

时分数据调制偏移载波信号的多参数盲估计

周 杨* 张天骐 钱文瑞

(重庆邮电大学信号与信息处理重庆市重点实验室 重庆 400065)

摘要: 针对时分数据调制二进制偏移载波(TDDM-BOC)信号副载波速率、伪码速率以及载频等参数盲估计问题, 该文提出一种基于频域累积的循环自相关算法。首先在接收端对 TDDM-BOC 信号求循环自相关函数, 再在频域累积, 通过检测不同切片上的谱峰间隔, 可以同时估计以上多个参数。仿真实验证明了改进型的循环自相关算法能在低信噪比下达到较为精确的估计性能, 这为我国“北斗”导航接收机的研发提供了一定的理论参考。

关键词: 时分数据调制二进制偏移载波(TDDM-BOC)信号; 循环自相关; 副载波速率; “北斗”导航系统

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2018)08-1911-08

DOI: 10.11999/JEIT171201

Blind Parameters Estimation of TDDM-BOC Modulation Signal

ZHOU Yang ZHANG Tianqi QIAN Wenrui

(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing, Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract: A cyclic autocorrelation algorithm of Time Division Data Modulation Binary Offset Carrier (TDDM-BOC) signal, based on frequency domain accumulation, is proposed to estimate the signal parameters: subcarrier rate, Pseudo Noise (PN) code rate and carrier in multipath fading channel. Firstly, the cyclic autocorrelation of received TDDM-BOC signal is computed, then frequency domain accumulation is used to reduce the influence of noise. Finally, through interval measurement between the peak pulses in different slices, parameters mentioned above can be estimated. Simulation results show that the proposed algorithm is effective and works well under the condition of low Signal-to-Noise Ratio (SNR), which has a certain reference value for Bei-dou navigation receiver design.

Key words: Time Division Data Modulation Binary Offset Carrier (TDDM-BOC) signal; Cyclic autocorrelation function; Subcarrier rate; Bei-dou satellite navigation system

1 引言

为解决因各国导航系统快速发展而带来的频段拥挤及相互干扰问题, 欧洲空间局首次公开了 BOC 调制方式^[1-3]。同时随着信息安全问题在军用和民用领域中越来越受重视, 时分数据调制二进制偏移载波 (Time Division Data Modulation Binary Offset Carrier, TDDM-BOC) 调制方式^[4,5]应运而生。目前, 这两种调制方式均已被我国的“北斗”

导航系统采用^[6]。因此, TDDM-BOC 调制技术在卫星导航及无线通信领域具有广阔的应用前景。

针对 TDDM-BOC 调制信号, 目前研究主要集中在捕获跟踪上^[7,8], 由于其遵循“奇调偶不调”原则, 使得参数盲估计问题较为复杂, 相应研究文献也较少。文献[9]通过检测该信号二次谱的谱峰间隔实现参数盲估计, 该方法估计性能较好, 但估计参数单一。文献[10]利用时域内的自相关函数实现参数盲估计, 由于参数估计是直接时域范围内进行的, 因而受噪声影响较大。文献[11]通过检测 BOC 信号循环谱包络中最大主峰及相邻副峰间的间隔实现信号的参数盲估计, 该方法计算量较大。此外, 大多数文献均只考虑理想信道下的参数估计^[10,11], 而在实际应用中多径效应^[12,13]是难以避免的。

为解决多径环境下 TDDM-BOC 信号的载频、伪码速率及副载波速率等参数的盲估计问题, 本文提出基于频域累积的循环自相关函数算法来实现以

收稿日期: 2017-12-19; 改回日期: 2018-03-26; 网络出版:

*通信作者: 周杨 zhouyang@cqupt.edu.cn

基金项目: 国家自然科学基金(61371164, 61275099, 61102131), 信号与信息处理重庆市市级重点实验室建设项目 (CSTC2009CA2003), 重庆市杰出青年基金(CSTC2011jjjq40002)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61371164, 61275099, 61102131), The Project of Key Laboratory of Signal and Information Processing of Chongqing (CSTC2009CA2003), The Chongqing Distinguished Youth Foundation (CSTC2011jjjq40002)

上参数估计, 仿真结果不仅证明该算法能有效估计出信号的特征参数, 还揭示了不同的信道环境、频域累积次数以及伪码长度下改进型算法与信噪比的关系。

2 多径模型

TDDM-BOC 调制框图如图 1, 即信息码与伪码先进行 TDDM 调制, 遵循“奇调偶不调”原则, 然后将得到的 TDDM 调制序列调制到方波副载波上, 最后再调制到主载波上。

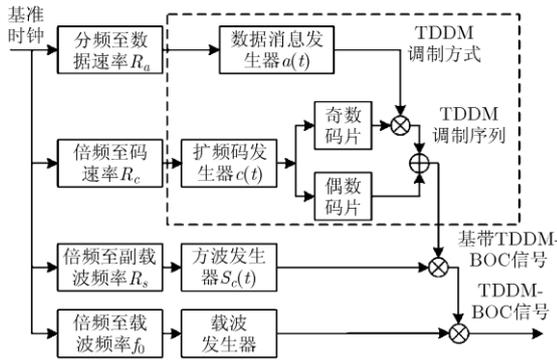


图 1 TDDM-BOC 调制框图

因此, TDDM-BOC 信号可以表示为

$$S(t) = S_B(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) = S_{TM}(t) S_c(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0) \quad (1)$$

