

非合作导航信号盲检测与参数盲估计^①罗显志^{②***} 王 焱^{***} 蔚保国^{***}

(* 中国电子科技集团公司第 54 研究所 石家庄 050081)

(** 河北省卫星导航技术与装备工程技术研究中心 石家庄 050081)

摘 要 为了实现非合作导航信号的监测,研究了非合作导航信号的多普勒频率、伪码速率、伪码周期、信号功率、码序列等参数的估计。在描述全球卫星导航系统(GNSS)信号模型和 GNSS 监测系统体系结构的基础上,给出了 GNSS 信号检测与参数估计流程,提出了一套非合作导航信号盲检测与参数盲估计方法,即利用导航信号循环平稳特性估计信号频率、码速率和信号功率,再根据周期信号自相关方法估计伪码周期,最后使用滑动相关方法和数据累加方法估计信号码序列。仿真结果验证了提出方法的正确性。

关键词 信号监测, 参数估计, 循环平稳信号, 自相关, 滑动相关

0 引言

随着我国 COMPASS、美国 GPS、欧洲 Galileo、俄罗斯 GLONASS 以及其它区域卫星导航系统的陆续建成,未来在空间中将有 120 颗导航卫星发射的 300 种卫星导航信号。新型导航信号的出现为新型多模接收机的研制提供了契机,但由于不同导航系统的导航信号频谱会发生重叠从而会不可避免地导致信号互干扰,因此在第一时间获得和掌握其它导航系统信号特性显得尤为必要。然而,由于经济、政治和军事等因素的影响,在空间信号接口控制文档(SIS ICD)对外公布前,我们很难及时获得其它国家卫星导航系统信号体制。所以开展对未知导航信号的盲检测和参数盲估计研究有利于我们尽可能早地开发出多模全球卫星导航系统(GNSS)接收机,也有利于评估导航系统间的互干扰状况。导航信号的特性参数包括载波频率、信号功率、码速率、码周期、数据速率、伪码码结构等。目前已有多篇介绍合作导航信号(参数已知的导航信号)监测的文章^[1-4],这些文章都是针对参数已知的导航信号导航性能验证与评估。在非合作导航信号(参数未知的导航信号)监测方面,欧空局的 Gisbert^[5]等人 and 斯坦福大学的 Gao^[6]都研究了 Compass 和 Galileo 导航信号的解码方法,但他们没有给出信号检测及参数估计方

法的详细步骤。本文主要研究非合作二进制相移键控(BPSK)调制信号和非合作二进制偏移载波(binary offset carrier, BOC)调制信号的多普勒、码速率、码周期、信号功率和码序列的检测和估计问题。为了实现以上非合作导航信号的检测和估计,本文使用循环谱统计量^[7-10]方法实现了对信号多普勒、码速率和信号功率的估计,并提出了基于自相关的码周期估计算法和基于滑动相关的码序列估计方法。

1 GNSS 信号监测系统体系结构

GNSS 信号监测系统包括定向天线(含馈源)、带通滤波器、低噪声放大器、矢量信号分析仪、伺服等组成,体系结构如图 1 所示。该系统能够接收所有 L 频段的 GNSS 信号(频率范围为 1.1 ~ 1.7GHz),

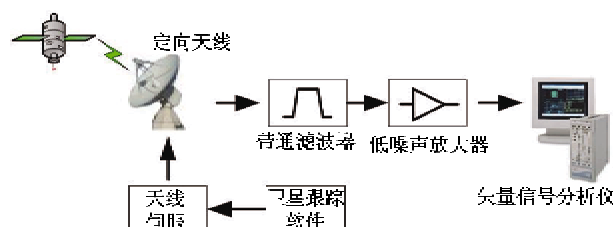


图 1 GNSS 信号监测系统体系结构

① 863 计划(2007AA12Z330, 2008AA12Z302, 2009AA12Z328)资助项目。

② 男,1976 年生,博士,高级工程师;研究方向:导航信号处理,导航信号监测;联系人,E-mail: xianzhiluo@tom.com (收稿日期:2010-04-16)

