

## 基于时延二维估计的 BOC 调制信号捕获方法

李 琳, 谭述森, 陈向东  
(北京卫星导航中心, 北京 100094)

**摘 要:** 采用常规的 BPSK 调制信号捕获方法处理 BOC 调制信号时, 会因 BOC 调制信号相关函数的副相关峰具有数目较多、幅度较大、峰间时延较小等特点而引发捕获模糊问题. 本文系统解析主流捕获方法的捕获模糊规避思路, 提出一种基于时延二维估计的 BOC 调制信号新型捕获方法. 与主流捕获方法相比, 时延二维估计法在调制参数敏感性、信噪比损失、搜索步长、时延估计精度、硬件资源需求、实现架构等方面综合最优.

**关键词:** BOC 调制; 子载波调制; 捕获模糊; 时延估计

**中图分类号:** P228 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2017)07-1792-09

**电子学报 URL:** <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2017.07.033

## An Acquisition Methods Based on Two-Dimensional Time Delay Evaluation for Binary Offset Carrier Modulated Signals

LI Lin, TAN Shu-sen, CHEN Xiang-dong  
(Beijing Satellite Navigation Center, Beijing 100094, China)

**Abstract:** The acquisition ambiguity problem of binary offset carrier (BOC) modulated signals resulted from the multiple correlation peaks of BOC modulated signals when employing correlation techniques used for conventional binary phase shift keying (BPSK) receivers. This paper systematically analyses circumvention mentality of acquisition ambiguity as well as the derivative acquisition method, and then put forward a new acquisition method based on two-dimensional time delay evaluation. Compared with existing mainstream acquisition methods, the new acquisition method is comprehensive optimum in many aspects, including modulation parameter susceptibility, signal-to-noise ratio (SNR) loss, search step, estimated accuracy, hardware resource requirement and realization architecture.

**Key words:** binary offset carrier (BOC) modulation; subcarrier modulation; acquisition ambiguity; time delay estimate

### 1 引言

卫星导航系统日益增长的频率资源需求与导航信号二相相移键控(BPSK)调制相对有限的频率共用能力之间的矛盾,促成了二进制偏移载波(BOC)调制在全球卫星导航系统的广泛应用<sup>[1-4]</sup>.继GPS、Galileo之后,我国北斗全球卫星导航系统也将采用BOC调制<sup>[5-9]</sup>.

BOC调制在BPSK调制基础上增加了周期性的子载波调制,有伪随机码速率、子载波频率两个独立参数;可将导航信号频谱集中于特定频带,避免与其它频谱混叠、减少对其它信号干扰;较直接、彻底地解决了卫星导航系统间的兼容、互操作等问题.另外,BOC调制信号的自相关函数比(相同伪随机码速率)BPSK调制信号的自相关函数更为陡峭,具有码跟踪精度更高、抗多

径性能更好等优点<sup>[1,2]</sup>.

然而,周期性的子载波调制使得BOC调制信号的自相关函数除主相关峰外,还有数目较多、幅度较大、峰间时延较小的副相关峰.如果采用BPSK调制信号的常规捕获方法处理BOC调制信号,将无法确定搜索到的捕获检测函数最大值对应于主相关峰还是某一副相关峰,即所谓的“捕获模糊”问题<sup>[10-22]</sup>.

针对BOC调制信号的捕获模糊问题,国内外学者相继提出多种捕获方法<sup>[1,3,10-22]</sup>;但在捕获模糊规避思路的系统解析以及主流捕获方法的综合比较方面还鲜有报道.本文首先解析了主流捕获方法的捕获模糊规避思路,然后提出了一种新型捕获方法—基于(伪随机码相位,子载波相位)二维空间搜索的时延二维估计法,最后比较了时延二维估计法及主流捕获法的性能

及特点.

## 2 捕获模糊问题起因

BOC 调制信号经由直接序列扩频调制、子载波调制和载波调制而成,通常简记为  $\text{BOC}(f_{s,c}, R_c)$  或者  $\text{BOC}(m, n)$ . 这里  $f_{s,c} = m f_{nom} = 1/(2 T_s)$  为子载波频率,  $f_{nom} = 1.023 \text{MHz}$  为基准频率,  $T_s$  为子载波周期的一半;  $R_c = n f_{nom} = 1/T_c$  为伪随机码速率,  $T_c$  为伪随机码的码片宽度;  $m, n$  为正整数,且  $2m/n$  为正整数. 子载波相位取 0 度、90 度时,称 BOC 调制信号具有正弦、余弦相位.

BOC 调制信号的自相关特性与带宽有关. 带宽无穷大的理想情况下,BOC 调制信号的自相关函数,见式 (1)<sup>[1,2]</sup>.

$$R_B(\tau) = \frac{1}{2m/n} \left\{ \sum_{k=\lceil -m/n+1/2 \rceil}^{\lfloor m/n-1/2 \rfloor} (m/n - |k|) \left[ 2 \text{Tri}\left(\frac{\tau}{T_s} - 2k\right) \right] + \sum_{k=\lceil -m/n+1 \rceil}^{\lfloor m/n-1 \rfloor} (m/n - |k|) \left[ -\text{Tri}\left(\frac{\tau}{T_s} - 2k - 1\right) - \text{Tri}\left(\frac{\tau}{T_s} - 2k + 1\right) \right] \right\} \quad (1)$$

其中三角函数  $\text{Tri}(x) = 1 - |x|$  (当  $|x| \leq 1$ ), 否则取值为 0;  $\lfloor \cdot \rfloor, \lceil \cdot \rceil$  分别为向下、向上取整函数.

根据式 (1) 可知:BOC 调制信号的自相关函数在  $[-T_c, T_c]$  内有多峰,多次穿越零点. 与  $j=0$  对应的峰为主峰,其余峰为副峰. 各峰之间相距  $1/(2f_{s,c})$ ; 最接近主峰的过零点位于  $\pm 1/(4f_{s,c} - R_c)$ .

四种 BOC 调制信号以及 BPSK 调制信号的自相关函数,如图 1 所示. 图中横轴为归一化相关时延  $\bar{\tau} (= \tau/T_c)$ .