其中, $S_B(t)$ 为基带 TDDM-BOC 信号, $S_c(t)$ 是周期为 $2T_s$ 的副载波, f_0 是载波频率, φ_0 是初始相位, $S_{TM}(t)$ 是 TDDM 调制序列, 其表达式为

$$S_{TM}(t) = \sum_{m=0}^{\infty} u_{T_0}(t - 2mT_0) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} a_{2n\%N_c} c_{2n\%N_c} u_{T_c}(t - 2nT_c) + c_{2n+1\%N_c} u_{T_c}(t - (2n+1)T_c) + \sum_{m=0}^{\infty} u_{T_0}(t - (2m+1)T_0) \cdot \sum_{n=0}^{\infty} c_{2n\%N_c} u_{T_c}(t - 2nT_c) + a_{2n+1\%N_c} c_{2n+1\%N_c} u_{T_c}(t - (2n+1)T_c) \quad (2)$$

其中, $\%$ 是求余运算符, a_n 和 c_n 分别是信息和伪码序列, N_c 是伪码长度, T_0 和 T_c 分别是信息码及伪码的码片宽度, $u_{T_0}(t)$ 和 $u_{T_c}(t)$ 分别是持续时间为 T_0 和 T_c 且幅度为 1 的矩形脉冲。本文采用短码调制形式, 则 $T_0 = N_c T_c$ 。

在传输中, 信号受多径衰落信道 $h(t) = \sum_{l=1}^L h_l \delta(t - \tau_l)$ 及噪声 $v(t)$ 的影响。 $v(t)$ 表示 0 均

值, 方差为 σ_n^2 的高斯白噪声, 噪声与信号相互独立。 L 为多径路数, h_l 及 τ_l 分别为第 l 条路径上的信道增益和时延。设 h_1 为一条视距路径, 如果 $h(t)$ 均值为 0, 则包络 $|h(t)|$ 服从瑞利分布, 否则 $|h(t)|$ 服从莱斯分布。莱斯 K 因子可定义为 $K = |h_1|^2 / \sum_{l=2}^L |h_l|^2$, 反映非衰落分量(视距分量)的功率与所有衰落分量功率总和的比值。当 K 趋于 0 时, 信道包络从莱斯分布蜕化成瑞利分布。莱斯及瑞利信道的分布如图 2 所示, 其中对数幅度表示多径环境下的衰减包络, 且莱斯过程可以由瑞利过程加上一个非零均值获得。

接收端信号为

$$r(t) = \sum_{l=1}^L h_l S(t - \tau_l) + v(t) \quad (3)$$

由于噪声不具有循环自相关特性, 在接下来的理论分析中, 忽略噪声干扰。

3 理论分析

3.1 TDDM-BOC 信号循环自相关

假设 $x(t)$ 是一周期平稳的随机过程, 其时变自相关函数 $R_x(t, \tau)$ 定义为

$$R_x(t, \tau) \triangleq \frac{1}{2M+1} \sum_{n=-M}^M x(t + \tau/2 + nT_0) \cdot x^*(t - \tau/2 + nT_0) \quad (4)$$

其中, τ 代表时延, T_0 代表周期, $(\cdot)^*$ 代表取共轭。为了消除随机性, 可令 $M \rightarrow \infty$, 则有

$$R_x(t, \tau) \triangleq \lim_{M \rightarrow \infty} \frac{1}{2M+1} \sum_{n=-M}^M x(t + \tau/2 + nT_0) \cdot x^*(t - \tau/2 + nT_0) \quad (5)$$

将其展开成 Fourier 级数, 有

$$R_x(t, \tau) = \sum_{m=-\infty}^{+\infty} R_x^{m/T_0}(\tau) e^{j2\pi m t/T_0} \quad (6)$$

其中, Fourier 系数为

$$R_x^\alpha(\tau) \triangleq \left\langle x(t + \tau/2) x^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \alpha t} \right\rangle_t \quad (7)$$

其中, $R_x^\alpha(\tau)$ 称为循环自相关函数, $\langle \cdot \rangle_t$ 为时间平均, α 为循环频率, 且 $\alpha = m/T_0$ (m 为整数)。当 $\alpha = 0$ 时, $R_x^\alpha(\tau)$ 变为传统的自相关函数。

由式(1)和式(7), 可推出 TDDM-BOC 信号的循环自相关函数为

$$R_S^\alpha(\tau) = \left\langle S(t + \tau/2) S^*(t - \tau/2) e^{-j2\pi \alpha t} \right\rangle_t = \frac{1}{2} R_{S_B}^\alpha(\tau) \cos(2\pi f_0 \tau) + \frac{1}{4} R_{S_B}^{\alpha+2f_0}(\tau) e^{j2\pi \varphi_0} + \frac{1}{4} R_{S_B}^{\alpha-2f_0}(\tau) e^{-j2\pi \varphi_0} \quad (8)$$

