Q(k) \left| \sin \frac{\pi}{2} k \right| \cos \theta(k) \quad (5)$$

式中: $a_I(k) = a_{2k}$, $a_Q(k) = a_{2k+1}$ 分别代表 I、Q 2 路调制数据; $\theta(k)$ 为第 k 个码元对应的相位差。注意到 $a_I(2k-1) = a_I(2k)$, $a_Q(2k) = a_Q(2k+1)$, 并且当 k 为奇数时 $\left| \cos \frac{\pi}{2} k \right| = 0$, $\left| \sin \frac{\pi}{2} k \right| = 1$, 当 k 为偶数时 $\left| \cos \frac{\pi}{2} k \right| = 1$, $\left| \sin \frac{\pi}{2} k \right| = 0$, 因此将 2 路采样抽取信号进行串并变换写成复数形式并考虑噪声的影响, 可得:

$$R_{\text{odd}}(k) = a_Q(2k-1)e^{j\theta(2k-1)} + n(k) \quad (6)$$

$$R_{\text{even}}(k) = a_I(2k)e^{j\theta(2k)} + n(k) \quad (7)$$

式中: $k = 1, 2, \dots$ 。由式(6)、(7)可知, 通过同步抽样和串并变换将预编码 CPM 信号分解为 2 路 BPSK 调制, 这样显著降低了预编码 CPM 调制过程的计算复杂度。根据最大似然估计原理, 相位估计的对数似然函数为^[22]:

$$\lambda(R_{\text{odd}}/\theta(2k-1)) = \ln \sum_{i=\pm 1} P_i^{2k-1} \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \text{Re} [R_{\text{odd}}(k) A_{2k-1} e^{-j\hat{\theta}(2k-1)}] \right\} \quad (8)$$

$$\lambda(R_{\text{even}}/\theta(2k)) = \ln \sum_{i=\pm 1} P_i^{2k} \exp \left\{ \frac{1}{N_0} \text{Re} [R_{\text{even}}(k) A_{2k} e^{-j\hat{\theta}(2k)}] \right\} \quad (9)$$

式中: $R_{\text{odd}}(k)$ 和 $R_{\text{even}}(k)$ 为接收信号; 后验概率 $P_i^{2k-1} = P_r \{ \hat{a}_Q(2k-1) = A_{2k-1} | R_{\text{odd}} \}$, $P_i^{2k} = P_r \{ \hat{a}_I(2k) = A_{2k} | R_{\text{even}} \}$, A_k 是任意一个可能的发送数据值, 在二进制条件下, $A_k \in \{1, -1\}$ 。为降低系统的复杂度, 根据等价无穷小原理, 式(8)和式(9)可化简为:

$$\lambda(R_{\text{odd}}/\theta(2k-1)) = \text{Re} \{ R_{\text{odd}}(k) \hat{a}(2k-1) e^{-j\hat{\theta}(2k-1)} \} \quad (10)$$

$$\lambda(R_{\text{even}}/\theta(2k)) = \text{Re} \{ R_{\text{even}}(k) \hat{a}(2k) e^{-j\hat{\theta}(2k)} \} \quad (11)$$

式中: $\hat{a}(2k-1) = \sum_{i=\pm 1} P_i^{2k-1} A_{2k-1}$, $\hat{a}(2k) = \sum_{i=\pm 1} P_i^{2k} A_{2k}$ 。此系数即为信号 $R(k)$ 的后验概率条件下平均值。根据式(10)和式(11), 相偏估计值为:

$$\hat{\theta}(2k-1) = \arg \max \lambda [R_{\text{odd}}/\theta(2k-1)] \quad (12)$$

$$\hat{\theta}(2k) = \arg \max \lambda [R_{\text{even}}/\theta(2k)] \quad (13)$$

式(12)、(13)是在不知道发送信息先验知识的情况下根据最大似然准则进行估计, 如果在发送端先发送一段训练序列, 则接收机可以用先验知识来估计相偏, 当利用训练序列完成初始校正后, 由于 θ 的缓变特性, 可以采用迭代的方法实现对接收符号的近似去相偏处理, 即 $\hat{R}(k) = R(k) e^{-j\hat{\theta}(k-1)}$, 不失一般性, 以偶路信号为例推导后验概率。定义对数似然比 $\Lambda(2k)$ 为:

