

基于数据辅助的 CPM 信号捕获与频偏估计算法

尚耀波^{1,2} 郭英¹ 韩立峰^{1,2} 彭卫东²

- (1. 空军工程大学信息与导航学院, 西安, 710077;
2. 空军工程大学综合电子信息系统与电子对抗技术研究中心, 西安, 710051)

摘要: 针对连续相位调制(Continuous phase modulation, CPM)信号同步问题, 提出了一种基于给定导频符号的信号捕获和频偏估计算法。首先对由扩频码字组成的导频信号进行复数匹配滤波, 将输出值取模, 通过搜索峰值实现信号捕获。然后根据相关值对应的辅角利用最小二乘法实现频偏和初相估计, 并分析推导了该算法在较低信噪比条件下的频偏估计范围和估计精度。仿真实验结果表明, 频偏估计范围可达 ± 0.25 倍的符号速率, 与传统伪码相关估计频偏算法相比, 该算法估计精度高, 在 SNR 为 3.3 dB 时频偏估计精度接近克拉美罗下界。

关键词: 连续相位调制; 载波同步; 信号捕获; 克拉美罗下界

中图分类号: TN911.3 **文献标志码:** A

Data-aided Algorithm of CPM Signal Acquisition and Frequency Offset Estimation

Shang Yaobo^{1,2}, Guo Ying¹, Han Lifeng^{1,2}, Peng Weidong²

- (1. Information and Navigation College, Air Force Engineering University, Xi'an, 710077, China;
2. Synthetic Electronic Information System and Electronic Countermeasure Technology Research Department, Air Force Engineering University, Xi'an, 710051, China)

Abstract: To solve the continuous phase modulation signal synchronization problem, a signal acquisition and frequency offset estimation algorithm is proposed based on a set of pilot symbols. First, the pilot signal composed of the spread spectrum codeword is complex-matching-filtered, then the output modulus value is obtained. The signal is captured by searching the peak to sync signal. Then the frequency offset and initialization phase are estimated based on the least squares method of argument of correlation results. The range of the frequency offset estimation and the estimation accuracy are deduced in a lower SNR ratio. Simulation results show that the range of the frequency offset estimation is $\pm 0.25R_b$ and the estimated accuracy is close to the Cramer-Rao lower bound when SNR is 3.3 dB.

Key words: continuous phase modulation; carrier synchronization; signal acquisition; Cramer-Rao lower bound

引 言

连续相位调制(Continuous phase modulation, CPM)方式具有包络恒定、频谱利用率高、码间干扰小等性能,特别适合在通信系统中实现宽带高速传输。由于CPM信号的这些优良性能是以高复杂度为代价的,因此CPM调制虽然一直受到人们的关注,但没有广泛实现。另外一个主要原因在于捕获精度和频偏对CPM调制的性能影响较大^[1]。目前,CPM信号同步算法通常有盲估计和数据辅助估计两种方法。盲估计算法利用接收数据判决反馈控制实现信号同步,这种方法受译码影响较大,同步精度较低,可靠性不高,在低信噪比环境下,此问题更突出,因此利用数据辅助估计算法提高信号同步精度和可靠性成为一个值得研究的热点问题^[2-7]。文献[3]论述了在给定导频符号数量和帧长的情况下,插入前导字法能够达到的频偏估计误差的克拉美罗下界(Cramer—Rao lower bound, CRLB)。文献[4]在分析导频符号位置对频偏估计范围影响的基础上,提出了一种新的基于等间隔导频符号的最大似然载波频偏估计方法。导频符号主要采用伪随机码(Pseudo-noise code, PN)码,利用其尖锐的自相关性实现捕获,并利用相关结果的辐角估计载波频偏^[5-7]。以上文献都是基于一般通信系统而进行研究,另外许多学者针对CPM信号特点研究了适用于CPM信号的同步算法。文献[8]提出一种可对全响应及部分响应CPM信号进行联合定时-相位估计算法,但其采用传统的CPM形式,仍然基于非线性运算,工程实现困难。文献[9-12]基于Laurent分解的非数据辅助同步算法,这种方法能有效降低同步的复杂度,但同步的精度较低,并且仅适用于最小频移键控(Minimum shift keying, MSK)类型的信号。文献[13]提出一种基于判决数据的载波相位同步算法,得到的相位标准差曲线逼近CRLB限,但所提算法对同步头调制方式为二进制相位调制(Binary phase shift keying, BPSK),整个数据帧不是严格意义上的恒包络信号。