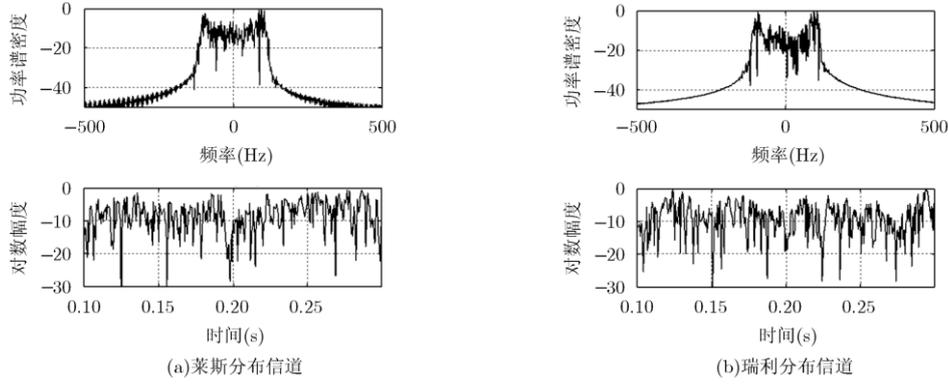


图 2 莱斯信道和瑞利信道分布

其中， $R_{S_B}^\alpha(\tau)$ 为基带 TDDM-BOC 信号的循环自相关函数。因此，求出 $R_{S_B}^\alpha(\tau)$ 就可以得到 $R_S^\alpha(\tau)$ 。

根据式(5)，结合 TDDM-BOC 信号的特点，即伪码码片宽度 T_c 和副载波码片宽度 T_s 均为该信号的周期，且 $T_c = NT_s$ (N 为调制阶数)。分别令 $T_0 = T_c$ ， $T_0 = T_s$ ，其时变自相关函数可表示为

$$R_{S_B}(t, \tau) \triangleq \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N S_B(t + \tau/2 + nT_c) \cdot S_B^*(t - \tau/2 + nT_c) \quad (9)$$

$$R_{S_B}(t, \tau) \triangleq \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{2N+1} \sum_{n=-N}^N S_B(t + \tau/2 + nT_s) \cdot S_B^*(t - \tau/2 + nT_s) \quad (10)$$

由式(9)和式(10)可知，其 Fourier 系数 $R_{S_B}^\alpha(\tau)$ 的取值也与 T_c 和 T_s 有关，其循环自相关函数 $R_{S_B}^\alpha(\tau)$ 是关于时间 t 且取值与周期 T_c 和 T_s 有关的函数。以 TDDM-BOC(1,1)信号^[11](调制阶数 $N = 2$, $T_c = 2T_s$)为例，讨论接收端信号的 $R_S^\alpha(\tau)$ 及 $R_r^\alpha(\tau)$ 。

(1) 当以 T_s 为周期时，可将基带 TDDM-BOC 信号表示为

$$S_B(t) = \sum_{n=0}^{\infty} d_s u_{T_s}(t - nT_s) \quad (11)$$

其中， d_s 是以 T_s 为基准时的调制序列。通过式(11)可以发现其与 PAM 信号的数学模型 $p(t) =$

$\sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n u(t - nT_p)$ 相似，其中 T_p 为脉冲宽度。由文献[14]可知 PAM 信号的循环自相关函数为

$$R_{PM}^\alpha(\tau) = \frac{1}{T} r_q^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\alpha t_0} \quad (12)$$

其中， t_0 为 PAM 信号的起始时刻， $r_q^\alpha(\tau)$ 可表示为

$$r_q^\alpha(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} q(t + \tau/2) q'(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (13)$$

$$q(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_p/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

因此，对于 TDDM-BOC(1,1)信号，当以 T_s 为基准时，可以得到

$$q_{S_B}(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T_s/2 \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (15)$$

$$r_q^\alpha(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} q_{S_B}(t + \tau/2) q'_{S_B}(t - \tau/2) e^{-j2\pi\alpha t} dt \quad (16)$$

此时，基带 TDDM-BOC(1,1)信号的循环自相关函数可表示为

$$R_{S_B}^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_s} r_{q_{S_B}}^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\alpha t_0} \approx \frac{\sin[\pi\alpha T_s - |\tau|]}{\pi\alpha T_s} e^{-j2\pi\alpha t_0}, \quad \alpha = p/T_s, \tau \leq T_s/2 \quad (17)$$

结合式(8)，式(17)， $R_S^\alpha(\tau)$ 可表示为

$$R_S^\alpha(\tau) \approx \begin{cases} \frac{\sin[\pi\alpha T_s - |\tau|]}{2\pi\alpha T_s} \cos 2\pi f_0 \tau e^{-j2\pi\alpha t_0}, & \alpha = p/T_s \\ \frac{\sin[\pi(\alpha - 2f_0) T_s - |\tau|]}{4\pi(\alpha - 2f_0) T_s} e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0) t_0 + 2\varphi_0]}, & \alpha = 2f_0 + p/T_s \\ \frac{\sin[\pi(\alpha + 2f_0) T_s - |\tau|]}{4\pi(\alpha + 2f_0) T_s} e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0) t_0 - 2\varphi_0]}, & \alpha = -2f_0 + p/T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (18)$$

