doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.06.012
引用格式:阳锐,张天骐,石穗,等.BOC 信号的伪码周期和组合码盲估计[J].电讯技术,2014,54(6):759-764.[YANG Rui,ZHANG Tian-qi,SHI Sui,et al.Blind Estimation of Pseudo Code Period and Combination Code for BOC Signals[J].Telecommunication Engineering,2014,54(6):759-764.]

BOC 信号的伪码周期和组合码盲估计*

阳 锐**,张天骐,石 穗,张亚娟
(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:针对在低信噪比下存在残余频偏的 BOC(Binary-Offset-Carrier)调制信号的伪码周期以及组合码(扩频序列和副载波序列的组合)盲估计问题,提出了功率谱二次处理结合矩阵分解的方法。该方法首先对存在残余频偏调制的 BOC 信号进行二次功率谱运算,所得二次功率谱中会在伪码周期及整数倍出现尖锐的脉冲,通过检测峰值间的距离估计信号的伪码周期,然后对信号采样并按伪码周期分段构成数据向量,计算相关矩阵并进行奇异值分解,最后搜索最大和次大奇异值以及对应的向量估计出组合码序列。仿真分析表明,该方法能够在较大频偏和较低的信噪比下达到较精确的估计性能。相关研究对于从事卫星导航接收机设计的工程技术人员具有一定的参考价值。

关键词:BOC 信号;组合码;二次功率谱;矩阵分解
中图分类号:TN911.7 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-893X(2014)06-0759-06

Blind Estimation of Pseudo Code Period and Combination Code for BOC Signals

YANG Rui, ZHANG Tian-qi, SHI Sui, ZHANG Ya-juan
(Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing,
Chongqing University of Posts and Telecommunications, Chongqing 400065, China)

Abstract:For the blind estimation problem of pseudo code period and combination code(combination of spread spectrum sequence and subcarrier sequence) for BOC(Binary-Offset-Carrier) signals with residual carrier at the low signal-to-noise ratio(SNR),the method which combines the second power spectrum with matrix decomposition is proposed. First,this method calculates the second power spectrum of BOC signals with residual carrier. There are sharp pulses appearing at the integer times period of the pseudo code. Detecting distance of these peaks can estimate the period of the pseudo code. Then the sampling signals are sectioned according to the period of the pseudo code to get the data vector. The correlation matrix of the data vector is calculated and matrix decomposition of the correlation matrix is performed. The combined code sequence can be estimated with the two largest singular values and their vectors. The simulation results show that the method has accurate estimation performance for the signals with larger residual carrier at the lower SNR. The research in this paper has a certain reference value for those engaged in satellite navigation receiver design.

Key words:BOC signals;combination code; the second power spectrum;matrix decomposition

---

* **收稿日期**:2013-12-12;**修回日期**:2014-04-01 Received date:2013-12-12;Revised date:2014-04-01
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61371164,61071196,61102131);信号与信息处理重庆市重点实验室建设项目(CSTC2009CA2003);重庆市杰出青年基金项目(CSTC2011JJJQ40002);重庆市自然科学基金资助项目(CSTC2012JJA40008);重庆市教育委员会科研项目(KJ120525, KJ130524)
Foundation Item:The National Natural Science Foundation of China(61371164,61071196,61102131);The Project of Chongqing Key Laboratory of Signal and Information Processing(CSTC2009CA2003); The Chongqing Distinguished Youth Foundation(CSTC2011jjjq40002); The Natural Science Foundation of Chongqing(CSTC2012JJA40008); Research Project of Chongqing Education Commission(KJ120525, KJ130524)

** **通讯作者**:1019501266@qq.com **Corresponding author**:1019501266@qq.com

1 引 言

随着卫星导航技术的普及和发展,BOC 调制技术被应用于最新的导航系统中,其独特的频谱分裂特性解决了频段共用信号之间的相互干扰,多峰值特性使得定位更加精确。除了频谱的特性之外,其自相关函数也具有多峰性,因而 BOC 调制技术将成为各种导航系统以及扩频通信的主流技术。例如,最新一代的 Galileo 和 GPS 导航系统的军用 M 码就是采用了该调制方式,并且我国的“北斗”卫星导航系统也使用了该调制方式。