综上所述可知,设计精度高,复杂度低,适用性强的CPM信号同步算法具有重要意义。本文设计了用伪随机码做同步头的帧格式,其中同步头采用预编码二进制全响应CPM调制方式,数据段为一般的CPM调制,这样既可以利用同步头的特殊性完成同步,又不破坏数据帧的恒包络特性。首先用匹配滤波器对信号进行相关和取模运算,搜索最大相关峰值,实现信号捕获,然后在利用相关结果的辐角估计载波频偏基础上,提出改进的利用最小二乘法实现频偏与初始相位的估计方法,通过性能分析和计算机仿真,给出了频偏估计范围和噪声的影响。仿真结果表明在低信噪比条件下有较高估计精度。该算法运算量小,估计精度较高,特别适合对大频偏突发信号的处理要求。

1 CPM信号传输模型

对于相位连续调制CPM信号有

$$s(t, \alpha) = \sqrt{2E_c/T_c} \exp[j2\pi f_0 t + j\varphi(t, \alpha)] \quad (1)$$

式中: f_0 为载波频率; T_c 为每个码元的周期; E_c 为一个码元周期的能量; $\varphi(t, \alpha)$ 为携带发送信息的相位,其定义如下

$$\varphi(t, \alpha) = 2\pi h \sum_{k=-\infty}^n \alpha_k q(t - kT_c) \quad nT_c \leq t \leq (n+1)T_c \quad (2)$$

式中: h 为CPM的调制指数; α_k 为 M 进制信息符号电平,取值范围为 $\alpha_k \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, (M-1)\}$; α_k 对应于待发送的信息符号 $u_k \in \{1, 3, \dots, M\}$,满足 $\alpha_k = 2u_k - (M-1)$; k 为发送信息序列的标号,代表信息序列的次序; $q(t)$ 为相位响应函数,定义为脉冲函数 $g(t)$ 的积分 $q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau$;调制信号的相位 $\varphi(t, \alpha)$ 为连续函数; $g(t)$ 为调制的频率响应函数,它是一个有限持续时间的函数,定义如下

$$\begin{cases} g(t) \neq 0 & 0 \leq t \leq LT_c \\ g(t) \equiv 0 & \text{其他} \end{cases} \quad (3)$$

式中: L 为正整数,称为关联长度,当 $L=1$,CPM为全响应调制, $L>1$,则为部分响应调制。

以上给出 CPM 调制的一般表达式,数据帧采用这种实现方式,可以根据需要调整相应参数。为了实现对 CPM 信号的相干解调,在信号帧格式中插入同步头,同步头由 L 个长度为 N 的伪随机码构成,正交两路伪码相同,采用二进制全响应预编码正交 CPM 调制方式。这样的帧格式设计既保证信号的恒包络特性,降低对模拟放大电路的设计要求,又保留了同步头的伪随机特性,便于同步。预编码正交调制方式通过调相和成型滤波实现 CPM 调制,通过改变成型滤波器使调制波形为恒包络信号。预编码正交调制信号表示为

$$s(t) = \sqrt{E_c} [I(t) \cos 2\pi f_0 t - Q(t) \sin 2\pi f_0 t] \quad (4)$$

式中: $I(t) = \alpha_{2k} a_1(t) g_I(t)$, $Q(t) = \alpha_{2k+1} a_Q(t) g_Q(t)$ 为基带波形; $g_I(t) = |\cos \pi t / T_c|$; $g_Q(t) = |\sin \pi t / T_c|$ 为成形脉冲; α_k 为信源数据; f_0 为中频载波频率; T_c 为伪码的码片周期; T_b 为数据周期; $a_1(t)$ 与 $a_Q(t)$ 为伪随机码,且 $a_1(t)$ 比 $a_Q(t)$ 滞后 $T_c/2$,式中对于同步头有 $\alpha_{2k} = \alpha_{2k+1}$ 。