通常，信道的变化率远小于脉冲速率，信道可认为是稳定的，等效为线性系统，接收端信号的 $R_r^\alpha(\tau)$ 为

$$R_r^\alpha(\tau) \approx \begin{cases} \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_l} \cdot \frac{\sin[\pi\alpha T_s - |\tau|]}{2\pi\alpha T_s} \cos 2\pi f_0 \tau e^{-j2\pi\alpha t_0}, & \alpha = p/T_s \\ \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_l} \cdot \frac{\sin[\pi(\alpha - 2f_0) T_s - |\tau|]}{4\pi(\alpha - 2f_0) T_s} e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0) t_0 + 2\varphi_0]}, & \alpha = 2f_0 + p/T_s \\ \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_l} \cdot \frac{\sin[\pi(\alpha + 2f_0) T_s - |\tau|]}{4\pi(\alpha + 2f_0) T_s} e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0) t_0 - 2\varphi_0]}, & \alpha = -2f_0 + p/T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (19)$$

(2) 当以 T_c 为周期时, 可将基带 TDDM-BOC 信号表示为

$$S_B(t) = \sum_{n=0}^{\infty} d_c q_{T_c}(t - nT_c) \quad (20)$$

其中, d_c 表示以 T_c 为基准时的已调序列。对于 TDDM-BOC(1,1) 来说, 此时的 $q_{S_B}(t)$ 表示为

$$q_{S_B}(t) = \begin{cases} 1, & -T_s \leq t \leq 0 \\ -1, & 0 < t \leq T_s \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (21)$$

当时延 $|\tau| \leq T_s/2$ 时, 结合式(12), 式(13)和式(21)可得基带 TDDM-BOC(1,1) 信号的循环自相关函数为

$$R_{S_B}^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_c} r_{q_{S_B}}^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\alpha t_0} \approx \frac{2\sin(\pi\alpha\tau) - \sin[\pi\alpha T_c - |\tau|]}{\pi\alpha T_c} e^{-j2\pi\alpha t_0}, \quad \alpha = p/T_c \quad (22)$$

结合式(8), 式(22), $R_S^\alpha(\tau)$ 可表示为

$$R_S^\alpha(\tau) \approx \begin{cases} \frac{2\sin(\pi\alpha\tau) - \sin[\pi\alpha T_c - |\tau|]}{2\pi\alpha T_c} \cos 2\pi f_0 \tau e^{-j2\pi\alpha t_0}, & \alpha = p/T_c \\ \frac{2\sin[\pi(\alpha - 2f_0)\tau] - \sin[\pi(\alpha - 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha - 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0) t_0 + 2\varphi_0]}, & \alpha = 2f_0 + p/T_c \\ \frac{2\sin[\pi(\alpha + 2f_0)\tau] - \sin[\pi(\alpha + 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha + 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0) t_0 - 2\varphi_0]}, & \alpha = -2f_0 + p/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (23)$$

则接收端信号的 $R_r^\alpha(\tau)$ 为

$$R_r^\alpha(\tau) \approx \begin{cases} \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_l} \cdot \frac{2\sin \pi\alpha\tau - \sin[\pi\alpha T_c - |\tau|]}{2\pi\alpha T_c} \cos 2\pi f_0 \tau e^{-j2\pi\alpha t_0}, & \alpha = p/T_c \\ \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_l} \cdot \frac{2\sin[\pi(\alpha - 2f_0)\tau] - \sin[\pi(\alpha - 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha - 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0) t_0 + 2\varphi_0]}, & \alpha = 2f_0 + p/T_c \\ \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau_l} \cdot \frac{2\sin[\pi(\alpha + 2f_0)\tau] - \sin[\pi(\alpha + 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha + 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0) t_0 - 2\varphi_0]}, & \alpha = -2f_0 + p/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (24)$$

当时延 $T_s/2 < |\tau| \leq T_s$ 时, 同理可得 $R_{S_B}^\alpha(\tau)$ 及 $R_S^\alpha(\tau)$ 表达式分别为

$$R_{S_B}^\alpha(\tau) = \frac{1}{T_c} r_{q_{S_B}}^\alpha(\tau) e^{-j2\pi\alpha t_0} \approx \frac{\sin[\pi\alpha T_c - |\tau|]}{\pi\alpha T_c} e^{-j2\pi\alpha t_0}, \quad \alpha = p/T_c \quad (25)$$

$$R_s^\alpha(\tau) \approx \begin{cases} \frac{\sin[\pi\alpha T_c - |\tau|]}{2\pi\alpha T_c} \cos 2\pi f_0 \tau e^{-j2\pi\alpha t_0}, & \alpha = p/T_c \\ \frac{\sin[\pi(\alpha - 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha - 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0) t_0 + 2\varphi_0]}, & \alpha = 2f_0 + p/T_c \\ \frac{\sin[\pi(\alpha + 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha + 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0) t_0 - 2\varphi_0]}, & \alpha = -2f_0 + p/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (26)$$