实际上,产生、接收卫星导航信号的设备带宽有限. 带宽有限情况下,BOC 调制信号的自相关函数,见式 (2)<sup>[2]</sup>.

$$R_B^{BL}(\tau) = \frac{1}{2m/n} \left\{ \sum_{k=\lceil -m/n+1/2 \rceil}^{\lfloor m/n-1/2 \rfloor} (m/n - |k|) \left[ 2G\left(\frac{\tau}{T_s} - 2k\right) \right] + \sum_{k=\lceil -m/n+1 \rceil}^{\lfloor m/n-1 \rfloor} (m/n - |k|) \left[ -G\left(\frac{\tau}{T_s} - 2k - 1\right) - G\left(\frac{\tau}{T_s} - 2k + 1\right) \right] \right\} \quad (2)$$

其中  $G(x) = \frac{1}{\pi}(x+1)\text{Si}[2\pi b(x+1)] + \frac{1}{2\pi^2 b} \cos[2\pi b(x+1)] + \frac{1}{\pi}(x-1)\text{Si}[2\pi b(x-1)] + \frac{1}{2\pi^2 b} \cos[2\pi b(x-1)] - \frac{2x}{\pi}\text{Si}(2\pi bx) - \frac{1}{\pi^2 b} \cos(2\pi bx)$ ;

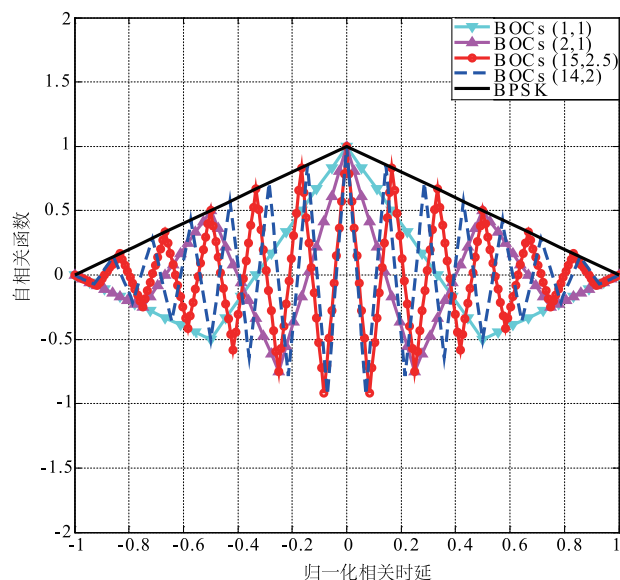


图 1 四种 BOC 调制信号以及 BPSK 调制信号的自相关函数

归一化带宽  $b = \frac{BW}{4f_{sc}} = \frac{BW}{4(mf_{nom})}$ ,  $BW$  为带宽;  $\text{Si}(y) = \int_0^y \frac{\sin z}{z} dz$ .

BOC(2,1) 调制信号在  $b$  分别为 1、0.5 和无穷大时的自相关函数,如图 2 所示. 图 2 表明: $b$  为 1 时的自相关函数与带宽无限时差别很小; $b$  为 0.5 时的自相关函数与带宽无限时差别很大,相关峰幅度明显减小,相关峰位置明显外扩.

常规捕获方法流程如下:接收信号与本地副本信号相关,由相关函数构造得到捕获检测函数;载波多普勒频率维度以  $2/(3T)$  为步长、伪随机码相位维度以  $T_c/2$  为步长搜索捕获检测函数最大值;由捕获检测函数最大值所处位置获得载波多普勒频率、伪随机码相位

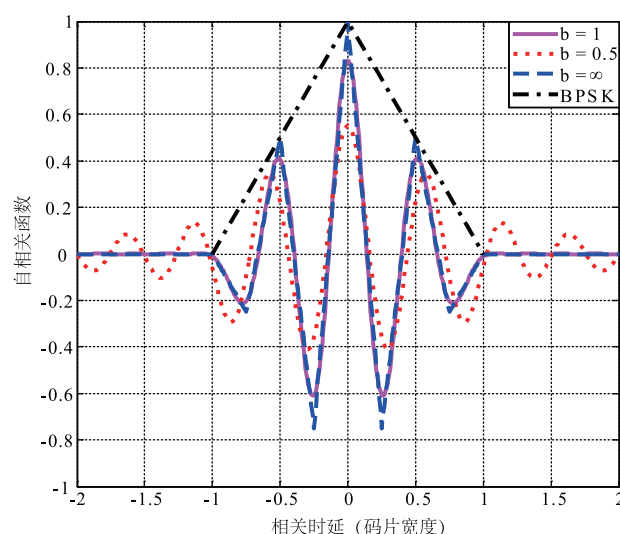


图 2 BOC(2,1) 调制信号在三种归一化带宽下的自相关函数

的粗略估计<sup>[23]</sup>. 这里  $T$  为每个搜索单元的停留时间.

BOC 调制信号的捕获处理不能完全照搬上面针对 BPSK 调制信号的常规捕获方法, 否则会出现因大步长搜索而漏失捕获检测函数多峰细节的“栅栏”效应. 原因在于: BOC 调制信号的自相关函数除主峰外, 还有多个幅度(接近于主峰幅度)较大、峰间时延( $T_s$ ; 不大于  $T_c/2$ )较小的副峰. 如果完全照搬, 那么由相关函数构造得到的捕获检测函数也具有相同的特点; 这就要求捕获检测函数的搜索步长至少要小于峰间时延, 才可能捕捉到对应于相关函数主峰的捕获检测函数位置. 因此, 常规捕获方法  $T_c/2$  的搜索步长太大了, 将无法确定搜索到的捕获检测函数最大值对应于相关函数主峰还是某一副峰; 也即伪随机码的时延估计具有整周模糊度一时延估计与真实时延之间的差异为  $kT_s$  (峰间时延的整数倍).

### 3 捕获模糊规避思路及衍生方法

基于上述捕获模糊问题起因, 可依照小步长搜索、低阶 BPSK 调制分量近似、捕获检测函数单峰化等思路系统地规避捕获模糊, 由此衍生出多种捕获方法. 以主流捕获方法为例加以说明: 过采样(OS)法<sup>[10,11,12]</sup>、三路并行相关(TPC)法<sup>[13,14,19-22]</sup>可由小步长搜索思路衍生而来; 类 BPSK(BPSK-Like)法<sup>[10-12,18,19]</sup>、单边带(SSB)法<sup>[3,4,22]</sup>可由低阶 BPSK 调制分量近似思路衍生而来; 相关函数副峰消除(CFSPC)法<sup>[15,16]</sup>、子载波剥除(SCC)<sup>[3,4,22]</sup>法可由捕获检测函数单峰化思路衍生而来.