$$\Lambda(2k) = \ln(P_1^{2k}/P^{2k-1}) = \ln \frac{P \{ a_I(2k) = 1 | \hat{R}_{\text{even}}(2k) \}}{P \{ a_I(2k) = -1 | \hat{R}_{\text{even}}(2k) \}} \quad (14)$$

根据后验概率准则与最大似然准则的等价原理, 假设发送的数据是先验等概的式(14)可化简为:

$$\Lambda(2k) = \ln \frac{p \{ \hat{R}_{\text{even}}(2k) | a_I(2k) = 1 \}}{p \{ \hat{R}_{\text{even}}(2k) | a_I(2k) = -1 \}} = \frac{2\hat{R}_{\text{even}}(2k)/\sigma^2}{2\hat{R}_{\text{even}}(2k)/\sigma^2} \quad (15)$$

对于二进制转移信道, 由于 $P_1^{2k} + P^{2k-1} = 1$, 所以有:

$$P \{ a_I(2k) = 1 | \hat{R}_{\text{even}} \} = \frac{\exp[\Lambda(2k)]}{1 + \exp[\Lambda(2k)]} \quad (16)$$

根据式(15)和(16)可得后验概率均值:

$$\hat{a}(2k) = \frac{\exp[\Lambda(2k)] - 1}{\exp[\Lambda(2k)] + 1} = \frac{\exp[2\hat{R}_{\text{even}}(2k)/\sigma^2] - 1}{\exp[2\hat{R}_{\text{even}}(2k)/\sigma^2] + 1} \quad (17)$$

同理, 对于奇路信号也可得到相同表达式:

$$\hat{a}(2k-1) = \frac{\exp[\Lambda(2k-1)] - 1}{\exp[\Lambda(2k-1)] + 1} = \frac{\exp[2\hat{R}_{\text{odd}}(2k-1)/\sigma^2] - 1}{\exp[2\hat{R}_{\text{odd}}(2k-1)/\sigma^2] + 1} \quad (18)$$

至此, 完成了对于最大似然估计中关于后验概率均值的推导。由于在残余频偏条件下, 相位是缓慢变化的, 故可以假设在一定的时间内, 该相位值近似不变。为提高抗噪声能力, 可采取多点平均的方式。假设待解调数据长度为 N , 可以将其分成 l 个长度为 M 的小段信号, 其中 $N = Ml$, 在 M 个码元长度内, 相位保持基本恒定不变。在训练序列阶段, 根据式(10)、(11), 相位估计值为:

$$\hat{\theta}_{\text{odd}}(l) = \frac{1}{M} \sum_{k=(l-1)M+1}^{lM} \hat{\theta}(2k-1) = \arg \left\{ \frac{1}{M} \sum_{k=(l-1)M+1}^{lM} \text{Re} [R_{\text{odd}}(k) a_Q(2k-1)] \right\} \quad (19)$$

$$\hat{\theta}_{\text{even}}(l) = \frac{1}{M} \sum_{k=(l-1)M+1}^{lM} \hat{\theta}(2k) =$$

$$\arg\left\{\frac{1}{M}\sum_{k=(l-1)M+1}^M \operatorname{Re}[R_{\text{odd}}(k)a_l(2k)]\right\} \quad (20)$$

在判决反馈阶段,用判决估计的后验概率平均值代替真实信源数据,则式(20)变为:

$$\hat{\theta}_{\text{odd}}(l) = \arg\left\{\frac{1}{M}\sum_{k=(l-1)M+1}^M \operatorname{Re}[R_{\text{odd}}(k)\hat{a}_Q(2k-1)]\right\} \quad (21)$$

$$\hat{\theta}_{\text{even}}(l) = \arg\left\{\frac{1}{M}\sum_{k=(l-1)M+1}^M \operatorname{Re}[R_{\text{odd}}(k)\hat{a}_I(2k)]\right\} \quad (22)$$