则接收端信号的 $R_r^\alpha(\tau)$ 为

$$R_r^\alpha(\tau) \approx \begin{cases} \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau l} \cdot \frac{\sin[\pi\alpha T_c - |\tau|]}{2\pi\alpha T_c} \cos 2\pi f_0 \tau e^{-j2\pi\alpha t_0}, & \alpha = p/T_c \\ \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau l} \cdot \frac{\sin[\pi(\alpha - 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha - 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha - 2f_0) t_0 + 2\varphi_0]}, & \alpha = 2f_0 + p/T_c \\ \sum_{l=1}^L h_l^2 e^{-j2\pi\alpha\tau l} \cdot \frac{\sin[\pi(\alpha + 2f_0) T_c - |\tau|]}{4\pi(\alpha + 2f_0) T_c} e^{-j[2\pi(\alpha + 2f_0) t_0 - 2\varphi_0]}, & \alpha = -2f_0 + p/T_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (27)$$

由式(19), 式(24)和式(27)可知, 以 T_s 和 T_c 中任意一个为基准时接收端信号的 $R_r^\alpha(\tau)$ 均只在其循环频率处出现非零值, 且其循环频率为一系列离散值, 取值也只与伪码速率 R_c $1/T_c$ 、副载波速率 R_s $1/2T_s$ 和载频 f_0 等特征参数有关。当 $\tau = 0$ 时, $|R_r^\alpha(0)|$ 在 $0, \pm 2f_0$ 处出现非零值; 当 $\tau \neq 0$ 时, $|R_r^\alpha(\tau)|$ 非零值出现的位置与 T_s 和 T_c 有关。

设接收信号 $r(t)$ 的采样率为 f_s , 过采样为 f_s/f_c , 其中 $f_c = 1/T_c$ 。循环自相关用式(28)求取:

$$R_r^k(l) = \frac{1}{N_F} \sum_{n=0}^{N_F-1} r(n)r^*(n-l) e^{-j2\pi kn/N_F}, \quad k = 0, 1, \dots, N_F - 1 \quad (28)$$

其中, l 为采样间隔, N_F 是采样点数, k 表示数字循环频率, 且 $\alpha = kf_s/N_F$ 。为了减小噪声和随机性的影响, 提升低信噪比环境下 TDDM-BOC 信号的参数估计性能, 本文提出一种改进的数值计算方法——频域累积法:

$$R_{\text{mod}}^k(l) = \frac{1}{N_M} \sum_{M=0}^{N_M-1} \left| \frac{1}{N_F} \sum_{n=0}^{N_F-1} r(M \cdot N_F + n) r^*(M \cdot N_F + n - l) e^{-j2\pi kn/N_F} \right|, \quad k = 0, 1, \dots, N_F - 1 \quad (29)$$

其中, N_M 为频域累积次数。这里需取模以消除相位偏差导致峰值相互抵消的影响。

最后, TDDM-BOC 信号的特征参数 R_c, R_s, f_0 估计如下:

(1) 计算接收信号的循环自相关函数;

(2) 频域累积 N_M 次;

(3) 提取 $\tau = 0$ 的切片, 检测峰值在 $\alpha = 0$, $\alpha = 2f_0$ 或者 $\alpha = -2f_0$ 处的间隔估计载频 f_0 ;

(4) 提取 $\tau \neq 0$ 的切片, 检测距离零频最近的两个谱峰间的间隔估计特征参数 R_c 和 R_s 。

3.2 算法复杂度分析

首先对接收信号 $r(t)$ 进行自相关运算得到 $R_r(t, \tau)$, 可知 $R_r(t, \tau)$ 是一个周期函数, 展开成 Fourier 级数后, 其 Fourier 系数 $R_r^k(\tau)$ 称为 $r(t)$ 的循环自相关函数。由于其数值实现 $R_r^k(l)$ 具有与 DFT 相同的形式, 可采用 FFT 算法实现, 其中 l 为采样点间隔, N_F 为 FFT 点数, k 为数字循环频率。由于自相关函数的复杂度一般是 $O(N_F^2)$, 采用 FFT 快速计算后, 复杂度降为 $O(N_F \log_2 N_F)$ 。此外, Fourier 级数展开的计算复杂度也为 $O(N_F \log_2 N_F)$ 。因此, 采用 FFT 算法实现, 本文算法复杂度为 $O(N_F \log_2 N_F)$ 。文献[11]利用的循环谱可由自相关函数做两次 Fourier 变换得到, 采用 FFT 算法实现, 其算法复杂度为 $O(N_F^2 \log_2 N_F)$, 运算量明显大于本文算法。