另外, 有些文献中提到的合成相关函数(SCF)法或者互相关法就为 CFSPC 法, 子载波相位消除(SCPC)法就为 SCC 法<sup>[4]</sup>.

#### 3.1 小步长搜索思路及衍生方法

小步长搜索思路以小步长搜索多峰的捕获检测函数, 确保搜索到的捕获检测函数最大值对应于相关函数主峰, 以此规避捕获模糊.

鉴于 BOC 调制信号自相关函数具有以下特点:  $|\tau| > T_c$  时, 自相关函数取值恒为零;  $|\tau| \leq T_c$  时, 自相关函数有 1 个主峰, 主峰幅度为 1; 有  $-2 + 4m/n$  个副峰, 副峰最大幅度为  $1 - n/(2m)$ ; 各相关峰间时延  $T_s$ ; 最接近主峰的过零点位于  $T_s/[2 - n/(2m)]$ . 由此可知: 主峰内相关值大于等于各副峰幅度的相关时延区间为  $T_{\text{Main} \geq \text{Side}} = [-T_s/(4m/n - 1), T_s/(4m/n - 1)]$ .

为此, 取 BOC 调制信号与本地子载波调制伪随机码的互相关函数包络为捕获检测函数, 取捕获检测函数的搜索步长  $T_{\text{Search}}^{\text{BOC}}$  小于区间  $T_{\text{Main} \geq \text{Side}}$  的长度  $2T_s/(4m/n - 1)$ . 这样, 可确保搜索到区间  $T_{\text{Main} \geq \text{Side}}$ , 且搜索到的捕获检测函数最大值对应于相关函数主峰而非副峰; 相应的时延估计精度优于  $\pm T_s/(4m/n - 1)$ .

通常搜索步长为采样间隔的正整数倍, 因此采样间隔  $T_{\text{Search}}^{\text{BOC}}/k (< 2T_s/[(4m/n - 1)k])$ , 这里  $k$  为正整数. 对于 BOC(1,1) 调制信号, 采样间隔应小于  $(325.8/k)$  ns, 采样频率应高于  $(3.07k)$  MHz; 对于 BOC(14,2) 调制信号, 采样间隔应小于  $(2.6/k)$  ns, 采样频率应高于  $(384.6k)$  MHz.

因为  $m, m/n$  越大, 区间  $T_{\text{Main} > \text{Side}}$  的长度越短, 搜索步长  $T_{\text{Search}}^{\text{BOC}}$  越小, 采样间隔  $T_{\text{Search}}^{\text{BOC}}/k$  越小, 采样频率越高; 所以小步长搜索思路不适于  $m, m/n$  较大的 BOC 调制信号.

过采样法以小步长、串行方式搜索捕获检测函数的最大值, 三路并行相关法以小步长、并行方式搜索捕获检测函数的最大值. 三路并行相关法需在本地用三路时延相差  $2T_s/(4m/n - 1)$  的超前、即时、滞后支路分别与 BOC 调制信号相关得到三个捕获检测变量; 将三个捕获检测变量与门限比较, 超过门限表明捕获成功; 取捕获成功支路的时延为时延的粗略估计.

#### 3.2 低阶 BPSK 调制分量近似思路及衍生方法

低阶 BPSK 调制分量近似思路依据子载波的傅里叶级数展开, 将 BOC 调制信号近似为其低阶 BPSK 调制信号分量, 以此规避捕获模糊.

根据式(3)所示子载波的傅里叶级数展开.

$$\text{sgn}[\sin(\omega_{sc}t)] = \frac{4}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2l-1} \sin[(2l-1)\omega_{sc}t] \quad (3)$$

可得式(4)

$$\begin{aligned} \text{sgn}[\sin(\omega_{sc}t)] \cos(\omega_c t) = & \\ \frac{2}{\pi} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{1}{2l-1} \{ \sin[\omega_c t + (2l-1)\omega_{sc}t] & \\ - \sin[\omega_c t - (2l-1)\omega_{sc}t] \} & \end{aligned} \quad (4)$$

上式表明: BOC 调制信号是无数个载波频率线性变化的 BPSK 调制信号之和. 由此衍生出类 BPSK 法、单边带法等.

##### 3.2.1 类 BPSK 法

类 BPSK 法通过对 BOC 调制信号的  $n$  ( $n = 1, \dots, N$ ) 阶 BPSK 调制信号分量, 进行频谱搬移、加权求和、低通滤波, 得到 1 个类似 BPSK 调制信号; 而后采用 BPSK 调制信号的捕获方法进行常规捕获检测处理.

通常取  $N = 1$  和  $N = 2$ , 分别称为一阶类 BPSK 法和二阶类 BPSK 法. 一阶类 BPSK 法主要利用 BOC 调制信号的两个 1 阶 BPSK 分量, 信噪比损失因子  $2/\pi$ , 信噪比损失分贝数约  $-1.96$  dB; 二阶类 BPSK 法主要利用 BOC 调制信号的两个 1 阶 BPSK 分量和两个 2 阶 BPSK 分量, 信噪比损失因子  $20/(9\pi)$ , 信噪比损失分贝数约  $-1.50$  dB. 在信噪比方面, 二阶类 BPSK 法较一阶类 BPSK 法有  $0.46$  dB 的改善.

### 3.2.2 单边带法

单边带法与一阶类 BPSK 法的相同之处:主要利用 BOC 调制信号中载波频率为  $f_c + f_{sc}$  和  $f_c - f_{sc}$  的 BPSK 分量,分别简记为 BPSK<sub>1+</sub> 和 BPSK<sub>1-</sub>. 与一阶类 BPSK 法的不同之处:单边带法视两个 1 阶 BPSK 分量为两个 BPSK 调制信号,分别进行常规捕获检测处理;而一阶类 BPSK 法对 2 个 1 阶 BPSK 分量的加权和、低通滤波输出做常规捕获检测处理.