2 CPM 波形捕获与载波同步联合估计

CPM 波形捕获与载波同步联合估计算法实现原理如图 1 所示。接收机信息解调采用相干解调方式。中频信号分别乘以相互正交的 I, Q 两路载波对信号进行正交分解,再经过低通滤波后得到基带信号 $y_I(t)$ 与 $y_Q(t)$,正交两路下变频信号分别为

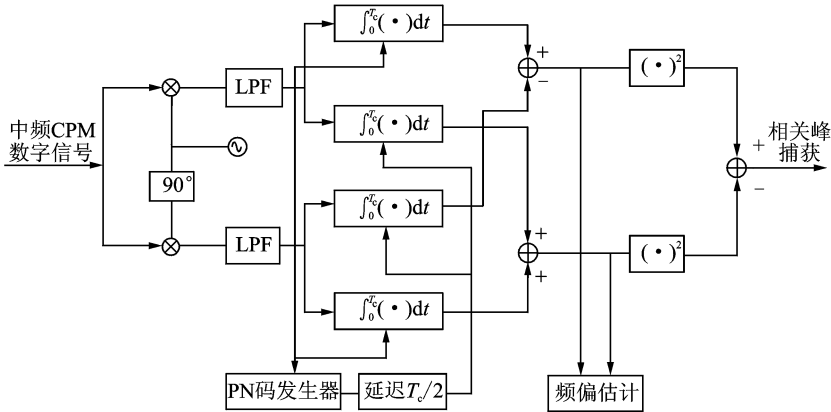


图 1 CPM 信号同步算法实现原理

Fig. 1 CPM signal synchronization algorithm principle block diagram

$$y_I(t) = K_1 [a_1(t) \left| \cos \frac{\pi}{T_c} t \right| \cos(\Delta\omega t + \theta) + a_Q(t) \left| \sin \frac{\pi}{T_c} t \right| \sin(\Delta\omega t + \theta)] \quad (5)$$

$$y_Q(t) = K_1 [a_1(t) \left| \cos \frac{\pi}{T_c} t \right| \sin(\Delta\omega t + \theta) - a_Q(t) \left| \sin \frac{\pi}{T_c} t \right| \cos(\Delta\omega t + \theta)] \quad (6)$$

式中: $\Delta\omega$ 为收发载波频差, θ 为相差, K_1 为常数。基带信号分别与 $a_1(t)$ 和 $a_Q(t)$ 匹配相关、交叉求和、平方相加,输出相关峰。由于 I, Q 两路数据错开半个码片,所以匹配相关后得到四路含频偏和相偏的相关函数,通过交叉求和,得到复相关函数的 I, Q 两路相关信号分别为

$$R_I(\tau) = \int_0^{NT_c} y_I(t) PN(\tau - t) dt - \int_0^{NT_c} y_Q(t) PN(\tau - t - \frac{T_c}{2}) dt \quad (7)$$

$$R_Q(\tau) = \int_0^{NT_c} y_Q(t) PN(\tau - t) dt + \int_0^{NT_c} y_I(t) PN(\tau - t - \frac{T_c}{2}) dt \quad (8)$$

将式(5,6)代入式(7,8),化简得到

$$R_I(\tau) = K_1 R_c(\tau) \cos[\varphi(\tau)] \quad (9)$$

$$R_Q(\tau) = K_1 R_c(\tau) \sin[\varphi(\tau)] \tag{10}$$

$\varphi(\tau)$ 为相关函数相差,平方求和后得到相关函数模值平方

$$y_{\text{out}} = K_1 R_c^2(\tau) \tag{11}$$

因此可以实现信号捕获,如式(12)所示

$$\hat{\tau} = \max K_1 R_c^2(\tau) \tag{12}$$

根据式(9,10),写成复数形式为

$$R(\tau) = R_I(\tau) + jR_Q(\tau) = K_1 R_c(\tau) \exp[j\varphi(\tau)] \tag{13}$$