式中: \hat{a}_Q, \hat{a}_I 分别为接收数据的后验概率平均值。

该算法中,运算量由式(18)~(22)产生。在训练阶段只需要计算式(19)、(20),式中 a_I, a_Q 为已知数据,所以乘法运算、加法运算与求和样本点 M 线性关系;在判决反馈阶段,式(21)、(22)与式(19)、(20)的运算量相同,但需计算后验概率平均值;在实现时 $\hat{R}(k)$ 值的计算只需要一次乘法,式(18)可以通过进行查表运算得到,而相偏估计中求辅角运算也可以通过查表得到,因此与文献[4]的 EM 算法、以及文献[6]的导频联合编码辅助算法相比,运算量有明显降低。

下面分析求和时间 $T_0 = MT_s$ 内,相偏的估计范围,假设 $\theta(k) = 2\pi\Delta f k T_s + \theta_0$,其中 Δf 为频偏值, θ_0 为初始相偏,则在求和时间 T_0 内,相位变化为 $\Delta\theta = 2\pi\Delta f M T_s$ 。该算法用前一段数据的相位去校正后一段数据,因此在有频偏的情况下会引入一个校正残余相偏。根据文献[1]可知,对于 CPM 信号,当相偏低于 5° 时,在工程上解调误码率影响不大,故校正后残余相偏应小于 5° ,所以根据式(21)、(22)可得 $|3\Delta\theta/2| < 5^\circ$,则相偏在求和时间内变化的范围为 $(-\pi/54, \pi/54)$,另外由于 $T_s = T_b/2$,因此可以推出求和时间与频偏值的边界条件,如式(23)所示:

$$\Delta f T_b M \in \left(-\frac{1}{54}, \frac{1}{54}\right) \quad (23)$$

由式(23)可知,求和时间与频偏值成反比,根据统计原理,求和时间与抗噪声能力成正比。因此 M 值得选择需要根据频偏估计范围和抗噪声能力进行综合考虑。

3 仿真实验与分析

基于图 1 所示的系统模型,对论文所提算法性能进行仿真验证,采用均方根误差衡量算法相偏估计性能。作为对比给出相偏估计的克拉美罗界^[23](Modified Cramer-Rao Bound, MCRB)为 $\text{MCRB}(\theta_0) = 1/(2M \text{SNR})$ 。系统各参数为:采用二进制预编码 CPM 调制方式,发送训练序列选用码长 32 位的 M 序列,符号周期 $T_b = 200 \text{ ns}$,采样周期 $T_s =$

$T_c/2 = 100 \text{ ns}$;频偏值 $\Delta f = 10 \text{ kHz}$,初始相偏 $\theta_0 \in [-\pi, \pi]$ 服从均匀分布,则归一化频偏为 $\Delta f T_b = 2 \times 10^{-3}$,代入式(23),可得 $M \leq 9$ 。仿真中分别设 $M = 8$ 和 $M = 4$ 。信噪比 $0 \text{ dB} \leq \text{SNR} \leq 10 \text{ dB}$,进行 10 000 次 Monte Carlo 模拟仿真实验。

图 2 为 $M = 8$ 和 $M = 4$ 时相位估计值的均方误差曲线,由图可见,本文提出的基于判决反馈载波同步算法能有效降低相位估计的误差,随着信噪比升高,数据判决的准确度增强,相位估计根均方差小;当 $M = 8, E_b/N_0 \geq 2 \text{ dB}$ 时,估计性能接近理想的 MCRB;当 $M = 4, E_b/N_0 \geq 5 \text{ dB}$ 时,估计性能接近理想的 MCRB。