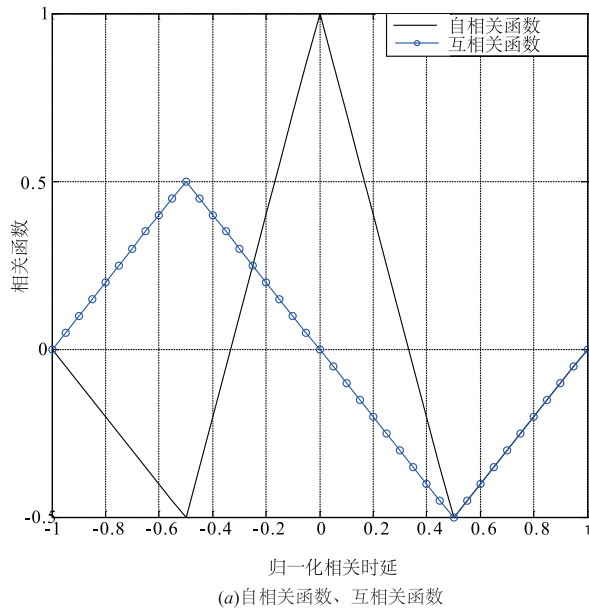
### 3.3 捕获检测函数单峰化思路及衍生方法

捕获检测函数单峰化思路针对 BOC 调制信号相关函数多个相关峰的起因、特点等,构造具有单峰特性的捕获检测函数,以此规避捕获模糊.

由捕获检测函数单峰化思路衍生出的捕获方法有相关函数副峰消除法、子载波剥除法等. 相关函数副峰消除法依据 BOC 调制信号自相关函数的特点,以及 BOC 调制信号与伪随机码互相关函数的特点,构造副峰被有效抑制的捕获检测函数. 子载波剥除法针对 BOC 调制信号相关函数的多峰起因——周期性的子载波调制,在本地增加子载波调制剥除环节以消除相关函数副峰及其不利影响.

#### 3.3.1 相关函数副峰消除法

相关函数副峰消除法是针对 BOC( $n, n$ ) 调制信号特点量身定做的一种方法. 根据第 2 节可知:BOC( $n, n$ )



调制信号的自相关函数,见式(5).

$$R_B(\tau) = \text{Tri}(\tau/T_s) - (1/2)\text{Tri}(\tau/T_s + 1) - (1/2)\text{Tri}(\tau/T_s - 1) \quad (5)$$

BOC( $n, n$ ) 调制信号与伪随机码的互相关函数,见式(6).

$$R_{B,p}(\tau) = (1/2)\text{Tri}(\tau/T_s + 1) - (1/2)\text{Tri}(\tau/T_s - 1) \quad (6)$$

相关函数  $R_B(\tau)$ 、 $R_{B,p}(\tau)$  如图 3(a) 所示,图中横轴为归一化相关时延  $\tau$ . 图 3(a) 表明:自相关函数的两个副峰与互相关函数的两个相关峰具有位置重合、幅度相同的特点.

因此,可按(7)式构造得到副峰被有效抑制的捕获检测函数.

$$V_{\text{Acquire}}(\tau) = [R_B(\tau)]^2 - \beta[R_{B,p}(\tau)]^2 \quad (7)$$

其中  $\beta$  为形状系数.

捕获检测函数与  $\beta$  之间的关系,如图 3(b) 所示. 图 3(b) 表明: $\beta < 1$  时,  $V_{\text{Acquire}}(\tau)$  会出现两个新的副峰; $\beta > 1$  时,随着  $\beta$  增大,  $V_{\text{Acquire}}(\tau)$  副峰的幅度变大、宽度变宽. 为此取  $\beta = 1$ , 此时捕获检测函数副峰的数目少、幅度小、宽度窄,接近于单峰情形. 这样,只需以小于  $0.4T_c$  ( $=0.8T_s$ ) 的步长搜索即可.

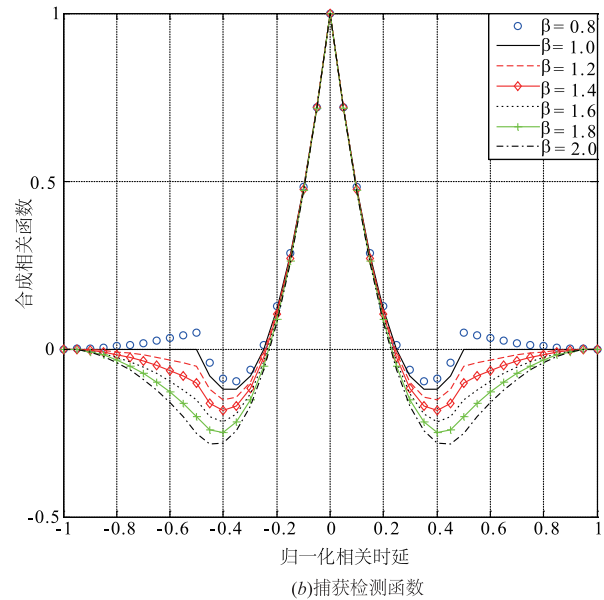


图 3 BOC( $n, n$ ) 调制信号的自相关函数、互相关函数以及捕获检测函数

#### 3.3.2 子载波剥除法

子载波剥除法的处理流程如图 4 所示. 图中载波振荡器产生同相载波、正交载波副本  $\cos(w_{c_+} t + \hat{\varphi})$ 、 $\sin(w_{c_+} t + \hat{\varphi})$ ; 这里角频率  $w_{c_+} = 2\pi f_{c_+}$ , 而  $f_{c_+}$  为载波频率加载波多普勒频率; $\hat{\varphi}$  是载波相位  $\varphi$  的估计值. 子载波

振荡器产生同相子载波副本  $g_{sc}(t - \hat{\tau})$ 、正交子载波副本  $\hat{g}_{sc}(t - \hat{\tau})$ ; 伪随机码振荡器产生伪随机码副本  $p(t - \hat{\tau})$ ;  $\hat{\tau}$  是时延  $\tau$  的估计值. 同相子载波、正交子载波的相位取决于 BOC 调制信号; 若 BOC 调制信号子载波为正弦相位, 则同相、正交子载波分别为正弦、余弦相位; 反之亦然.