近年来对 BOC 信号的研究多数集中于信号的捕获以及跟踪,对 BOC 信号的分裂频谱特性也有较多的研究,而对 BOC 信号的参数估计研究很少。文献[1]利用了 BOC 调制信号自相关函数峰值与扩频码和副载波速率之间的关系,实现对伪码速率和副载波速率的估计。文献[2]利用了 BOC 信号的循环谱在 $f=0$ 时的截面图来对参数进行估计。针对直扩信号的伪码盲估计问题,文献[3]首先利用直扩信号的二次功率谱估计出伪码周期,然后采用信号子空间分解的方法估计伪码序列。文献[4]利用二次谱法对在残余频偏下直扩信号伪码周期进行了有效估计。而目前针对 BOC 信号的伪码周期和伪码估计的研究尚未见文献发表。

针对在低信噪比下存在残余频偏的 BOC 调制信号的伪码周期以及盲估计问题,本文提出了功率谱二次处理结合矩阵分解的方法。得到的二次功率谱会在伪码周期及整数倍出现尖锐的脉冲,通过检测这些峰值之间的距离可以估计出信号的伪码周期,在此基础上采用矩阵分解法对 BOC 信号组合码[5]序列(扩频序列和副载波序列的组合)进行盲估计。

2 BOC 调制信号的二次谱算法分析

在实际接收机中,载频估计值与真实值存在一定的偏差,假设接收机的本振频率为 f_0,一般有 $f_0\neq f_c$,$f_c=f_0+f_\Delta$,$f_0>>f_\Delta$,则信号解调滤波后的信号可以表示为

$$r(t)=s_0(t)+n_0(t) \tag{1}$$

$$s_0(t)=\sum_{n=-\infty}^{\infty}b_n q_{T_c}(t-nT_c)\cos(2\pi f_\Delta t+\varphi)+n_0(t) \tag{2}$$

由于信号与噪声不相关,因此对 $r(t)$ 进行自相关运算,可以得

$$\begin{aligned}R_r(\tau)&=E[r^*(t)r(t+\tau)]=\\&E\{[s_0^*(t)+n_0^*(t)]\cdot[s_0(t+\tau)+n_0(t+\tau)]\}=\\&E[s_0^*(t)s_0(t+\tau)]+\sigma_{n_0}^2\delta(t)\end{aligned} \tag{3}$$

式中,$\sigma_{n_0}^2$ 为解调滤波后噪声 $n_0(t)$ 的方差,进一步计算得

$$\begin{aligned}R_{s_0}(\tau)=&\frac{\cos(2\pi f_\Delta\tau)}{2T_c}\sum_i R_b(i)\cdot\\&\int_{-\infty}^{\infty}q_{T_c}(\eta+\tau)q_{T_c}^*(\eta-iT_c)\mathrm{d}\eta\end{aligned} \tag{4}$$

式中,$R_b(i)$ 为经信息码调制的伪码序列 $\{b_n\}$ 的自相关函数。对式(4)做傅里叶变换可得带有残余频偏的基带 BOC 直扩信号的功率谱密度

$$G_{s_0}(f)=\frac{|Q(f)|^2}{4T_c}G_a(f)\otimes[\delta(f+f_\Delta)+\delta(f-f_\Delta)] \tag{5}$$

式中,$|Q(f)|^2$ 表示脉冲 $q_{T_c}(t)$ 的能量谱密度,$G_b(f)$ 为经信息码调制的伪码序列 $\{b_k\}$ 的功率谱密度,$\otimes$ 表示卷积。下面分析序列 $\{b_k\}$ 的功率谱密度。

本文采用的伪码序列的周期为 N_cT_c,其中码片宽度为 T_c,由文献[4]得到伪码序列 $c(t)$ 和信息序列 $d(t)$ 的功率谱密度为

$$G_c(f)=\frac{N+1}{N^2}sa^2(\pi fT_c)\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-\frac{k}{NT_c}\right)-\frac{1}{N}\delta(f) \tag{6}$$

$$G_d(f)=NT_csa^2(\pi fNT_c) \tag{7}$$

由傅里叶变换的卷积性质得到其功率谱密度为

$$\begin{aligned}&G_b(f)=G_d(f)\otimes G_c(f)=\\&[NT_csa^2(\pi fNT_c)]\otimes\\&\left[\frac{N+1}{N^2}sa^2(\pi fT_c)\sum_{k=-\infty}^{\infty}\delta\left(f-\frac{k}{NT_c}\right)-\frac{1}{N}\delta(f)\right]=\\&\frac{T_c(N+1)}{N}\sum_{k=-\infty}^{\infty}sa^2\left(\frac{\pi k}{N}\right)sa^2\left[\pi NT_c\left(f-\frac{k}{NT_c}\right)\right]-\\&T_csa^2(\pi fNT_c)\end{aligned} \tag{8}$$