定向天线的波束宽度要尽可能窄,增益要足够大,以满足后序信号处理信噪比要求。卫星跟踪软件根据卫星星历预测卫星位置和速度,并通过天线伺服系统控制定向天线的指向性。

2 GNSS 信号模型

大多数导航卫星发射的导航信号均为码分多址(CDMA)直接序列扩展频谱(DSSS)信号,接收机接收到的某卫星的信号可以表示为

$$s(t) = \sqrt{PD(t - \tau_d)}C(t - \tau_d)\exp[j2\pi(f_c + f_d)t + \theta_0] + n(t) \quad (1)$$

而基带信号为

$$s_b(t) = \sqrt{PD(t - \tau_d)}C(t - \tau_d)\exp[j2\pi f_d t + \theta_0] + n(t) \quad (2)$$

其中 f_c 为载波频率, f_d 为多普勒频率偏移, $D(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} m_k q(t - kT_0)$, $m_k \in \{+1, -1\}$ 为数据码序列, θ_0 为相位偏移, τ_d 为数据起始位置与导航信号伪码的时间偏移,信号功率为 P , $n(t)$ 为噪声和干扰信号, $C(t)$ 为周期为 $T_c = N_c T_c$ 伪随机码序列,即有

$$C(t) = C(t - iT_c), \quad t \in [N] \quad (3)$$

一个周期的码序列表示为

$$C(t) = \sum_{i=0}^{N_c-1} c_i q(t - iT_c) \quad (4)$$

其中 $q(t)$ 为矩形脉冲函数, c_i 为随机非归零(NRZ)二进制数据序列。

现代化的 GPS 和在建的 COMPASS 和 Galileo 卫星导航系统都采用了性能较好的 BOC 调制信号。BOC 调制有两个参数,记为 $\text{BOC}(n, m)$, 其中 $f_s = n \times 1.023 \text{ MHz}$ 为副载波频率, $R = m \times 1.023 \text{ MHz}$ 为伪随机码的码率, $a = n/m$ 定义为 BOC 调制扩展率。将码率为 R 的伪随机码,受频率为 f_s 副载波调制后,定义为参数为 n, m 的二元偏置载波,即 $\text{BOC}(n, m)$ 。伪随机码可以调制信息,也可以不调制信息。副载波是方波信号,采用非归零的双极性码,可以是正弦相位,也可以余弦相位。以余弦相位的副载波为例, $\text{BOC}_{\cos}(n, m)$ 信号可表示为(不考虑多普勒导致的码片长度变化)

$$s(t) = \sqrt{PD(t - \tau_d)}C(t - \tau_d)\exp[j2\pi(f_c + f_d)t + \theta_0] \cdot \text{sign}[\cos(2\pi f_s(t - \tau_d))] + n(t) \quad (5)$$

图 2 所示分别为 BPSK-R(1) 调制信号与 $\text{BOC}_{\cos}(1, 1)$ 调制信号的一个伪随机噪声(PRN)码码片内的调制波形。

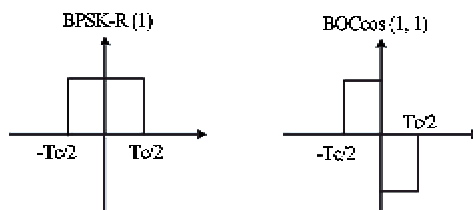


图 2 BPSK-R(1) 调制与 $\text{BOC}_{\cos}(1, 1)$ 调制示意图

3 GNSS 信号检测与参数估计流程

GNSS 信号检测与参数估计流程如图 3 所示,卫星跟踪软件根据星历调整天线姿态使天线对准所要检测的卫星。根据国际电联发布的卫星信号参数(中心频率、带宽、信号强度)设置矢量信号分析仪的中心频率、采样速率、信号动态范围。矢量信号分析仪实现信号的下变频、抽取和滤波操作,并存储一定长度的数据。