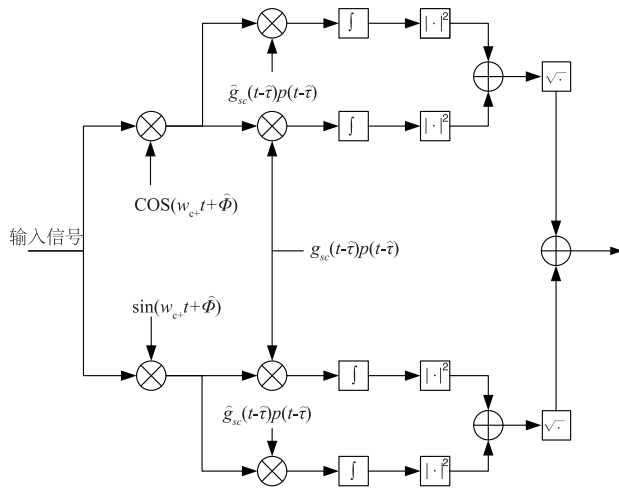


图 4 子载波剥除法的处理框图

子载波剥除捕获法的捕获检测函数类似于传统 BPSK 调制信号捕获法的捕获检测函数,具有单峰特性;由此规避了捕获模糊问题。

#### 4 时延二维估计法

前述主流捕获方法尽管捕获模糊规避思路各异,但均视伪随机码时延与子载波时延为同一个量,继而在“伪随机码×子载波”一维空间对时延进行估计。下面首先给出时延二维估计法的理论基础,然后介绍时延二维估计法的处理流程,最后分析时延二维估计法的捕获性能等。

经由直接序列扩频调制、子载波调制和载波调制而成的 BOC 调制信号,通过卫星发播、空间传播到达用户端。BOC 调制信号的伪随机码、子载波、载波分别是周期为  $LT_c$ 、 $2T_s$  和  $T_{c+}$  的周期性函数,其中  $L$  为伪随机码长度,  $T_{c+} = 1/f_{c+}$  随载波多普勒频率变化而变化。

BOC 调制信号从卫星到用户端的传播时间  $\Delta t$ , 包含于 BOC 调制信号相对于用户端(依据本地时钟)所产生副本信号的伪随机码相位、子载波相位和载波相位。两者之间的相对相位,可充分利用 BOC 调制信号独特的自相关性来获得。具体而言:伪随机码的自相关函数是周期为  $LT_c$  的三角脉冲函数,在主值区间  $|\tau| \leq T_c$  内满足  $R_p(\tau) = 1 - |\tau|/T_c$ ;否则取值为 0。子载波的自相关函数  $R_{sc}(\tau)$  是图 5 所示周期为  $2T_s$  的三角余弦函数,在主值区间  $|\tau| \leq T_s$  内满足  $R_{sc}(\tau) = 1 - 2|\tau|/T_s$ 。载波的自相关函数是周期为  $T_{c+}$  的正弦函数。

注意到伪随机码自相关函数、子载波自相关函数、载波自相关函数,在其一个周期内的相关峰值只与一个时延对应。特别的,在主周期内的相关峰值只与一个时延(模周期)对应。而伪随机码时延(模周期)  $\tau_{pn}$ 、子载波时延(模周期)  $\tau_{sc}$ 、载波时延(模周期)  $\tau_{carrier}$ ,与传播

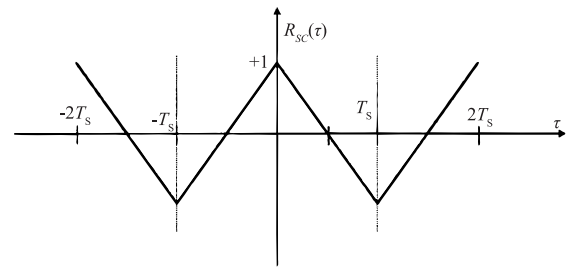


图 5 子载波的自相关函数(周期性的三角余弦函数)

时间  $\Delta t$  之间分别满足如下关系式。

$$\Delta t = \lfloor \frac{\Delta t}{LT_c} \rfloor LT_c + \tau_{pn}$$

$$\Delta t = \lfloor \frac{\Delta t}{2T_s} \rfloor 2T_s + \tau_{sc}$$

$$\Delta t = \lfloor \frac{\Delta t}{T_{c+}} \rfloor T_{c+} + \tau_{carrier}$$

显然:  $\tau_{pn} \in [0, LT_c)$ ,  $\tau_{sc} \in [0, 2T_s)$ ;  $\tau_{pn} - \tau_{sc} = (\lfloor \frac{\Delta t}{2T_s} \rfloor - \lfloor \frac{\Delta t}{LT_c} \rfloor \frac{Lm}{n}) 2T_s \triangleq l(2T_s)$ , 即当  $L$  为偶数或  $2m/n$  为偶数时,  $\tau_{pn}$  与  $\tau_{sc}$  之间相差整数倍的  $2T_s$ ;  $\tau_{carrier}$  与  $\tau_{pn}$ 、 $\tau_{sc}$  之间通常相差非整数倍的  $T_{c+}$ 。

因此,可通过检测 BOC 调制信号伪随机码、子载波自相关函数的相关峰,获得 BOC 调制信号的传播时间(模周期)。

由于子载波自相关函数的周期为  $2T_s$ , 以及  $\tau_{pn}$  与  $\tau_{sc}$  之间相差整数倍  $2T_s$ ; 因此用  $\tau_{pn}$  替代  $\tau_{sc}$  不影响 BOC 调制信号的自相关函数,也不影响搜索捕获;进而在“伪随机码×子载波”一维空间对时延  $\tau_{pn}$  加以估计,这正是主流捕获方法的出发点。但所对应相关函数的副峰数目较多、幅度较大、峰间时延较小等特点,成为时延估计的最大障碍。

实际上,可在(伪随机码相位,子载波相位)二维空间对伪随机码时延  $\tau_{pn}$ 、子载波时延  $\tau_{sc}$  分别加以估计。原因在于:子载波自相关函数、伪随机码自相关函数在其各自的一个周期内仅有一个相关峰,最大相关值只发生在零时延差(模周期)处,不存在最大相关值与时延差之间对应关系模糊(不唯一)的问题。时延二维估计法就是在(伪随机码相位,子载波相位)二维空间、(伪随机码周期,子载波周期)区域内,分别估计伪随机码时延  $\tau_{pn}$ 、子载波时延  $\tau_{sc}$  的方法。

时延二维估计法的处理流程如图 6 所示。图中子载波振荡器产生子载波副本  $g_{sc}(t - \hat{\tau}_{sc})$ ,  $\hat{\tau}_{sc}$  是子载波时延  $\tau_{sc}$  的估计值,伪随机码振荡器产生伪随机码副本  $p(t - \hat{\tau}_{pn})$ ,  $\hat{\tau}_{pn}$  是伪随机码时延  $\tau_{pn}$  的估计值。

下面推导时延二维估计法的捕获检测函数。约定相关器输出  $R$  的第一个下标  $I, Q$  分别代表与同相载波、正交载波相关,第二个下标  $I$  代表与子载波相关,第