利用 $\delta(x)=\lim\limits_{k\to\infty}k\cdot sa^2(\pi kx)$,则式(8)简化为

$$G_b(f)\approx\begin{cases}\dfrac{T_c(N+1)}{N}\displaystyle\sum_{k=-\infty,k\neq0}^{\infty}sa^2(\pi k/N)\delta\left(f-\frac{k}{NT_c}\right)\\ 0,\quad k=0\end{cases} \tag{9}$$

将式(9)代入式(5)中,以 BOC(10,5)为例,可得带有残余频偏的基带 BOC 直扩信号的功率谱密度

$$G_{s_d}(f)\approx\begin{cases}\dfrac{1}{4}\left\{\left[\displaystyle\sum_{k=-\infty,k\neq0}^{\infty}sa^2\left(\frac{\pi k}{N}\right)\delta\left(f+f_\Delta-\frac{k}{NT_c}\right)\right]\cdot\right.\\ \left\{\dfrac{\sin[4\pi T_s(f+f_\Delta)]\tan[\pi T_s(f+f_\Delta)]}{\pi(f+f_\Delta)}\right\}^2+\\ \left[\displaystyle\sum_{k=-\infty,k\neq0}^{\infty}sa^2\left(\frac{\pi k}{N}\right)\delta\left(f-f_\Delta-\frac{k}{NT_c}\right)\right]\cdot\\ \left.\left\{\dfrac{\sin[4\pi T_s(f-f_\Delta)]\tan[\pi T_s(f-f_\Delta)]}{\pi(f-f_\Delta)}\right\}^2\right\}\\ 0,\qquad k=0\end{cases} \tag{10}$$

对上式进行傅里叶变换,并取模平方,就得到了带有残余频偏的基带 BOC 直扩信号的二次谱为

$$\tilde{G}_{s_d}(e) \cong N_c^2 T_c^2 \left| \sum_{l=-\infty}^{\infty} G_1(e-lN_cT_c) \right|^2 \tag{11}$$

其中

$$G_1(e) = T_c^3 \left[1-\frac{|e|}{T_c}\right] \otimes \mathrm{FT}\{\tan^2(\pi T_s f)\} \tag{12}$$

从上式可以看出,将存在残余频偏的 BOC 信号作二次处理后信号的能量主要集中在较尖锐的三角脉冲序列处,其位置在伪码周期的整数倍处,因此可以通过这个特点来估计出伪码序列周期,并且对功率谱采用累加平均的方法可以降低噪声的影响,这样就可以得到更好的估计性能,具体步骤如下:

(1) 首先对存在残余频偏调制的 BOC 信号进行分段,取一段数据作功率谱计算,将得到的功率谱再进行第二次傅氏变换后取模平方,得到二次功率谱;

(2) 取出下一段信号, 重复步骤 1,对每次求得的二次功率谱进行累加;

(3) 对每次累加后的二次功率谱进行谱峰搜索,找出这些峰值所对应的二次功率谱频率, 求出它们的间隔;

(4) 直到步骤 3 中求出的间隔在一定时间内保持稳定,就停止累加,那么求出的间隔就是伪码序列周期。

3　BOC 调制直扩信号的组合码研究

本文以副载波为正弦相位时的 BOC(10,5) 调制短码信号为研究对象,将扩频码与副载波码的组合看作组合码,那么

$$w_i = c_{1+\lfloor (i-1)/4 \rfloor} \cdot v_{1+[(i-1)\bmod 2]},\ i=1,2,\cdots,4N \tag{13}$$

$$w(t) = \sum_{i=1}^{4N} w_i \delta\left(t-i\frac{T_c}{4}\right) (m-1)T_b \leqslant t \leqslant mT_b, m=1,2,\cdots M \tag{14}$$