搜索相关函数最大值,则得到每个时间观察窗口内最大相关峰数学表达式为

$$\max |R(\tau, n)| = \max |K_1 R_c(\tau) e^{j\varphi(\tau)}| = |K_1 R_c(0) e^{j\varphi(\tau)}| \tag{14}$$

则在 t_l 时刻, $\tau=0$ 处,考虑相关峰的辅角得

$$\varphi(\tau=0, t_l) = \arg[R(0, l)] = \arg(K_c e^{j\Delta\omega t_l + \theta}) = \Delta\omega t_l + \theta \tag{15}$$

式中: $K_c = K_1^2 R_c^2$; $\Delta\omega$ 为频偏; θ 为初始相偏。根据帧格式,可以得到一组个数为 L 相关峰的辅角值,每两个相邻的相关峰相位递增 $\Delta\omega(t_{l+1} - t_l)$,但由于辅角范围为 $[-\pi, \pi]$,所以需要将式(15)进行修正,利用单调性使相位在 $(-\infty, \infty)$ 上连续。这样该辅角值包含频偏和初始相偏的信息,从形式上看这组样本点表现为一线性递增直线,令 $t_0=0, x_l = t_l/NT_c, \varphi(\tau=0, t_l) = y_l$,则可以将这些点利用最小二乘法拟合为直线,设曲线的方程为 $y = bx + a$,其中 b, a 为待估参数,则在最小均方误差准则下的最小二乘估计为

$$\bar{a} = \frac{\sum_{l=1}^L y_l \sum_{l=1}^L x_l^2 - \sum_{l=1}^L x_l \sum_{l=1}^L x_l y_l}{L \sum_{l=1}^L x_l^2 - (\sum_{l=1}^L x_l)^2} \tag{16}$$

$$\bar{b} = \frac{L \sum_{l=1}^L x_l y_l - \sum_{l=1}^L x_l \sum_{l=1}^L y_l}{L \sum_{l=1}^L x_l^2 - (\sum_{l=1}^L x_l)^2} \tag{17}$$

式中:由于横坐标 x_l 为采样值,因此 \bar{a} 为归一化频率,实际角频率 $\Delta\omega = \bar{a}/NT_c$ 。这样通过对同步头的相关峰处理,实现信号捕获与频偏值和初始相偏的联合估计。

3 估计精度误差分析

捕获和载波同步精度主要受频偏和噪声两个因素影响。首先分析频偏对算法精度的影响,频偏估计依赖于相关峰捕获,所以频偏的影响主要是对相关峰捕获的影响。根据式(7,8),进行伪码捕获相关运算,写成复数形式得

$$R(\tau) = \int_0^{NT_c} PN_I(\tau - t) a_I(t) \left| \cos \frac{\pi}{T_c} t \right| e^{j(\Delta\omega t + \theta)} dt + \int_0^{NT_c} PN_Q(\tau - t) a_Q(t) \left| \sin \frac{\pi}{T_c} t \right| e^{j(\Delta\omega t + \theta)} dt \tag{18}$$

由于成型脉冲积分最后得到的是一个常数,可以忽略其影响,因此得

$$|R(\tau)|_{\tau=0} = \left| \int_0^{NT_c} PN_I(-t) a_I(t) e^{j(\Delta\omega t + \theta)} dt + \int_0^{NT_c} PN_Q(-t) a_Q(t) e^{-j(\Delta\omega t + \theta)} dt \right| = \frac{4K'}{\Delta\omega} \left| \sin \frac{NT_c}{2} \Delta\omega \cdot e^{j\Delta\omega NT_c/2} \right| = \frac{4K'}{\Delta\omega} \left| \sin \frac{NT_c}{2} \Delta\omega \right| \tag{19}$$