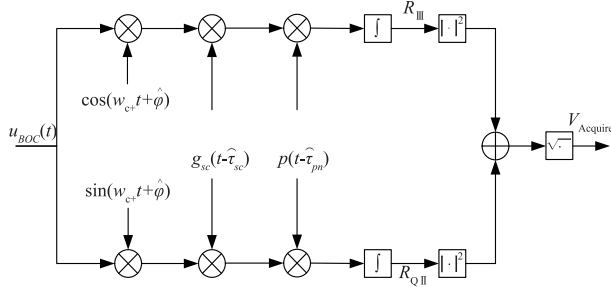
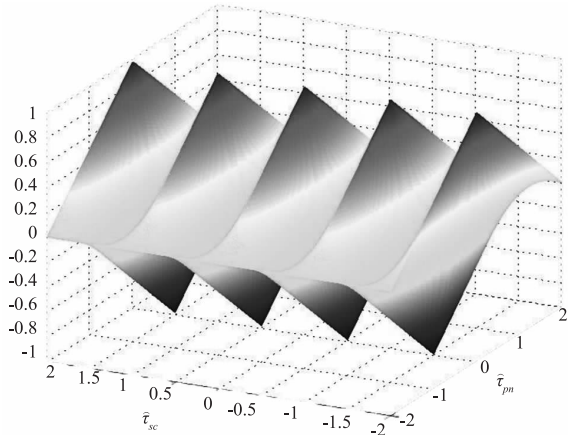


图 6 时延二维估计法的处理框图

$$\begin{aligned}
 V_{Acquire}(\hat{\tau}_{pn}, \hat{\tau}_{sc}) &= \sqrt{(R_{III})^2 + (R_{QII})^2} \\
 &\approx \sqrt{[Ad \cos(\varphi - \hat{\varphi}) R_{sc}(\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn})]^2 + [Ad \sin(\varphi - \hat{\varphi}) R_{sc}(\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn})]^2} \\
 &= A |R_{sc}(\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn})| \quad (8)
 \end{aligned}$$

图 7 时延二维估计法处理 BOC(8,4) 所对应的  $R_{sc}(\tau_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\tau_{pn} - \tau_{pn})$ 

由于载波相关函数为周期性三角余弦函数以及伪随机码相关函数为周期性三角脉冲函数,可知如上捕获检测函数具有多个相同幅度、分布均匀的峰.图 7 为时延二维估计法处理 BOC(8,4) 所对应的  $R_{sc}(\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn})$ ; 有多个幅度为 1, 间隔  $T_s$  分布的峰.该曲面与平面  $\hat{\tau}_{sc} = \hat{\tau}_{pn}$  相交所得曲线就为 BOC 调制信号的自相关函数; 图中水平轴分别为归一化相关时延  $\hat{\tau}_{sc} \triangleq (\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc})/T_c$  和  $\hat{\tau}_{pn} \triangleq (\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn})/T_c$ .

由于捕获检测函数的每个峰对应于伪随机码时延估计误差(模周期)为零以及子载波时延估计误差(模周期)为零的情况.为此,从多个幅度相同、分布均匀的峰中找出任一个峰,即可由其位置获得时延估计.从多个幅度相同、分布均匀的峰中找出某一个峰的方法是:取子载波时延估计  $\hat{\tau}_{sc}^0$ , 在伪随机码时延维上,  $LT_c$  范围内,以  $T_c$  为步长进行搜索;取子载波时延估计  $\hat{\tau}_{sc}^0 + T_s/2$ , 在伪随机码时延维上,  $LT_c$  范围内,以  $T_c$  为步长进行搜索;两轮搜索所得最大值记为  $V_{Acquire}(\hat{\tau}_{pn}^1, \hat{\tau}_{sc}^1)$ . 将  $V_{Acquire}(\hat{\tau}_{pn}^1, \hat{\tau}_{sc}^1)$  与邻近的  $V_{Acquire}(\hat{\tau}_{pn}^1 \pm T_c/2, \hat{\tau}_{sc}^1)$  比较,三

三个下标  $l$  代表与伪随机码相关. 相关器输出结果  $R_{III}$  和  $R_{QII}$  表达式如下.

$$\begin{aligned}
 R_{III} &= (1/T) \int_0^T u_{BOC}(t) \cos(w_{c+} t + \hat{\varphi}) g_{sc}(t - \hat{\tau}_{sc}) p(t - \hat{\tau}_{pn}) dt \\
 &\approx Ad \cos(\varphi - \hat{\varphi}) R_{sc}(\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn}) \\
 R_{QII} &= (1/T) \int_0^T u_{BOC}(t) \sin(w_{c+} t + \hat{\varphi}) g_{sc}(t - \hat{\tau}_{sc}) p(t - \hat{\tau}_{pn}) dt \\
 &\approx Ad \sin(\varphi - \hat{\varphi}) R_{sc}(\hat{\tau}_{sc} - \tau_{sc}) R_p(\hat{\tau}_{pn} - \tau_{pn})
 \end{aligned}$$

以上两个相关结果与数据位极性、相位估计精度、时延估计精度均有关.为得到只依赖于时延估计精度的捕获检测函数,可按式(8)构造.

者中较大的即对应于某一个峰;该峰的横坐标、纵坐标分别对应于伪随机码时延估计、子载波时延估计,时延估计精度优于  $T_c/4$ .

显然,时延二维估计法的捕获时间、捕获门限、捕获概率等主要取决于伪随机码时延维上的捕获.进而,时延二维估计法的捕获时间、捕获门限、捕获概率等,与传统 BPSK 调制信号捕获法相同.

时延二维估计法在伪随机码时延维上就是传统的伪随机码时延估计,两者的时间、资源消耗相同;而与距离半个码片处 2 个捕获检测函数值的大小比较操作,所引起的时间、资源消耗非常少.

时延二维估计法对完整的 BOC 调制信号进行处理;既无低阶分量近似,也无上边带/下边带滤除操作;没有额外的信噪比损失.

## 5 捕获方法综合比较

下面就调制参数敏感性、信噪比损失、搜索步长、时延估计精度、硬件资源需求等方面,对时延二维估计法以及过采样法、三路并行相关法、类 BPSK 法、单边带法、相关函数副峰消除法、子载波剥除法共七种捕获方法进行综合比较.