其中,$\lfloor \cdot \rfloor$ 表示取整数,$\delta(t)$ 表示码片冲激函数,$\delta(t)=\begin{cases}1, 0\leqslant t\leqslant \dfrac{T_c}{4} \\ 0,\ \text{others}\end{cases}$,那么 BOC 基带信号可以表示为

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} d_n w(t-nT_s) \tag{15}$$

式中,d_n 表示传输的信息码,$w(t)$ 为组合码。

图 1 给出了副载波为正弦相位时,基带 BOC 直扩信号组合码分析的示意图。

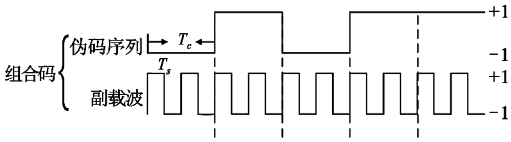

图 1　组合码分析示意图

Fig. 1 The combined code analysis

接收到的 BOC 信号可以表示为

$$y(t) = s(t-t_\Delta) + n(t) \tag{16}$$

其中,t_Δ 是在 $[0, T_s]$ 上均匀分布的随机延时,$n(t)$ 是均值为零、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声。

上面已经估计了 BOC 信号的伪码周期即组合码周期 T_s,先对信号进行上采样,并按周期 T_s 对信号分段得到向量 $\boldsymbol{y}(k)$,它的维数是 $p=T_s/T_e$,这里 T_e 是采样周期,M 是数据组数,则有

$$\boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{s}_{t_\Delta}(k) + \boldsymbol{n}(k), k=1,2,3\cdots \tag{17}$$

$$\boldsymbol{A} = [\boldsymbol{y}(1), \boldsymbol{y}(2), \cdots \boldsymbol{y}(M)] \tag{18}$$

式中,$\boldsymbol{s}(k)$ 是第 k 周期的有用信号,$\boldsymbol{n}(k)$ 是零均值、方差为 σ_n^2 的高斯白噪声,矩阵 $\boldsymbol{A}$ 是由这些数据向量连续组合组成。

如果 $\boldsymbol{y}(k)$ 的采样点起始位置 t_Δ 并不在信息码与组合码的同步点上,一周期 T_s 长度的 $\boldsymbol{s}(k)$ 包含相邻的两个信息码,它们各自调制一部分的组合码,两部分组成一个整周期的组合码,表示为

$$\boldsymbol{s}(k) = m_k \boldsymbol{w}_1 + m_{k+1} \boldsymbol{w}_2 \tag{19}$$

其中,m_k 和 m_{k+1} 是相邻连续的两位信息码,$\boldsymbol{w}_1$ 是由持续时间为 (T_s-t_Δ) 的整周期组合码的后半部分与持续时间为 t_Δ 的零值组成,$\boldsymbol{w}_2$ 是由持续时间为 (T_s-t_Δ) 的零值和持续时间为 t_Δ 的整周期组合码的前半部分组成。进一步将 $\boldsymbol{w}_1$、$\boldsymbol{w}_2$ 幅度归一化得到

$$\boldsymbol{y}(k) = m_k \|\boldsymbol{w}_1\| \boldsymbol{u}_1 + m_{k+1} \|\boldsymbol{w}_2\| \boldsymbol{u}_2 + \boldsymbol{n}(k) \tag{20}$$

其中

$$\begin{cases}\boldsymbol{u}_1 = \boldsymbol{w}_1 / \|\boldsymbol{w}_1\| \\ \boldsymbol{u}_2 = \boldsymbol{w}_2 / \|\boldsymbol{w}_2\|\end{cases} \tag{21}$$

$$\boldsymbol{u}_i \boldsymbol{u}_j = \begin{cases}1, i=j \\ 0, i\neq j\end{cases} \quad i,j=1,2 \tag{22}$$

假设 BOC 信号与噪声不相关,对矩阵 $\boldsymbol{A}$ 作自相关运算可得

$$\boldsymbol{R} = E[\boldsymbol{A}\boldsymbol{A}^{\mathrm{T}}] \tag{23}$$

实际中,只有有限个数据向量计算自相关,其近似表达式如下:

$$\hat{\boldsymbol{R}}(M) = \frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M} \boldsymbol{y}(k)\boldsymbol{y}(k)^{\mathrm{T}} \tag{24}$$