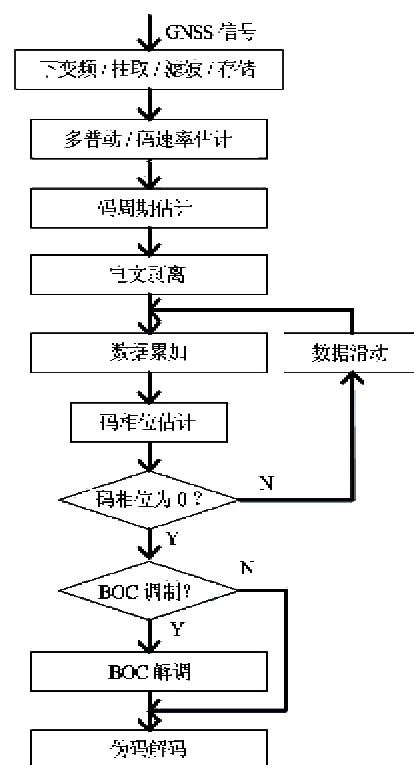


图 3 GNSS 信号检测与参数估计流程图

按以下步骤实现信号检测和参数估计:

(1) 根据 BPSK 和 BOC 信号的循环平稳特性估计多普勒频偏和码速率,其中多普勒的估计精度在 5 Hz 以内,然后用估计的多普勒修正采集的数据,从而去除数据中的多普勒频偏。

(2) 将去除多普勒频率后的基带数据进行自相

关运算,根据相关峰估计数据的码周期。

(3)取一周期长度以内的样本数据与原数据序列相关,根据相关峰判断导航电文的极性(正负),并剥离原始数据中的导航数据(电文)。

(4)将剥离电文后的数据按周期截断并累加,并根据累加后的数据估计码相位。

(5)如果码相位不为零,说明进行相关的数据样本与伪码的起始位没有对齐,将数据按相位差值滑动,然后回到第(4)步操作。

(6)如果码相位为零,说明已实现采样数据与伪码的起始位实现同步,再根据同步后的数据判断信号是否采用了 BOC 调制。

(7)如果信号没有采用 BOC 调制,对数据进行抽样变换,得到导航信号的伪随机码;如果信号采用了 BOC 调制,去除 BOC 调制的副载波,然后对数据进行抽样变换,得到导航信号的伪随机码。

4 GNSS 信号检测与参数估计算法

4.1 基于循环谱的多普勒/码速率/信号功率估计

对式(1)基带信号的实部可以表示为

$$s(t) = \sqrt{P}D(t - \tau_d)C(t - \tau_d)\exp[j2\pi f_D t + \theta_0] + n(t) \quad (6)$$

根据谱相关理论,可得基带 BPSK 信号的循环谱^[7,8](不考虑噪声影响)

$$S_x^\alpha(f) = \begin{cases} \frac{P}{4T_c} [Q(f + f_D + \frac{\alpha}{2})Q^*(f + f_D - \frac{\alpha}{2}) + Q(f - f_D + \frac{\alpha}{2})Q^*(f - f_D - \frac{\alpha}{2})] \exp(-j2\pi\alpha\tau_d), & \alpha = \frac{k}{T_c} \\ \frac{P}{4T_c} Q(f \pm f_D + \frac{\alpha}{2})Q^*(f \mp f_D - \frac{\alpha}{2}) \exp\{-j[2\pi(\alpha \pm 2f_D)\tau_d \pm 2\theta_0]\}, & \alpha = \mp 2f_D + \frac{k}{T_c} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (7)$$