依照对调制参数敏感、较敏感、不敏感的顺序进行排序,七种捕获法的排序依次为:相关函数副峰消除法 → 过采样法、三路并行相关法 → 类 BPSK 法、单边带法、子载波剥除法、时延二维估计法. 相关函数副峰消除法适用于  $m = n$  情况,过采样法、三路并行相关法适用于  $m, m/n$  较小情况.

依照信噪比损失从大到小的顺序进行排序,七种捕获法的排序依次为:单边带法 → 类 BPSK 法 → 过采样法、三路并行相关法、相关函数副峰消除法、子载波剥除法、时延二维估计法. 单边带法的信噪比损失约 -1.96dB,类 BPSK 法中一阶类 BPSK 法、二阶类 BPSK

法的信噪比损失分别为  $-1.96\text{dB}$  和  $-1.50\text{dB}$ , 其余五种方法的信噪比几无损失。

依照无模糊搜索步长上限从小到大的顺序进行排序, 七种捕获法的排序依次为: 过采样法、三路并行相关法→相关函数副峰消除法→类 BPSK 法、单边带法、子载波剥除法、时延二维估计法。过采样法、三路并行相关法的无模糊搜索步长上限为  $T_c/[ (m/n)(4m/n - 1) ]$ , 相关函数副峰消除法的无模糊搜索步长上限为  $0.4T_c$ , 类 BPSK 法、单边带法、子载波剥除法的无模糊搜索步长上限为  $2T_c$ ; 时延二维估计法在伪随机码维度的无模糊搜索步长上限为  $2T_c$ , 在子载波维度的无模糊搜索步长上限为  $T_c/(2m/n)$  (即  $T_s$ )。

依照时延估计精度上限从大到小的顺序进行排序, 七种捕获法的排序依次为: 类 BPSK 法、单边带法、子载波剥除法→时延二维估计法→相关函数副峰消除

法→过采样法、三路并行相关法。类 BPSK 法、单边带法、子载波剥除法的估计精度上限为  $T_c$ ; 时延二维估计法在伪随机码维度、子载波维度的时延估计精度上限分别为  $T_c$  和  $T_c/(4m/n)$  (即  $T_s/2$ ); 相关函数副峰消除法的估计精度上限为  $0.2T_c$ ; 过采样法、三路并行相关法的估计精度上限为  $T_c/[2(m/n)(4m/n - 1)]$ 。

依照硬件资源需求从高到低的顺序进行排序, 七种捕获法的排序依次为: 三路并行相关法、二阶类 BPSK 法、单边带法→相关函数副峰消除法、子载波剥除法→时延二维估计法→一阶类 BPSK 法→过采样法。表 1 为七种捕获法所需硬件资源, 其中 CM、ScM、PM 分别表示载波乘法器、子载波乘法器和伪随机码乘法器, CO、ScO、PO 分别表示载波振荡器、子载波振荡器、伪随机码振荡器。

表 1 各捕获法所需硬件资源一览表

捕获法名称	乘法器	振荡器	积分器	低通滤波器
OS	2 CM、2 PM	1 CO、1 ScO、1 PO	2	0
TPC	2 CM、6 PM	1 CO、1 ScO、1 PO	6	0
类 BPSK(N=1)	2 CM、2 PM	2 CO、1 PO	2	1
类 BPSK(N=2)	4 CM、2 PM	4 CO、1 PO	2	1
SSB	4 CM、4 PM	2 CO、1 PO	4	4
CFSPC	2 CM、2 ScM、2 PM	1 CO、1 ScO、1 PO	4	0
SCC	2 CM、4 PM	1 CO、1 ScO、1 PO	4	0
TTDE	2 CM、2 ScM、2 PM	1 CO、1 ScO、1 PO	2	0

通过对七种捕获法各方面性能的比较可知: 时延二维估计法、子载波剥除法的综合性能优良; 而时延二维估计法的估计精度稍胜一筹, 实现结构更为简单。

## 6 结束语

本文从 BOC 调制信号捕获模糊问题的起因出发, 解析了主流捕获方法的捕获模糊规避思路——小步长搜索、低阶 BPSK 调制分量近似、捕获检测函数单峰化; 提出了基于(伪随机码相位, 子载波相位)二维空间搜索的时延二维估计法; 比较了时延二维估计法以及主流捕获方法的调制参数敏感性、信噪比损失、搜索步长、时延估计精度、硬件资源需求等。时延二维估计法对调制参数不敏感, 信噪比几无损失, 无模糊搜索步长大, 时延估计精度较高, 硬件资源需求低, 实现结构简单, 是综合性能优良的捕获方法。

## 参考文献

[1] Betz J W. Binary offset carrier modulations for radionavigation[J]. Navigation: Journal of The Institute of Navigation, 2001-2002, 48(4): 227-246.

[2] Winkel Jón ólafur. Modeling and Simulating GNSS Signal Structures and Receivers [D]. Ph. D. Dissertation, Eingereichten Dissertation. Neubiberg (Munich), Bavaria, Germany: University Bundeswehr Munchen, 2000.

[3] Blunt P D. Advanced Global Navigation Satellite System Receiver Design [D]. Ph. D. Dissertation. Surrey, United Kingdom: University of Surrey, Surrey Space Centre, 2007.

[4] Hodgart M S, and Blunt P D. Double estimator—A new receiver principle for tracking BOC signals[J]. Inside GNSS, 2008, 26-36.

[5] 杨元喜. 北斗卫星导航系统的进展、贡献与挑战[J]. 测绘学报, 2010, 39(1): 1-6.  
Yang Yuan-xi. Progress, contribution and challenges of Compass/Beidou satellite navigation system[J]. Acta Geodaetica et Cartographica Sinica, 2010, 39(1): 1-6. (in Chinese)

[6] 谭述森, 李琳. 北斗系统导航定位报告体制与工程技术[J]. 导航定位学报, 2013, 1(3): 1-5.  
Tan Shu-sen, Li Lin. BDS radio determination satellite system and engineering technology[J]. Journal of Navigation and Positioning, 2013, 1(3): 1-5. (in Chinese)