假设$s_{t_\Delta}(k)$和$n(k)$相互独立且不相关，信息码是均值为零、方差为σ_a^2，当$y(k)$各态历经时存在，则有

$$R=\lim_{M\to\infty}\hat{R}(M)=\hat{R}(\infty)=E(y(k)y(k)^{\mathrm{T}})\quad(25)$$

$$\hat{R}(\infty)=\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}y(k)y(k)^{\mathrm{T}}=$$

$$\frac{1}{M}\sum_{k=1}^{M}\begin{pmatrix}|m_k|^2 w_1 w_1^{\mathrm{T}}+|m_{k+1}|^2 w_2 w_2^{\mathrm{T}}+\\ m_k m_{k+1}w_1 w_2^{\mathrm{T}}+m_{k+1}m_k w_2 w_1^{\mathrm{T}}\end{pmatrix}+\sigma_n^2 I=$$

$$\sigma_a^2\|w_1\|^2 u_1 u_1^{\mathrm{T}}+\sigma_a^2\|w_2\|^2 u_2 u_2^{\mathrm{T}}+\sigma_n^2 I\quad(26)$$

设组合码序列的能量为

$$\varepsilon^2=\int_{-\infty}^{\infty}|w|^2\mathrm{d}t\approx T_s\|w\|^2\quad(27)$$

代入式(26)，可以得

$$\hat{R}(\infty)=\sigma_a^2\|w\|^2\left(\frac{\|w_1\|^2}{\|w\|^2}u_1 u_1^{\mathrm{T}}+\frac{\|w_2\|^2}{\|w\|^2}u_2 u_2^{\mathrm{T}}\right)+$$

$$\sigma_n^2 I=\frac{\sigma_a^2\varepsilon^2}{T_e}\left(\frac{T_s-t_\Delta}{T_s}u_1 u_1^{\mathrm{T}}+\frac{t_\Delta}{T_s}u_2 u_2^{\mathrm{T}}\right)+\sigma_n^2 I\quad(28)$$

有用 BOC 信号的方差是一周期 BOC 信号的能量除以T_s，即

$$\sigma_s^2=\frac{\sigma_a^2\varepsilon^2}{T_s}\quad(29)$$

设信噪比表示为

$$\rho=\sigma_s^2/\sigma_n^2\quad(30)$$

式(28)可以写为

$$\hat{R}(\infty)=U_s\Lambda_s U_s^{\mathrm{T}}+U_n\Lambda_n U_n^{\mathrm{T}}=$$

$$\left[\sigma_n^2\rho\left(\frac{T_s-t_\Delta}{T_e}\right)\right]u_1 u_1^{\mathrm{T}}+\left[\sigma_n^2\rho\left(\frac{t_\Delta}{T_e}\right)\right]u_2 u_2^{\mathrm{T}}+\sigma_n^2 I\quad(31)$$

式中，U_s和U_n的列向量分别为矩阵$\hat{R}(\infty)$的最大奇异值$\sigma_{R_1}^2$、次大奇异值$\sigma_{R_2}^2$和σ_n^2对应的奇异向量构成，且有$\sigma_{R_1}^2\geqslant\sigma_{R_2}^2>\sigma_n^2$；$\Lambda_s$为二阶矩阵，$\Lambda_n$为$(p-2)$阶矩阵：

$$\Lambda_s=\mathrm{diag}(\sigma_{R_1}^2,\sigma_{R_2}^2)$$
$$\Lambda_n=\mathrm{diag}(\sigma_n^2,\sigma_n^2,\cdots,\sigma_n^2)\quad(32)$$

当信号同步时，即当$t_\Delta=0$时，可得

$$\hat{R}(\infty)=U_s\Lambda_s U_s^{\mathrm{T}}+U_n\Lambda_n U_n^{\mathrm{T}}=\sigma_n^2\rho\frac{T_s}{T_e}uu^{\mathrm{T}}+\sigma_n^2 I\quad(33)$$