式中: T_c 为伪码周期, N 表示伪码长度,可见相关函数最大值与频偏、伪码周期和伪码长度有关系。该算法相关峰值随频偏值的增大而下降。则最大相关值与归一化频偏 $\Delta f/f_b$ 的关系如图2所示。从图3可以看出,伪码周期一定的条件下,伪码越长,相关峰值越大,但频偏估计范围小。令 $\Delta\omega = 2\pi\Delta f, f_b = 1/NT_c$,分析当 $\Delta f < 1/2NT_c$ 时,如图3所示向量 \mathbf{a} 和向量 \mathbf{d} 按照式(18)其向量和为 \mathbf{e} ,但事实上频偏引

起的向量和应为 f , 这就造成频偏估计的相位模糊, 因此该算法的应用边条件为 $\Delta f < 1/2NT_c$ 。考虑到噪声影响, 可能会在 $\Delta f = 1/2NT_c$ 附近仍然出现相位模糊现象, 当 $NT_c\Delta\omega/2 = \pi\Delta fNT_c < \pi/4$ 时, 即 $\Delta f < 1/4NT_c$ 时, $|R(0)|$ 将衰减到 $1/\sqrt{2}$, 对信号捕获的性能影响较小, 因此在实际应用中 $\Delta f < 1/4NT_c$ 。

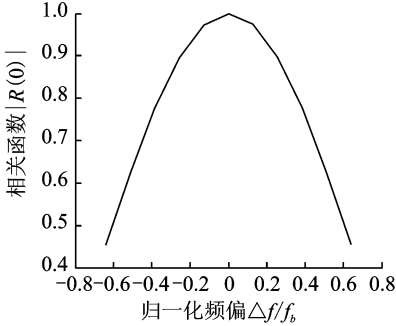


图2 频偏对最大相关值的影响
Fig. 2 Influence of frequency offset of maximum correlation value

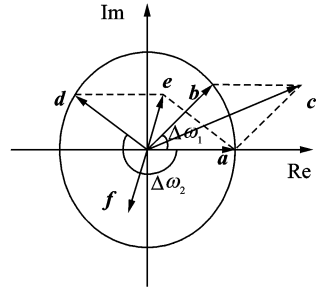


图3 频偏对相关算法的影响向量示意
Fig. 3 Influence of frequency offset of related algorithms vector diagram

在加性白噪声背景下, 观测信号可表示为 $r(t) = s(t) + n(t)$ 。其中 $s(t)$ 为式(1)所表示的纯信号, $n(t)$ 为服从正态分布的高斯白噪声, 其均值为 0, 功率谱密度为 σ^2 。根据相关器对白噪声的响应原理, 相关函数 $R(\tau)$ 也为服从高斯分布 $N(R(\tau), N\sigma^2)$ 的随机变量, 而捕获时, $|R(\tau)|^2$ 则服从符合自由度为 2 的非中心 χ^2 分布, 则带频偏的 $R(\tau)$ 类似于单载波频率估计, 单载波频率估计的克拉美罗界为^[14]

$$\sigma_{\text{CRLB}} = \frac{1}{2\pi NT_c} \sqrt{\frac{6}{L(L^2 - 1)\text{SNR}}} \quad (20)$$

对于无偏估计 $\Delta\hat{f}$, 它的方差一定大于等于克拉美罗限, 本算法中噪声对捕获精度和频偏估计精度影响将通过仿真实验得到。

4 仿真结果

仿真生成带同步头的 CPM 信号, 其中同步头伪码采用 M 序列。信号符号周期为 $T_c = 200$ ns, 进行数字化处理, 采样频率 $f_s = 50$ MHz, 对于不同的频偏值 Δf 和初相误差 θ 的 CPM 调制信号在不同信噪比 SNR 和伪码长度 N 的条件下进行 Monte Carlo 模拟仿真。参数设置为, 信噪比 $\text{SNR} = -2.7$ dB, CPM 通信帧的同步头由 8 个长度 N 为 64 的 M 序列, 对于任意的 θ 和从 -30 kHz 到 30 kHz 的范围内变化的 Δf 值, 采用第 3 节提出的算法进行捕获和频偏估计, 经 100 次 Monte Carlo 模拟, 计算不同频偏条件下频率偏差估计的均值和均方根误差。如表 1 所示。由表 1 可知, 在 $\Delta f \in [-20, 20]$ kHz 内, 估计误差变化不大, 而频偏值超过边界条件时, 估计误差随频偏值的增大而增大, 这与第 3 节分析一致。在实际的通信系统中由于频偏主要由本振不一致性和目标运动引起的多普勒频移造成, 一般情况下 $\Delta f < 1/4NT_c$, 在高速数传通信系统中该估计范围已足够满足要求。