- [7] 杨元喜,李金龙,王爱兵,徐君毅,何海波,郭海荣,申俊飞,戴弦. 北斗区域卫星导航系统基本导航定位性能初步评估[J]. 中国科学:地球科学,2014,44(1):72-81.  
Yang Yuan-xi, Li Jin-long, Wang Ai-bin, Xu Jun-yi, He Hai-bo, Guo Hai-rong, Shen Jun-fei, Dai Xian. Preliminary assessment of the navigation and positioning performance of BeiDou regional navigation satellite system[J]. Science China: Earth Sciences, 2014, 44(1): 72-81. (in Chinese)
- [8] 吴伟,张建伟,杨会英. 基于谱相关的 BOC + BPSK 混合调制信号的参数估计性能研究[J]. 成都大学学报(自然科学版), 2014, 33(4): 358-361.  
Wu Wei, Zhang Jian-wei, Yang Hui-ying. Research on parameter estimation performance of BOC + BPSK hybrid modulation signal based on spectrum correlation[J]. Journal of ChengDu University (Natural Science Edition), 2014, 33(4): 358-361. (in Chinese)
- [9] 杨俊,范丽,明德祥,黄文德. 卫星导航地面试验验证的平行系统方法[J]. 宇航学报, 2015, 36(2): 165-172.  
Yang Jun, Fan Li, Ming De-xiang, Huang Wen-de. An ACP approach of ground experimental verification for global navigation satellite system[J]. Journal of Astronautics, 2015, 36(2): 165-172. (in Chinese)
- [10] 刘敏洁. 基于 BOC 调制的卫星导航信号的捕获跟踪方法研究[D]. 硕士论文. 西安:西安电子科技大学, 2011.  
Liu Min-jie. Acquisition and tracking for satellite navigation signal based on BOC modulation[D]. Master Dissertation. Xian: Xidian University, 2011. (in Chinese)
- [11] 宋叶波. 基于 FPGA 的基带 BOC 信号同步处理技术研究[D]. 硕士论文. 上海:上海交通大学, 2011.  
Song Ye-bo. Research of baseband BOC signal synchronization based on FPGA[D]. Master Dissertation. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2011. (in Chinese)
- [12] 陈翔. 基于 Xilinx ISE 和 FPGA 的 BOC 信号同步算法研究和仿真[D]. 硕士论文. 上海:上海交通大学, 2012.  
Chen Xiang. Arithmetic research and simulation of BOC signal synchronization based on Xilinx ISE and FPGA[D]. Master Dissertation. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2012. (in Chinese)
- [13] 杨伟. 导航 BOC 信号同步关键技术研究[D]. 硕士论文. 西安:西安电子科技大学, 2012.  
Yang Wei. Research on the key techniques of synchronization of navigation signals based on BOC modulation[D]. Master Dissertation. Xian: Xidian University, 2012. (in Chinese)
- [14] 邵兴权. BOC 信号捕获技术研究与实现[D]. 硕士论文. 成都:成都电子科技大学, 2012.  
Shao Xing-quan. Research and implementation of BOC signal acquisition[D]. Master Dissertation. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2012. (in Chinese)
- [15] 陈阳. 微弱 GPS BOC 信号的快速捕获算法研究[D]. 硕士论文. 哈尔滨:哈尔滨工业大学, 2011.  
Chen Yang. Research on fast acquisition algorithm of weak GPS BOC signal[D]. Master Dissertation. Harbin: Harbin Engineering University, 2011. (in Chinese)
- [16] 刘宪涛. 新一代卫星导航信号高效直捕方法的研究[D]. 硕士论文. 沈阳:沈阳理工大学, 2010.  
Liu Xian-tao. The research of efficient direct acquisition methods based on the new generation satellite navigation signals[D]. Master Dissertation. Shenyang: Shenyang Ligong University, 2010. (in Chinese)
- [17] 陈辉华,任嘉伟,贾维敏,姚敏立. BOC 信号解模糊通用模型的构建与应用[J]. 电子学报, 2013, 41(1): 1-7.  
Chen Hui-hua, Ren Jia-wei, Jia Wei-min, Yao Min-li. Unambiguous general framework design and applications for BOC signals[J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(1): 1-7. (in Chinese)
- [18] 龙杰. 基于二进制偏移载波调制的导航信号捕获跟踪算法研究[D]. 硕士论文. 合肥:中国科学技术大学, 2014.  
Long Jie. Research on acquisition and tracking algorithms for satellite navigation signal based on BOC modulation[D]. Master Dissertation. Hefei: University of Science and Technology of China, 2014. (in Chinese)
- [19] 杨力. 基于 BOC 调制的导航信号同步接收关键技术研究[D]. 博士论文. 南京:南京理工大学, 2009.  
Yang Li. Research on key techniques of synchronization of navigation signals based on BOC modulation[D]. Doctoral Dissertation. Nanjing: Nanjing University of Science and Technology, 2009.
- [20] 王庆民,封欣,伍蔡伦,陆明泉. BOC 卫星导航信号直接解调的方法及实现[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2009, 49(4): 570-573.  
Wang Qing-ming, Feng Xin, Wu Cai-lun, Lu Ming-quan. Method and implementation of direct demodulation of BOC satellite navigation signals[J]. Tsinghua Univ (Sci&Tech), 2009, 49(4): 570-573. (in Chinese)
- [21] 王凤娇,陈伟,吴迪. 北斗导航系统 B1 频点弱信号捕获技术研究[J]. 武汉理工大学学报(信息与管理工程版), 2014, 36(6): 751-754.  
Wang Feng-jiao, Chen Wei, Wu Di. Acquisition of BDS-B1 Weak Signal[J]. Journal of Wuhan University of Technology (Information & Management Engineering), 2014, 36(6): 751-754. (in Chinese)
- [22] 朱银兵,李豹,刘睿. BOC 信号改进码相位捕获算法研究[J]. 武汉大学学报(信息科学版), 2015, 40(3): 406-411.  
Zhu Yin-bin, Li Bao, Liu Rui. An improved code phase acquisition algorithm for BOC signal[J]. Geomatics and Information Science of Wuhan University, 2015, 40(3): 406-411. (in Chinese)
- [23] 覃新贤,韩承德,谢应科. GPS 软件接收机中的一种实

用高灵敏度快速捕获算法[J]. 电子学报, 2010, 38(1): 99 - 104.

Qin Xin-xian, Han Chen-de, Xie Ying-ke. A high sensitive fast acquisition algorithm suitable to implement in software GPS receiver[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(1): 99 - 104. (in Chinese)

#### 作者简介



李琳女, 1976年12月出生于陕西三原, 博士, 主要从事卫星导航接收设备的捕获跟踪、电磁兼容技术研究.

E-mail: zlyc\_2007@163.com