式中: f_D 为残存的多普勒频移, α 为循环频率, T_c 为码元时宽, $Q(f) = T_c \text{sinc}(\pi f T_c)$, $k \in \{N\}$ 。由式(7)可知,BPSK 有多个循环频率,且循环谱与信号相位编码方式无关,与载频、码元速率、初时时间和初始相位有关。当 $f = 0$ 时,BPSK 信号的循环谱包络为

$$|S_x^\alpha(0)| = \begin{cases} \frac{P}{2T_c} \left| Q\left(f_D + \frac{\alpha}{2}\right)Q^*\left(f_D - \frac{\alpha}{2}\right) \right|, & \alpha = \frac{k}{T_c} \\ \frac{P}{4T_c} \left| Q\left(f_D + \frac{\alpha}{2}\right) \right|^2, & \alpha = -2f_D + \frac{k}{T_c} \\ \frac{P}{4T_c} \left| Q\left(f_D - \frac{\alpha}{2}\right) \right|^2, & \alpha = 2f_D + \frac{k}{T_c} \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可见,该包络仅与信号载频、码元时宽和幅度有关,与信号初始时间和初相无关。不难看出,等式右边除第二项有较大的非零值外,其它都为零或接近零的小值,其中最大峰值出现在循环频率 $\alpha = \pm 2f_D$ 处,故在频谱为零的循环谱相关密度函数包络的非零循环频率上搜索最大峰,并确定其位置,可估计出载频。此外,可以看出 $|S_x^\alpha(0)|$ 的次最大峰出现在循环频率 $\alpha = \pm 2f_D \pm 1/T_c$ 处,与最大峰的间隔恰好为码速率,即为码片时宽的倒数,故搜索次最大峰并确定与最大峰的间隔,可估计直接序列扩展频谱信号的码速率。而循环频率 $\alpha = \pm 2f_D$ 处的峰值与信号功率成正比,与伪码码速率成反比。另外需要说明的是,BOC 调制信号的副载波导致单个码片时间内出现多个方波调制的副载波,式(8)的 T_c 应理解为副载波切片的长度。

综上所述可得 GNSS 信号多普勒(载频)、码速率(码宽)和信号功率估计器的表达式分别为

$$\hat{f}_D = \frac{1}{2} \arg \max_{\alpha} \{S_x^\alpha(f = 0)\}, \quad \alpha > 0 \quad (9)$$

$$\hat{T}_c = \arg \max_{\alpha} \{S_x^\alpha(f = 0, \alpha > 2\hat{f}_D)\}, \quad \alpha > 0 \quad (10)$$

$$\hat{P} = \sqrt{4\hat{T}_c \max_{\alpha} |S_x^\alpha(f = 0)|}, \quad \alpha > 0 \quad (11)$$

4.2 基于自相关的码周期估计

式(2)所示的基带信号自相关函数为(不考虑噪声的影响)

$$\begin{aligned} R(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_b(t + \tau)s_b^*(\tau) d\tau \\ &= \exp(-j2\pi f_D t) \int_{-\infty}^{\infty} [D(\tau - \tau_d)C(\tau - \tau_d) \\ &\quad D(\tau - t - \tau_d)C(\tau - t - \tau_d)] d\tau \end{aligned}$$

而其模为

$$|R(t)| = \left| \int_{-\infty}^{\infty} [D(\tau - \tau_d)C(\tau - \tau_d)D(\tau - t - \tau_d)C(\tau - t - \tau_d)] d\tau \right| \quad (13)$$

由式(13)可知,基带信号自相关函数的模可以表示为数据调制的伪码序列的滑动相关,多普勒频移对相关结果没有影响,而由于伪码存在周期性,基带自相关函数的模在码周期重叠部位会出现峰值。所以,式(13)可以用来估计码周期。

4.3 基于滑动相关和数据累加的码相位估计

完成码周期估计后,从基带信号中取出小于码周期长度的一小段数据,该切片数据可以表示为

$$\tilde{s}_b(t) = \begin{cases} s_b(t), & 0 < t < T_0 < NT_c \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (14)$$