改变参数设置, 令 $\Delta f = 10$ kHz, 伪码长度为 $N = 64$, 在不同信噪比 SNR 情况下, 经 100 次 Monte Carlo 模拟, 计算频率偏差估计的均值和均方根误差。如表 2 所示。由表 2 可知, 频偏估计精度标准差随信噪比增大而减小, 信噪比增加 6 dB, 频偏估计标准差减小约 1 倍, 与第 3 节分析结果一致, 从表 2 中可以看到, 当信噪比为 3.3 dB 时, 估计结果接近克拉美一罗界。

表1 相对频偏估计100次Monte Carlo仿真结果

Table 1 Monte Carlo simulation results of relative frequency offset estimates by 100 times

频偏值 $\Delta f/\text{kHz}$	-30	-20	-10	0	10	20	30
估计均值 $E[\Delta f]$	30.052	19.934	9.946	0.031	10.110	19.931	30.057
估计标准差 $\sigma_{\Delta f}$	0.509	0.393	0.406	0.368	0.357	0.381	0.477
克拉美-罗界 σ_{CRLB}	0.306	0.306	0.306	0.306	0.306	0.306	0.306

表2 不同信噪比情况下频偏估计Monte Carlo仿真结果

Table 2 Monte Carlo simulation results of frequency offset estimation under different SNR

信噪比 SNR/dB	-6.7	-4.7	-2.7	-0.7	1.3	3.3
估计均值 $E[\Delta f]/\text{kHz}$	10.002	9.996	9.932	9.995	10.008	10.005
估计标准差 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.625	0.500	0.366	0.274	0.207	0.158
克拉美-罗界 $\sigma_{\text{CRLB}}/\text{kHz}$	0.485	0.385	0.306	0.243	0.193	0.153

参数设置同表2,将该方法与文献[6]中的单频谱估计算法和文献[7]中的精确频偏估计算法(Fine frequency deviation estimation algorithm, FFDE)算法进行比较。在不同信噪比 SNR 情况下,经100次 Monte Carlo 模拟,计算频偏估计的均方根误差。在不同信噪比条件下的测量误差如表3所示。从表3可以看出,在系统参数设定的条件下,单频估计算法、FFDE 算法频偏估计值的均方根误差基本相当,本文算法频偏估计值的均方根误差均小于单频估计算法、FFDE 算法估计误差,性能有明显改善。

表3 不同算法的频偏估计性能比较仿真结果

Table 3 Performance compare simulation results of frequency offset estimation with different algorithm

测量方法	信噪比/dB					
	-6.7	-4.7	-2.7	-0.7	1.3	3.3
单频估计算法 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.740	0.627	0.438	0.332	0.251	0.190
FFDE 算法 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.685	0.616	0.409	0.333	0.239	0.181
本文算法 $\sigma_{\Delta f}/\text{kHz}$	0.624	0.501	0.366	0.276	0.205	0.158
克拉美-罗界 $\sigma_{\text{CRLB}}/\text{kHz}$	0.485	0.385	0.306	0.243	0.193	0.153

5 结束语

本文提出了一种在 CPM 调制波形下利用扩频前导码实现信号捕获与频偏联合估计算法。通过相关运算求得相关峰值,对相关峰取模实现信号捕获,利用相关峰相位估计载波频偏。然后分析了频偏和噪声对算法的影响,仿真结果显示,该估计算法的性能良好,受噪声和频偏的影响较小。捕获和频偏估计算法的实现过程只需一维相关运算和一个乘法器,运算量小,适合对大频偏突发信号的处理要求,并在工程实践中得到验证。

参考文献:

[1] Aldo N D, Andrea U M M. Symbol timing estimation with CPM modulation[J]. IEEE Trans on Communications, 1996 (44): 1362-1372.