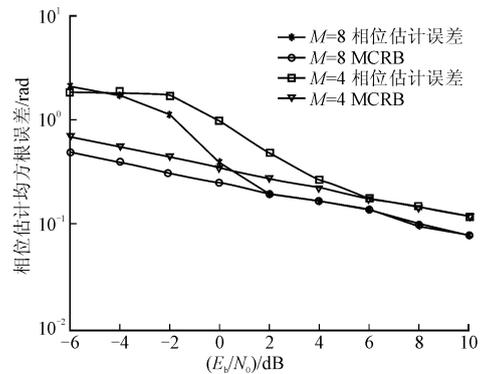


图 2 相位估计均方根误差曲线

Fig. 2 Root mean square error curve figure of phase estimation

重置参数令 $-28 \times 10^{-3} \leq \Delta f T_b \leq 28 \times 10^{-3}$,在 $M = 8$ 和 $M = 4, E_b/N_0 = 6 \text{ dB}$ 其它条件不变的情况下,经 10 000 次 Monte Carlo 模拟,测试相偏估计精度,结果见图 3。从图 3 可以看出,在系统相位估计精度稳定的情况下,当估计精度接近 MCRB 时, $M = 4$ 比 $M = 8$ 频偏估计范围大,但估计精度较低,与第 3 节的理论分析结论一致。

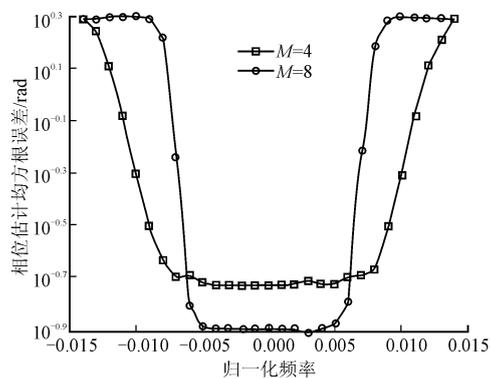


图 3 不同频偏条件下相位估计均方根误差曲线

Fig. 3 Root mean square error curve of phase estimation under different frequency offset

图 4 给出了本文算法与文献[4]的 EM 算法、文

献[6]的导频联合编码辅助算法的比较结果。仿真中设参数归一化频偏为 $\Delta f T_b = 2 \times 10^{-3}$, 初始相偏 $\theta_0 \in [-\pi, \pi]$ 服从均匀分布, 计算相位估计的均方误差。从图4可以看到, 本文算法与EM算法、导频联合编码辅助算法性能相当, 但本文算法的直观度和复杂度很明显地优于其他2种算法, 并且新算法更易于实现。其它参数保持不变, 改变归一化频率 $\Delta f T_b$, 图5给出存在频偏条件下的该载波同步算法的误比特率性能曲线, 从图5中可以看出当 $\Delta f T_b = 5 \times 10^{-3}$ 时, 性能恶化约2 dB, 当 $\Delta f T_b = 3 \times 10^{-3}$ 时, 性能恶化约0.5 dB, 而当 $\Delta f T_b < 10^{-3}$ 时, 系统的误比特率性能接近理想同步条件下的CPM解调性能。该结果说明本文提出的算法在一定频偏范围内能够有效实现系统的载波同步和相干解调。

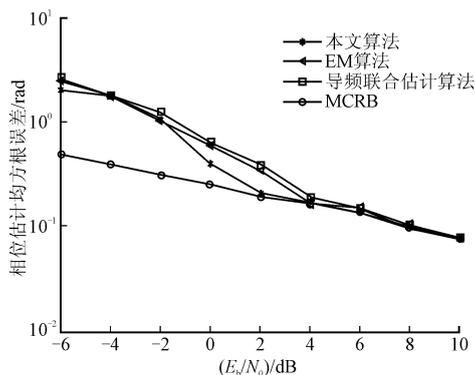


图4 不同算法相位估计性能对比

Fig. 4 Performance comparison of different figure algorithms for phase estimation