此时Λ_s退化为一阶矩阵，Λ_n为$(p-1)$阶矩阵，它们的列向量分别为矩阵$\hat{R}(\infty)$的最大奇异值$\sigma_{R_1}^2$和σ_n^2对应的奇异向量构成，且有$\sigma_{R_1}^2>\sigma_n^2$。

$$\Lambda_s=\sigma_{R_1}^2$$

$$\Lambda_n=\mathrm{diag}(\sigma_n^2,\sigma_n^2,\cdots,\sigma_n^2)\quad(34)$$

根据矩阵特征分解实现组合码估计，具体如下所述。

(1)同步情况($t_\Delta=0$)

由公式知$\hat{R}(\infty)$的特征值

$$\begin{cases}\sigma_{R_1}^2=\left(1+\rho\dfrac{T_s}{T_e}\right)\\ \sigma_{R_i}^2=\sigma_n^2,i\geqslant 2\end{cases}\quad(35)$$

最大的特征向量包含了一个周期内组合码的完整信息，即

$$\hat{w}=\pm\mathrm{sgn}(u)\quad(36)$$

(2)非同步情况($t_\Delta\neq 0$)

当$t_\Delta<T_s/2$时，由公式知$\hat{R}(\infty)$的特征值

$$\begin{cases}\sigma_{R_1}^2=\left(1+\rho\dfrac{T_s-t_\Delta}{T_e}\right)\sigma_n^2\\ \sigma_{R_2}^2=\left(1+\rho\dfrac{t_\Delta}{T_e}\right)\sigma_n^2\\ \sigma_{R_i}^2=\sigma_n^2,i\geqslant 3\end{cases}\quad(37)$$

其中，u_1包含了组合码序列后半段的信息，u_2包含了组合码序列前段的信息。$u=\mathrm{sgn}(u_2)+\mathrm{sgn}(u_1)$，并且可根据粗略估计出输入信噪比和时延分别为$\hat{\rho}=(\sigma_{R_1}^2+\sigma_{R_2}^2/\sigma_n^2-2)T_e/T_s$，$\hat{t}_\Delta=(T_e/\hat{\rho})(\sigma_{R_2}^2/\sigma_n^2-1)$

当$T_s/2<t_\Delta<T_s$时，同理可得

$$u=\mathrm{sgn}(u_1)+\mathrm{sgn}(u_2)\quad(38)$$

4 仿真实验与结果分析

实验 1：观察不同频偏下，接收信号一次谱和二次谱的变化，BOC 直扩信号的伪码速率R_c = 5.115 MHz，伪码周期为 63，副载波速率R_s = 10.23 MHz，采样率Sa = 8 b/chip，为了清楚地观察不同频偏对于一次谱和二次谱的影响，频偏分别取Δf = 5.115 MHz，10.23 MHz，信噪比为 −5 dB，累加次数为 50 次，由仿真结果可知，频偏对一次功率谱有一定的影响，而对二次谱并无明显的影响，对应两个频偏下的二次谱都在间隔为 2 016 的位置出现尖峰，通过除以采样频率f_s即可得到伪码周期。

实验 2：在实验 1 的基础上，验证不同残余频偏对伪码周期估计性能的影响，分别设置频偏Δf为 0 MHz、5.115 MHz、10.23 MHz，信噪比范围为 −16 ~ 0 dB，进行 200 次蒙特卡洛仿真，仿真结果如图 2 所示。

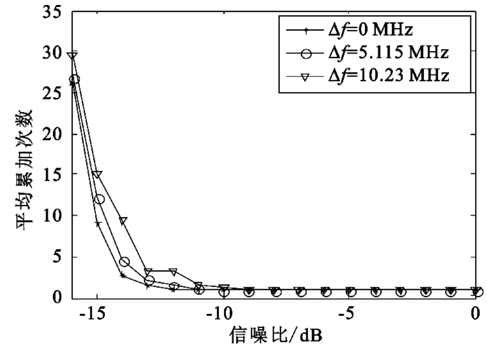

图 2 不同残余频偏下伪码周期的估计性能

Fig. 2 PN code period performance estimation with different residual frequency offset

由图 2 可以看出,对于不同频偏下的伪码周期的估计性能差别并不大,验证了理论推导的正确性,并且随着信噪比的增大,正确估计所需要的组数逐渐减小,收敛速度较快,验证了本算法的有效性。

实验 3:在频偏为零时对 BOC 直扩信号的组合码估计的仿真实验,参数与实验一相同,在信噪比为 −12 dB情况下,对相关矩阵进行 200 次累加求平均后进行奇异值分解。