[2] 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(11):2506-2510. Shi Zhiping, Tang Fajian, Yan Hui. Joint assisted carrier synchronization algorithm by pilot and code at extremely low SNR [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(11):2506-2510.

[3] Rice F. Carrier-phase and frequency estimation bounds for transmissions with embedded reference symbols [J]. IEEE Trans on Communications, 2006, 54(2):221-225.

[4] 朱勇刚,姚富强,柳永祥,等. 一种适用于低信噪比的 ML 载波频偏估计方法[J]. 系统工程与电子技术, 2011, 33(2):427-

431.

Zhu Yonggang, Yao Fuqiang, Liu Yongxiang, et al. ML-based carrier frequency offset estimation and its low SNR threshold [J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2011, 33(2):427-431.

- [5] 方绍峡, 金德鹏, 苏厉, 等. 基于线性回归的 UWB 系统频偏估计算法[J]. *数据采集与处理*, 2012, 27(1): 101-104.
Fang Shaoxia, Jin Depeng, Su Li, et al. Novel frequency offset estimation algorithm based on linear regression in UWB system[J]. *Journal of Data Acquisition and Processing*, 2012, 27(1): 101-104.
- [6] 江海, 周世东. 基于 PN 序列的频偏估计算法[J]. *网络与通信*, 2006, 22(33): 129-131.
Jiang Hai, Zhou Shidong. A novel frequency offset estimation algorithm based on PN sequence [J]. *Net Work and Communication*, 2006, 22(33): 129-131.
- [7] 侯永宏, 杨刚, 王安国, 等. 时域同步正交频分复用系统的频偏估计[J]. *西安交通大学学报*, 2009, 43(12): 101-103.
Hou Yonghong, Yang Gang, Wang Anguo, et al. Frequency deviation estimation for TDS OFDM system[J]. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2009, 43(12): 101-103.
- [8] 赵旦峰, 周相超, 钱晋希. 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 Danfeng, Zhou Xiangchao, Qian Jinxi. Code-aided carrier synchronization for LDPC-MSK systems in presence of residual frequency offset[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2012, 34(9): 1900-1905.
- [9] 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.
- [10] Carolaro G. A system-theory approach to decompose CPM signals into PAM waveforms[J]. *IEEE Transactions on Communications*, 2010, 58(1): 200-210.
- [11] Morelli M, Vitetta G M. Joint phase and timing recovery for MSK-type signals[J]. *IEEE Trans on Communications*, 2000, 48(12): 1997-1999.
- [12] Bose S. Reduced-complexity joint frequency, timing and phase recovery for PAM based CPM receivers[D]. Lawrence, Kansas, USA: The University of Kansas, 2009.
- [13] 刘强, 李晓东, 苏旸. 跳频电台中的 CPM 符号定时同步和频偏估计[J]. *中国电子科学研究院学报*, 2011, 16(1): 54-58.
Liu Qiang, Li Xiaodong, Su Yang. Symbol timing synchronization and frequency offset estimation of CPM in VHF radio[J]. *Journal of CAEIT*, 2011, 16(1): 54-58.
- [14] D'Andrea A N, Mengali U, Reggiannini R. The modified Cramer-Rao bound and its applications to synchronization problems [J]. *IEEE Transactions on Communications*, 1994, 42(234): 1391-1399.

作者简介:



尚耀波 (1983-), 男, 博士生, 研究方向: 通信信号处理, E-mail: sybsjy@163.com。

郭英 (1961-), 女, 教授, 博士生导师, 研究方向: 通信信号处理。

韩立峰 (1980-), 男, 讲师, 研究方向: 通信信号处理。

彭卫东 (1967-), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向: 通信系统工程。