4 仿真实验及分析

实验 1 估计特征参数 f_0, R_c 及 R_s 。实验参数设置: TDDM-BOC(1,1)信号, 伪码长度 $N_c = 63$, 采样频率 f_s 为 16.368 MHz, 调制阶数 $N = 2$, 频域累积 5 次, 发送的信息经瑞利信道 ($K = 0.01$), 多径路数是 5 路, SNR 为 0 dB。仿真如图 3, 图 4 所示。

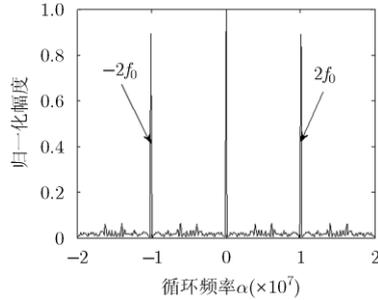
图3 $\tau = 0$ 的切片图(估计 f_0)

图3表示接收信号的 $R_c^\alpha(\tau)$ 在时延 $\tau = 0$ 处的切片图, 可以看到信号的能量主要集中在 $\alpha = 2f_0$, $\alpha = -2f_0$, $\alpha = 0$ 的位置。最大值出现在 $\alpha = 0$ 的位置(这是由噪声能量引起的)。通过检测这3个尖峰间距可得2倍频 $2f_0 = 8.184$ MHz, 则载频 $f_0 = 4.092$ MHz。然后以 $\tau \neq 0$ 的切片(此处 τ 取 $T_s/4$)来估计特征参数 R_c 和 R_s , 由图4可知谱峰出现在 $k/T_s, \pm 2f_0 + k/T_s$ 和 $k/T_c, \pm 2f_0 + k/T_c$ 处, 且前者的幅值大于后者, 距离零频最近的两个谱峰所对应的循环频率分别为 $1/T_c = 1.023$ MHz 和 $1/T_s = 2.046$ MHz, 则特征参数 $R_c = 1/T_c = 1.023$ MHz, $R_s = 1/2T_s = 1.023$ MHz。由于 TDDM-BOC(1,1)信号的调制阶数为 $N = 2R_s/R_c = 2$, 则 $R_c = R_s$, 这与本文的仿真结果一致, 从而验证算法的正确性。

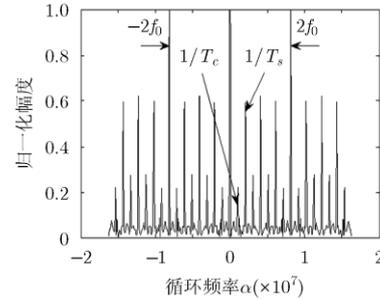
实验2 改进型的循环自相关频域累积法与原始循环自相关算法的性能比较。以副载波速率 R_s 为例, SNR 范围为 $-15 \sim 0$ dB, 经过300次蒙特卡洛仿真, 其它条件(瑞利信道, 调制阶数, 采样率, 伪码长度等)同实验1, 仿真如图5所示。

由图5可以看到, 原始循环自相关算法估计的绝对偏差在 -5 dB 时收敛, 但并没有消除绝对偏差, 而本文采用的频域累积算法则能做到这一点。同时, 随着频域累积次数的增大, 绝对偏差收敛到0的速度变快, 但相应的运算量也会随之增加。因此, 需在估计性能与计算量间进行折中考虑, 选出最佳的频域累积次数。此外, 从图5中可以看出本文算法能有效地适用于低信噪比环境下, 当 SNR 大于 -8 dB 时, 误差小于3%。绝对偏差定义如式(30):

$$\text{er} = \frac{\sqrt{\sum_{i=1}^{M_1} T_i - T_{\text{cor}}^2}}{T_{\text{cor}}} \times 100\% \quad (30)$$

其中, T_i 是第 i 次估计值, T_{cor} 是真实值, M_1 是蒙特卡洛仿真次数。

实验3 检测单径信道, 莱斯信道(莱斯因子 $K = 10$)和瑞利信道($K = 0.01$)下副载波速率 R_s 的估计性能与信噪比的关系, SNR 范围为 $-15 \sim 0$ dB,

图4 $\tau = T_s/4$ 的切片图(估计 R_c 和 R_s)

多径路数为5路, 其它条件(采样率, 伪码长度, 蒙特卡洛次数等)同实验2。判决条件为: 当估计误差的绝对值小于或等于1时, 累加结束, 仿真如图6所示。

由图6可得, 不同信道下副载波速率 R_s 所需的平均累加次数均随 SNR 的增大而减少。由于瑞利信道中没有视距分量, 信号能量相对分散, 干扰谱峰较大。而在莱斯信道中, 由于存在主导信号, 干扰谱峰较小, 且随着 K 增大, 其估计性能会逐渐逼近单径信道。

实验4 检测瑞利信道($K = 0.01$)下副载波速率 R_s 的估计性能与多径路数的关系。SNR 范围为 $-15 \sim 0$ dB, 多径路数分别选用5路、10路和15路, 其它条件(采样率, 伪码长度, 蒙特卡洛次数等)同实验2。判决条件为: 当估计误差的绝对值小于或等于1时, 累加结束, 仿真如图7所示。