显然 $\tilde{s}_b(t)$ 切片时间小于一个码周期,所以也小于一个数据比特时间。原始基带数据与切片数据的相关函数为^[5]

$$\begin{aligned} R(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_b(t+\tau) \tilde{s}_b^*(\tau) d\tau \\ &= \exp(j2\pi f_D t) \int_{-\infty}^{\infty} [D(\tau - \tau_d) C(\tau - \tau_d) \cdot \\ &\quad D(\tau - t - \tau_d) C(\tau - t - \tau_d)] d\tau \quad (15) \end{aligned}$$

图4为基带信号与其自身切片信号的滑动相关示意图,当切片数据与原始数据的码对齐时,滑动相关函数将出现峰值,即

$$R(t) = D_0 D_i \exp(j2\pi f_D t) \quad (16)$$

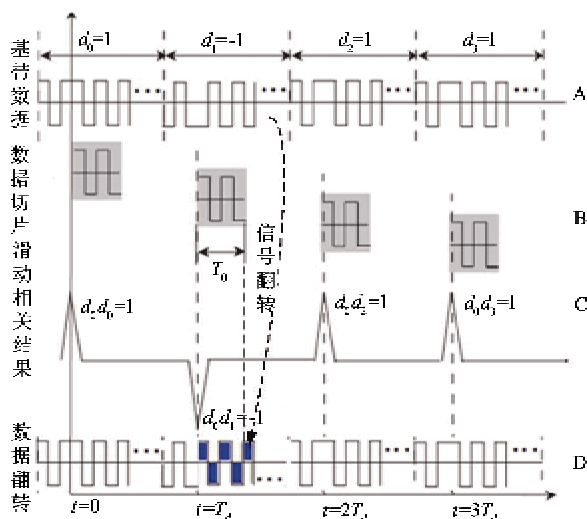


图4 基带信号与其自身切片信号的滑动相关及数据翻转示意图

当 $f_D \approx 0$ 时,式(16)可以用来判别数据为 d_i 的极性。然后根据 d_i 的极性按周期翻转原始基带数据,如图4所示。所以 $iT_d < t < iT_d + T_0, i \in \{N\}$ 内的数据是以 T_d 为周期的切片长度为 T_0 的伪码信号,将所有这些数据叠加就能提高基带信号的信噪

比,从而可获得原始样本数据的码相位,即

$$\tau_d = T_d - T_0 \quad (17)$$

获得 τ_d 后,将原始数据延迟 τ_d 再按以上方法就可求解调制在样本数据上的码序列。

5 仿真与验证

下面通过计算机仿真实验进一步验证以上分析的结果。仿真中的输入信号假设为一个 BPSK-R(1) 信号或一个 BOCcos(1,1) 信号,码速率为 1.023MHz,码周期为 1ms,信号幅度假设为单位 1,信号采样率为 5MHz 或 10MHz(BPSK-R(1) 信号采样率为 5MHz,BOC(1,1) 信号采样率为 10MHz)。图5中无噪声 BPSK-R(1) 信号多普勒频率为 1.25MHz,图5(a)为循环频率为 0 时的循环谱 f 截面(实际上等效为功率谱),图5(b)为频率为 0 时