图 3 是按降序排列的奇异值谱,由图中可以看出有两个较大的奇异值 $\sigma_{R_1}^2$、$\sigma_{R_2}^2$,图 4 和图 5 分别是它们对应的奇异向量,通过两个奇异向量相加并取符号函数值就是我们要估计的组合码序列,如图 6 所示。

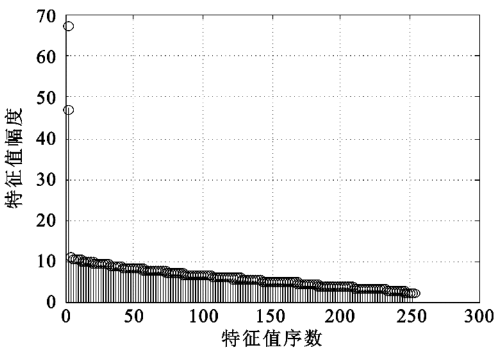

图 3 奇异值谱

Fig. 3 Singular value spectrum

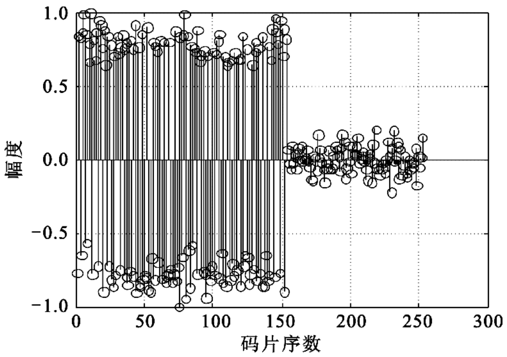

图 4 $\sigma_{R_1}^2$ 对应的奇异向量

Fig. 4 Singular vector corresponding to $\sigma_{R_1}^2$

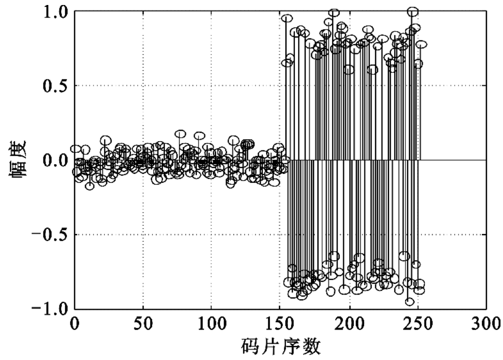

图 5 $\sigma_{R_2}^2$ 对应的奇异向量

Fig. 5 Singular vector corresponding to $\sigma_{R_2}^2$

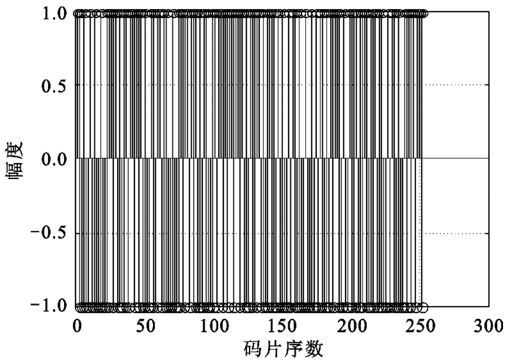

图 6 原组合码序列

Fig. 6 The combination code sequence

实验 4:测试该算法在不同信噪比下的收敛曲线,分别设置信噪比为−5 dB、−10 dB、−15 dB,计算正确估计组合码序列所需要的组数,结果如图 7 所示。

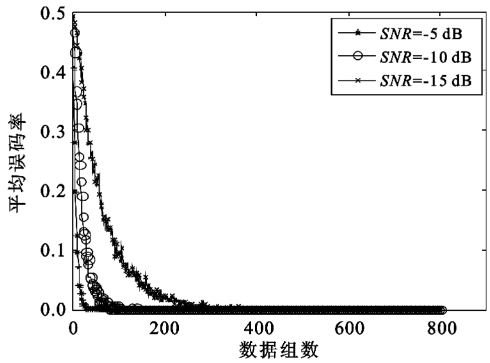

图 7 算法的收敛曲线

Fig. 7 Convergence curve of the algorithm

由图 7 中可以看出,信噪比越高,正确估计出组合码序列所需要的组数越少,收敛也较快,且在信噪比一定的情况下,组数越多,平均误码率越小。

5 结束语

本文推导了带有残余频偏的 BOC 调制直扩信号的二次功率谱的公式,分别对带有不同残余频偏的 BOC 信号用二次谱方法进行伪码周期估计,验证了该算法在存在残余频偏的情况下也具有较好的性能;然后提出了组合码思想,将扩频码与副载波码的组合看作组合码,这样就可以通过组合码的估计来解扩原信号, 这个思想对卫星导航接收机设计具有一定的参考价值。利用矩阵分解方法对组合码进行估计,该方法首先将信号采样后按伪码周期分段构成数据向量,然后计算相关矩阵并对其进行奇异值分解,最后搜索最大和次大奇异值以及对应的向量估计出组合码序列,并求出了不同信噪比下正确估计组合码所需要的数据组数。仿真结果表明在信噪比为-15 dB,伪码周期估计和组合码序列估计都有较高的正确率。然而,由于在实际截获的信号中副载波是未知的,为了完全能估计出伪码序列,需要首先估计出副载波,这是下一步的研究重点。

参考文献:

[1] 钱博,田浩明,冯永新,等. BOC 调制信号相关检测算法[J]. 火力与指挥控制,2011,36(4):22-25.
QIAN Bo, TIAN Hao-ming, FENG Yong-xin, et al. Research on an Algorithm of Correlation Detection for BOC Modulation Signal[J]. Fire Control & Command Control, 2011,36(4):22-25. (in Chinese)

[2] 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.
ZHANG Tian-qi, HE Dan-na, 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. (in Chinese)

[3] 张天骐,张传武,林孝康,等. 直扩信号伪码周期及序列的估计算法[J]. 系统工程与电子技术,2005,27(8):1365-1368.