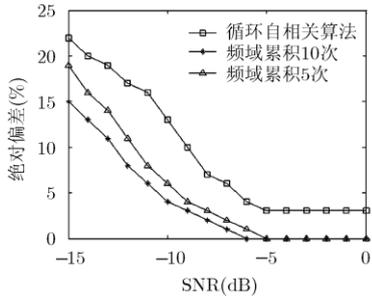
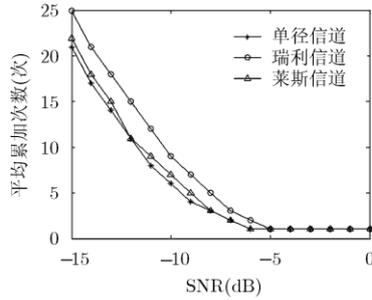
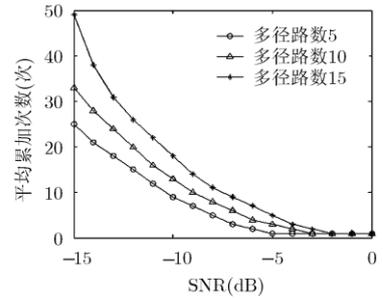
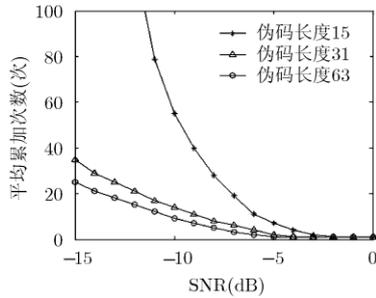
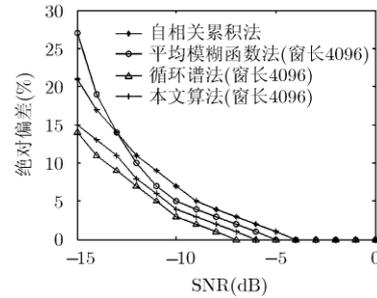
由图7可得, 多径路数越少, 算法所需的平均累加次数也越少, 估计性能越好。这是由于在瑞利信道中, 多径路数越多, 信号能量越容易分散, 受噪声干扰越明显。

实验5 在不同伪码长度下, 以副载波速率 R_s 为例, 检测其估计性能与信噪比的关系。SNR 范围为 $-15 \sim 0$ dB, 其它条件(调制阶数, 瑞利信道, 蒙特卡洛次数等)同实验2, 仿真如图8所示。

由图8可得, 副载波速率 R_s 的估计性能随着伪码长度的减小而变差。当伪码长度减至15时, 系统的处理增益会变得极差, 干扰很难被消除, 估计性能急剧降低。

实验6 改进型的循环自相关频域累积法与自相关累积法及平均模糊函数法的性能比较。以副载波速率 R_s 为例, SNR 范围为 $-15 \sim 0$ dB, 其它条件(调制阶数, 采样率, 伪码长度等)同实验2, 仿真如图9所示。

从图9可得, 数据窗长一定时, 同一信噪比下文献[11]所提的循环谱算法估计的绝对偏差最小, 性能最佳, 本文算法次之。这是因为白噪声是平稳信号, 具有非循环平稳特性, 在循环频域内, 白噪声

图 5 R_s 的估计性能图图 6 不同信道下 R_s 的估计性能图图 7 不同路数下 R_s 的估计性能图图 8 R_s 的估计性能图图 9 R_s 的估计误差性能图

的影响主要集中于 $\alpha = 0$ 处，而循环谱算法的估计主要集中在正或负循环频域部分进行，从而使得该算法具有良好的抗噪声性能，但该算法的复杂度为 $O N_F^2 \log_2 N_F$ ，与本文算法的复杂度 $O N_F \log_2 N_F$ 相比，高出一个数量级。此外，本文算法可以通过增加频域累积次数来提升算法性能，虽然也会相应地增加运算量，但仍小于循环谱算法的运算量。文献[10]所提的自相关累积法主要是利用自相关函数实现参数的盲估计，且该方法需要先估计出信号的载频，然后根据载频再估计出其余参数，这中间会存在误差传递，即载频估计是否准确会影响其余参数的估计。文献[15]所提的平均模糊函数法从时延-频率域的角度利用不同的延时切片来估计信号的载频，伪码速率及副载波速率，从图 9 可以看出其副载波速率估计性能与自相关累积法接近，但两者均劣于本文算法。

5 结论

本文利用基于频域累积法的循环自相关函数解决了低信噪比下 TDDM-BOC 信号的载频，副载波速率及伪码速率盲估计问题。当 SNR 大于 -8 dB 时，估计误差小于 3%，表明本文算法适用于低信噪比环境，同时通过频域累积法所得的参数比传统方法估计精度要高。仿真结果表明，该算法能在低信噪比下达到较为精确的估计性能，且估计性能与频域累积次数，伪码长度及多径环境等因素有关。