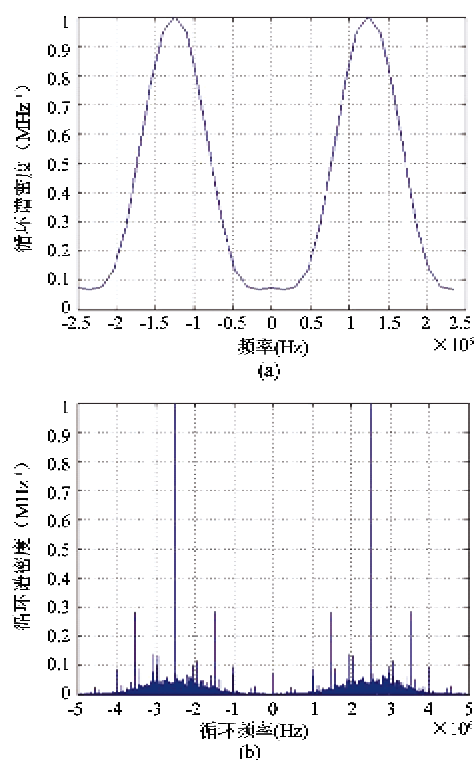


图5 无噪声条件下 GPS C/A 码信号循环谱 f 截面和 α 截面

的循环谱 α 截面。由图可知 $|S_x^0(f)|$ 截面与 $|S_x^0(0)|$ 截面峰值都为单位 1。所以可以用 $f = 0$ 时的循环谱测量信号的功率。图6为信噪比为 0dB 时 BPSK-R(1) 信号的循环谱和 $f = 0$ MHz 时循环谱 α 截面。由图可知,在 $\alpha = \pm 2.5$ MHz 处出现峰值,在 $\alpha = \pm 2.5 \pm 1/T_d$ MHz 处出现次峰值。图7为信噪比为 0 dB 时 BOC 信号的循环谱和 $f = 1.5$ MHz 时

循环谱 α 截面。由图可知,在 $\alpha = \pm 5\text{MHz}$ 处出现峰值,在 $\alpha = \pm 5 \mp 1/T_d\text{MHz}$ 处出现次峰值。为了加快运算速度,以上所以循环谱的计算都使用了基于快速傅立叶变换(FFT)累加的快速算法^[11,12]。

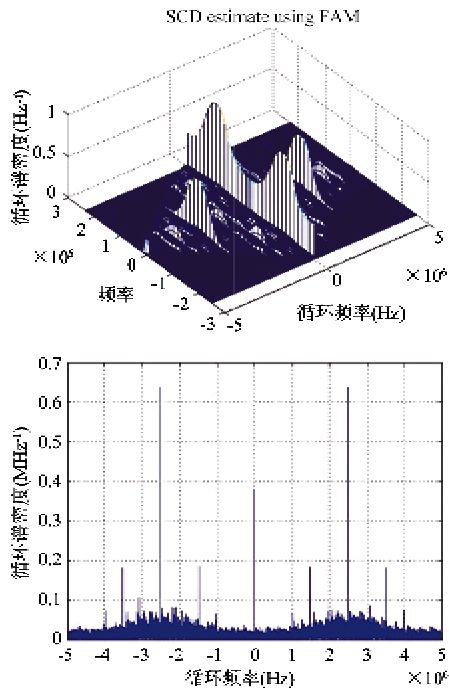


图 6 信噪比为 0dB 时 BPSK-R(1) 信号循环谱和频率为 0 时的循环谱 α 截面

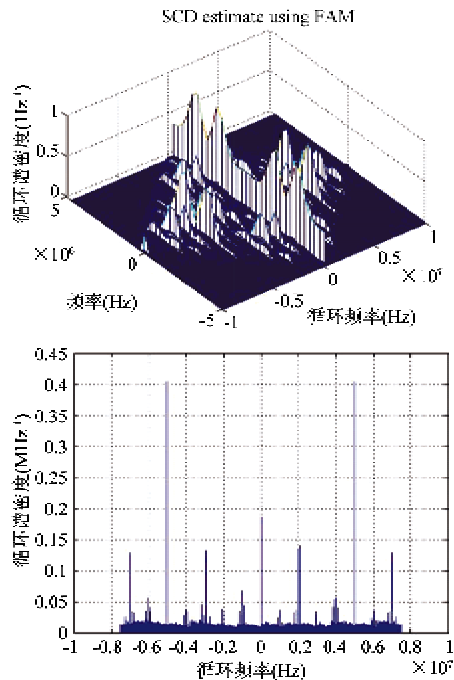


图 7 信噪比为 0dB 时 BOC(1,1) 信号循环谱和频率为 1.5MHz 时的循环谱 α 截面

综上所述,循环谱方法能够正确估计常见 GNSS 信号的功率、载频(多普勒)和码速率。

图 8 为 BPSK-R(1) 基带信号自相关函数,多普勒频率为 4Hz,信号采样率为 5MHz。显然,图中的相关峰每 5000 个采样点出现一次,对应的码周期为 1ms。