ZHANG Tian-qi,ZHANG Chuan-wu,LIN Xiao-kang,et al. Algorithms for period and sequence estimation of the PN code in DS-SS signals[J]. Systems Engineering and Electronics,2005,27(8):1365-1368. (in Chinese)

[4] 张天骐,代少升,杨柳飞,等. 在残余频偏下微弱直扩信号伪码周期的谱检测[J]. 系统工程与电子技术,2009,31(4):777-781.
ZHANG Tian-qi, DAI Shao-sheng, YANG Liu-fei, et al. Method of spectra for periodic detection of the PN sequence in the weak DS-SS signals with residual carrier[J]. Systems Engineering and Electronics, 2009, 31(4): 777-781. (in Chinese)

[5] 张天骐,周圣,高丽,等. 基于模糊酉矩阵 TD-SCDMA 突发信号组合码的盲估计[J]. 电子与信息学报,2013,35(6):1357-1364.
ZHANG Tian-qi, ZHOU Sheng, GAO Li, et al. Blind Estimation of the Combination Code of TD-SCDMA Burst Signal Based on Fuzzy Unitary Matrix[J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2013,35(6):1357-1364. (in Chinese)

作者简介:

阳 锐(1990—),男,湖北孝感人,硕士研究生,主要研究方向为通信信号处理;

YANG Rui was born in Xiaogan, Hubei Province,in 1990. He is now a graduate student. His research concerns communication signal processing.

Email:1019501266@ qq. com

张天骐(1971—),男,四川眉山人,博士,教授,主要研究方向为语音信号处理、通信信号的调制解调、盲处理、神经网络实现以及 FPGA、VLSI 实现;

ZHANG Tian-qi was born in Meishan,Sichuan Province,in 1971. He is now a professor with the Ph. D. degree. His research concerns voice signal processing,modulation and demodulation, blind processing,neural network implementation and its FPGA, VLSI implementation of communication signal.

石 穗(1989—),女,湖北随州人,硕士研究生,主要研究方向为通信信号(UQPSK)的盲检测与估计;

SHI Sui was born in Suizhou,Hubei Province,in 1989. She is now a graduate student. Her research concerns blind detection and estimation of communication signal(UQPSK).

张亚娟(1990—),女,河南洛阳人,硕士研究生,主要研究方向为通信信号(BOC)的捕获与跟踪。

ZHANG Ya-juan was born in Luoyang,Henan Province,in 1990. She is now a graduate student. Her research concerns capturing and tracking for BOC signal.