参考文献

- [1] TIAN Feng, ZHANG Kai, and CHENG Liang. Unambiguous tracking of BOC signals using coherent combination of dual sidebands[J]. *IEEE Communications Letters*, 2016, 20(8): 1555-1558. doi: 10.1109/LCOMM.2016.2569520.
- [2] SHEN Feng, XU Guanghui, and LI Qiao. Non-coherent unambiguous tracking method for cosine-BOC signals based on an S-curve shaping technique[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(6): 752-756. doi: 10.1109/LSP.2014.2368951.
- [3] BENEDETTO F, GIUNTA G, LOHAN E S, et al. A fast unambiguous acquisition algorithm for BOC modulation signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2013, 62(3): 1350-1355. doi: 10.1109/TVT.2012.2228681.
- [4] QIAN Bo, DONG Bo, LI Ren, et al. The research of acquiring TDDM-BOC signal base on sub-sampling[C]. *Intelligent Networks and Intelligent Systems*, Shenyang, China, 2010: 193-196. doi: 10.1109/ICINIS.2010.109.
- [5] 陈昌川, 周杨, 张天骥. TDDM-BOC 信号组合码序列及信息序列盲估计[J]. *电子与信息学报*, 2016, 38(11): 2760-2766. doi: 10.11999/JEIT160042.
- [6] CHEN Changchuan, ZHOU Yang, and ZHANG Tianqi. Blind estimation of the combination code sequence and information sequence for TDDM-BOC signal[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2016, 38(11): 2760-2766. doi: 10.11999/JEIT160042.
- [6] FENG Yongxin. A New Acquisition Mechanism with Fuzzy

- Suppression for GNSS Signals[M]. Beijing: National Defence Industry Press, 2017: 45–53.
- [7] PAN Yi, ZHANG Tianqi, ZHANG Gang, *et al.* Analysis of an improved acquisition method for high-dynamic BOC signal[J]. *Journal of Systems Engineering and Electronics*, 2016, 27(6): 1158–1167. doi: 10.21629/JSEE.2016.06.04.
- [8] KIM B and KONG S H. Two-dimensional compressed correlator for fast acquisition of BOC(m,n) signals[J]. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2014, 63(6): 2662–2672. doi: 10.1109/TVT.2013.2293225.
- [9] 周杨, 张天骐, 钱文瑞. 多径环境下 TDDM-BOC 信号伪码周期估计[J]. 电讯技术, 2015, 55(6): 651–657. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2015.06.012.
- ZHOU Yang, ZHANG Tianqi, and QIAN Wenrui. Period estimation of PN sequence for TDDM-BOC signal in multipath environment[J]. *Telecommunication Engineering*, 2015, 55(6): 651–657. doi: 10.3969/j.issn.1001-893x.2015.06.012.
- [10] 钱博, 冯永新, 潘成胜, 等. TDDM-BOC 调制信号参数估计方法[J]. 信息与控制, 2011, 40(4): 459–466. doi: 10.3724/SP.J.1219.2011.00459.
- Qian Bo, FENG Yongxin, PAN Chengsheng, *et al.* The method of parameter estimation for TDDM-BOC modulation signal[J]. *Information and Control*, 2011, 40(4): 459–466. doi: 10.3724/SP.J.1219.2011.00459.
- [11] 张天骐, 何丹娜, 陈适, 等. 基于谱相关的 BOC 调制信号参数估计[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2013, 41(9): 11–16. doi: 10.13245/j.hust.2013.09.014.
- ZHANG Tianqi, HE Danna, CHEN Shi, *et al.* Spectral correlation-based parameter estimation of BOC modulation signal[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2013, 41(9): 11–16. doi: 10.13245/j.hust.2013.09.014.
- [12] AMJADI S M, HOQUE M, and SARABANDI K. An iterative array signal segregation algorithm: A method for interference cancelation and multipath mitigation in complex environments[J]. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2017, 59(3): 16–32. doi: 10.1109/MAP.2016.2630034.
- [13] ZHANG Tianqi, QIAN Wenrui, ZHANG Gang, *et al.* Parameter estimation of MC-CDMA signals based on modified cyclic autocorrelation[J]. *Digital Signal Processing*, 2016, 54(1): 46–53. doi: 10.1109/DSP.2016.2568520.
- [14] CHEN C K. Spectral correlation of modulated signals with application to signal detection and source location[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1990, 38(3): 247–258. doi: 10.1109/TSP.1990.10186.
- [15] 石明军, 徐振平, 肖立民, 等. 基于模糊函数的直扩信号多参数估计[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2009, 49(10): 1619–1622. doi: 10.16511/j.cnki.qhdxxb.2009.10.021.
- SHI Mingjun, XU Zhenping, XIAO Limin, *et al.* Multiple parameters estimation of the direct sequence spread signal based on ambiguity function[J]. *Journal of Tsinghua University (Science and Technology)*, 2009, 49(10): 1619–1622. doi: 10.16511/j.cnki.qhdxxb.2009.10.021.
- 周 杨: 男, 1989 年生, 博士生, 研究方向为扩频信号的盲处理.
- 张天骐: 男, 1971 年生, 教授, 研究方向为语言信号处理、通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现以及 FPGA、VLSI 实现.
- 钱文瑞: 男, 1989 年生, 硕士生, 研究方向为扩频信号的盲检测与估计.