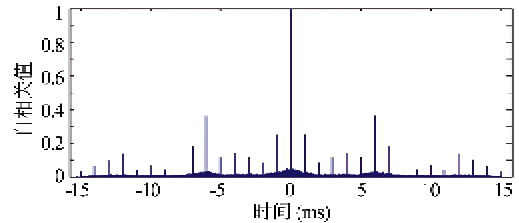


图 8 BPSK-R(1) 基带信号自相关函数(多普勒为 4Hz)

图 9 为 BPSK-R(1) 基带信号的滑动相关函数,多普勒频率为 4Hz,信号采样率为 5MHz。显然,由于多普勒频率的影响,信号出现包络特性。图 10 多普勒消除后的 BPSK-R(1) 基带信号的滑动相关函数,信号采样率为 5MHz。显然,消除多普勒频率后的滑动相关函数峰值基本相等,不再存在正弦包络特性,但相关峰依然保留数据调制后的正负特性。图 11(a)为消除多普勒并剥离数据后 100 个码周期累加后的基带数据。在起始位置 4000 点左右出现幅度包络的阶越特性,这主要是由于数据剥离过程中相位翻转导致的,由此可以推断出码相位为 0.8ms 左右。图 11(b)为估计出的码序列与原始信号码序列,显然,估计出的码序列除极性相反外,码序列完全相同。

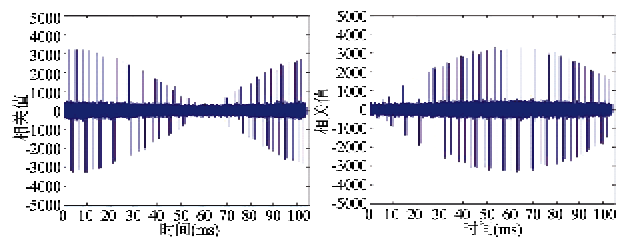


图 9 BPSK-R(1) 基带 I 路和 Q 路滑动相关处理结果(多普勒为 4Hz)