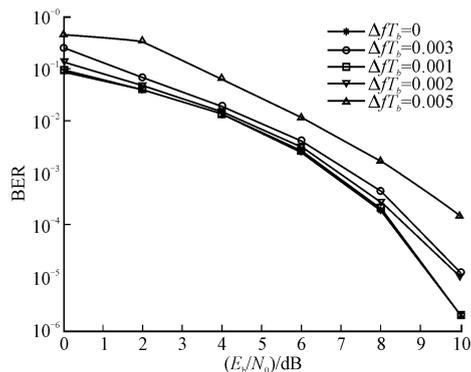


图5 不同频偏条件下系统误码率曲线

Fig. 5 System error rate curve under different frequency offset

同时, 图2、图4和图5也表明本文提出的算法在不同信噪比下具备优异的同步性能。如图2所示, 当信噪比 $E_b/N_0 \geq 2$ dB时, 在 $M=8$ 的相位估计误差接近相偏估计的克拉美罗界。图4示出了本文算法与EM算法、导频联合编码辅助算法对不同信噪比的适应能力, 从中可以看出当 $E_b/N_0 < 0$ dB时3种算法性能相当, 但随着信噪比的提升, 本文所

提算法能够更快地收敛至相偏估计的克拉美罗界, 比EM算法、导频联合编码辅助算法具有更好的信噪比适应能力。

4 结语

本文提出了一种在预编码CPM调制波形下基于判决反馈的载波同步算法。首先建立二进制预编码CPM调制载波同步算法模型, 将二进制预编码CPM波形分解为相互独立的2路正交信号波形, 简化运算复杂度, 然后利于最大似然算法通过估计并补偿载波相偏实现信号的载波同步。仿真结果显示, 该估计算法的性能良好, 相比于EM算法、导频联合编码辅助算法, 在较大载波偏移范围内, 频偏和相偏估计精度性能相当, 但运算复杂度有明显改善。该算法还可以根据待估信号的频偏值大小相应的选择求和时间参数 M , 实现简单灵活, 具有较强的适用性。

参考文献(References):

- [1] ANDERSON J B, AULIN T. Digital Phase Modulation [M]. New York: Plenum Press, 1986: 83-102.
- [2] 黄晓. 连续相位调制系统接收机关键技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2016.
HUANG X. Research on the Key Technoques of the Receiver in the Continuous Phase Modulation System [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2016. (in Chinese)
- [3] 钟凯, 彭华, 葛临东. 基于PAM分解的高阶部分响应CPM信号盲定时同步算法 [J]. 电子学报, 2015, 43(11): 2255-2262.
ZHONG K, PENG H, GE L D. Blind Timing Synchronization Algorithm Based on PAM Decomposition for M-ary Partial-Response CPM Signals [J]. Acta Electronica Sinica, 2015, 43 (11): 2255-2262. (in Chinese)
- [4] MESSAI M, COLAVOLPE G, AMIS K, et al. Robust Detection of Binary CPMs with Unknown Modulation Index [J]. IEEE Communication Letters, 2015, 19(3): 339-342.
- [5] MORELLI M, MENGALI U, VITETTA G M. Joint Phase and Timing Recovery with CPM Signals [J]. IEEE Trans on Communications, 1997, 45(7): 867-876.
- [6] BOSE S. Reduced-Complexity Joint Frequency, Timing and Phase Recovery for PAM Based CPM Receivers [D]. Lawrence, Kansas, USA: The University of Kansas, 2009.