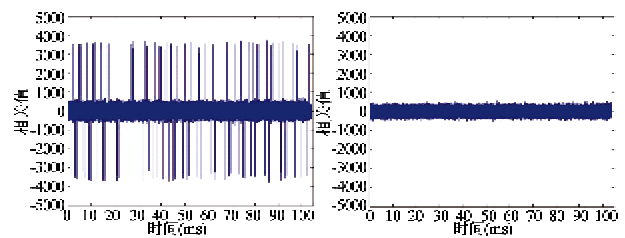


图 10 多普勒消除后 BPSK-R(1) 基带 I 路和 Q 路滑动相关处理结果

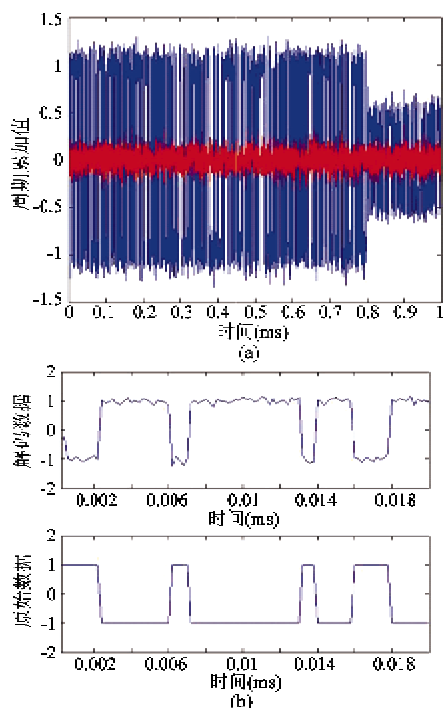


图 11 100 个滑动相关码周期累加后的基带数据

6 结论

本文以非合作导航信号监测为背景,提出一套切实有效的方法,实现了低信噪比条件下非合作导航信号的盲检测和载波频率、码速率、码周期、信号功率和伪随机码序列的盲估计,并通过仿真验证了所提出方法的有效性。

参考文献

- [1] Spelat M, Giove-A signal-in-space test activity at ESTEC. In: Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2006), Fort Worth, USA, 2006. 981-993
- [2] Falcone M. Giove-A in orbit testing results. In: Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2006), Fort Worth, USA, 2006. 1535-1546
- [3] Soellner M, Kurzbaal C, Hechenblaikner G, et al. GNSS offline signal quality assessment. In: Proceedings of the 21st International Technical Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation (ION GNSS 2008), Savannah, UAS, 2008. 909-920
- [4] Soellner M. One Year in Orbit - GIOVE-B Signal Quality Assessment from Launch to Now. http://www.giove.esa/images/userpage/3_1569185673.pdf; ESA, 2009
- [5] Gisbert J V P, Malik M. Selected Beidou-2A measurements and analysis. In: Proceedings of the 4th European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing—GNSS signals 2009, Munich, Germany, 2009.
- [6] Grace Kingxin Gao. Towards Navigation Based on 120 Satellites: Analyzing The New Signals. The Dissertation of Stanford University [PhD dissertation]. <http://stanford.edu/~gracegan/>
- [7] Gardner W A. Spectral correlation of modulated signals: part 1-analog modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, COM-35(6): 584-594
- [8] Gardner W A. Spectral correlation of modulated signals: Part 2-Digital modulation. *IEEE Transactions on Communications*, 1987, COM-35(6): 595-601
- [9] 黄春琳,柳征,姜文利等. 基于循环谱包络的扩谱直序信号的码片时宽、载频、幅度估计. *电子学报*, 2002, 30(9): 1353-1356
- [10] Angrisani L. A new instrument based on cyclic spectral analysis for power measurement in digital telecommunication systems. In: Proceedings of the IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference Proceedings, Victoria, Canada, 2008. 1334-1339
- [11] Roberts R S, Brown W A, Loomis H H, JR. Computationally efficient algorithms for cyclic spectral analysis. *IEEE Signal Processing Magazine*, 1991, 8(2): 38-49
- [12] Costa D. Detection and Identification of Cyclostationary Signals. 1996(AD2A311555)

Blind detection of non-cooperative navigation signals and blind estimation of the signals' parameters

Luo Xianzhi^{**}, Wang Yao^{**}, Yu Baoguo^{**}

(*The 54th Research Institute of China Electronics Technology Group Corporation, Shijiazhuang 050081)

(**Hebei Satellite Navigation Technology and Equipment Engineer Technology Center, Shijiazhuang 050081)

Abstract

To monitor non-cooperative navigation signals, the paper studies the estimation of the signals' parameters like Doppler frequency, symbol rate, code period, power and code structure. Based on the description of the global navigation satellite system (GNSS) model and GNSS monitoring structure, the method for blind detection of non-cooperative navigation signals and blind estimation of the above-mentioned parameters is proposed as below. The cyclostationary characteristic of navigation signals is used to estimate the signal power, the symbol rate and the Doppler frequency. The code period is measured based on the autocorrelation function of periodic signals. The slippage correlation method and the data accumulation method are used to decode the code structure. A simulation example illustrates the effectiveness of the approach.

Key words: signal monitoring, parameter estimation, cyclostationary signal, autocorrelation, slippage correlation