- [7] D'AMICO A A. Feedforward Joint Clock and Phase Estimation Schemes for SOQPSK-type Signals [J]. *IEEE Wireless Communications Letters*, 2013, 2(6): 679-682.
- [8] YU Z J, ZHAO M J, LIU L F. Joint Frequency and Timing Recovery for Pulse Shaped 4-CPFSK with $h=0.25$ [C]// *Vehicular Technology Conference 2004*. Los Angeles, CA:IEEE, 2004:1400338.
- [9] FAN T, WANG X, ZHENG B. A Novel Carrier Synchronization Method for SOQPSK Signal in Satellite Communication [C]// *2014 International Conference on Information and Communications Technologies*. Nanjing: IET, 2014: 0644.
- [10] D'ANDREA A N, GINESI A, MENGALI U. Digital Carrier Frequency Estimation for Multilevel CPM Signals [C]// *IEEE International Conference on Communication Gateway to Globalization*. Seattle: IEEE, 1995: 1041-1045.
- [11] D'ANDREA A N, GINESI A, MENGALI U. Frequency Detectors for CPM Signals [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1995, 43 (234): 1828-1837.
- [12] GUDOVSKIY D A, CHU L, LEE S. A Novel Non-data-Aided Synchronization Algorithm for MSK-Type-Modulated Signals [J]. *IEEE Communication Letters*, 2015, 19(9): 1552-1555.
- [13] LOTTICI V, LUISE M. Embedding Carrier Phase Recovery into Iterative Decoding of Turbo Coded Linear Modulations [J]. *IEEE Trans on Communications*, 2004, 52(4): 661-669.
- [14] ZHANG L, ALISTER B. Iterative Carrier Phase Recovery Suited to Turbo Code Systems [J]. *IEEE Trans on Wireless Communications*, 2005, 3(6): 2267-2276.
- [15] 蒋伟, 乐天. 基于插值的多普勒频偏和频率斜升联合估计算法 [J]. *电子与信息学报*, 2013, 35(1): 166-171.
- JIANG W, LE T. Joint Estimation of Doppler Frequency Shift and Doppler Frequency Rate Based on Interpolation [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(1): 166-171. (in Chinese)
- [16] GODTMANN S, HADASCHIK N, STEINERT W, et al. A Concept for Data-Aided Carrier Frequency Estimation at Low Signal-to-Noise Ratios [C]// *IEEE International Conference on Communications*. Beijing, China:IEEE, 2008: 463-467.
- [17] 史治平, 唐发建, 晏辉. 极低信噪比下的导频联合编码辅助载波同步算法 [J]. *电子与信息学报*, 2011, 33(10): 2506-2510.
- SHI Z P, TANG F J, YAN H. Joint Assisted Carrier Synchronization Algorithm by Pilot and Code at Extremely Low SNR [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2011, 33(11): 2506-2510. (in Chinese)
- [18] 袁兆凯, 隋天宇, 李宇. 水声扩频通信中多普勒估计与补偿算法研究 [J]. *电子与信息学报*, 2012, 34(1): 51-56.
- YUAN Z K, SUI T Y, LI Y. The Estimation and Compensation of Doppler Effect on Underwater Acoustic Spread Spectrum Communication [J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(1): 51-56. (in Chinese)
- [19] HOSSEINI E, PERRINS E. Timing, Carrier and Frame Synchronization of Burst-Mode CPM [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2013, 61(12): 5125-5138.
- [20] ZHAO Q, STUBER G L. Robust Time and Phase Synchronization for Continuous Phase Modulation [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2006, 54(10): 1857-1869.
- [21] 程云鹏, 周琦, 张哲. 一种基于预编码的 CPM 正交扩频系统 [J]. *解放军理工大学学报(自然科学版)*, 2012, 13(5): 480-483.
- CHENG Y P, ZHOU Q, ZHANG Z. Pre-Encoded CPM Orthogonal Spread Spectrum System [J]. *Journal of PLA University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2012, 13(5): 480-483. (in Chinese)
- [22] 赵旦峰, 周相超, 钱晋希, 等. 残留频偏下 LDPC+MSK 系统码辅助载波同步算法 [J]. *系统工程与电子技术*, 2012, 34(9): 1900-1905.
- ZHAO D F, ZHOU X C, QIAN J X, et al. Code-Aided Carrier Synchronization for LDPC-MSK Systems in Presence of Residual Frequency Offset [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(9): 1900-1905. (in Chinese)
- [23] POLLOK A, McKILLIAM R. Modified Cramer-Rao Bounds for Continuous-Phase Modulated Signals [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2014, 62(5): 1681-1690.

(编辑: 徐楠楠)