

DOI: 10.7652/xjtuxb201612006

新型卫星导航复用调制信号的单路分离方法

卢虎¹, 廉保旺², 闫浩²

(1. 空军工程大学信息与导航学院, 710077, 西安; 2. 西北工业大学电子与信息学院, 710072, 西安)

摘要: 针对卫星导航信号时/频/调制域正交特性实现单路分离的传统方法不再适用于复杂多路复用信号分离的问题,提出了一种新型卫星导航复用调制信号的单路分离方法。该方法利用不同支路上数据码的随机特性,设计了多支路混合信号的周期掩码累加准则,通过计算各支路比特符号掩码累加值的残留度和补偿因子,获得使对应非期望支路累加和为零的乘积系数,实现了期望信号的单路分离。理论和实验分析表明,相较于非单路分离的传统评估方法,所提单路分离方法的载波相位分辨率优于 5°、码元位置分辨率优于 0.01%,可精确直观地反映基带信号在时/频/调制等域的畸变情况,为新型导航信号定量评估和处理提供了很好的技术支持。

关键词: 卫星导航;复用调制;信号分离;周期掩码累加

中图分类号: TN911.6;TN98 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2016)12-0032-06

A Single Channel Separation Algorithm for New Multiplexing Satellite Navigation Signals

LU Hu¹, LIAN Baowang², YAN Hao²

(1. Information and Navigation Institute, Air Force Engineering University, Xi'an 710077, China;
2. School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: A new single-channel separation algorithm for satellite navigation signals is proposed to solve the problem that traditional separation methods that use signal's time/frequency/modulation domain orthogonal characteristics are no longer suitable for the complex modulation signals. The random characteristics in different channels are used to design a periodic mask accumulation rule for the multi-channel mixed signals. The residuals and compensation factors of mask accumulated values for each branch are calculated to obtain the product coefficients which let the accumulation sum of corresponding undesired channels get zero. Then the desired separation of the signals is achieved. Simulation and testing results, as well as comparison with a traditional evaluation method without separation, show that the carrier phase resolution and the pseudo-random code symbol resolution of the proposed separation algorithm are better than 5° and 0.01%, respectively, and that the algorithm accurately shows the time/frequency/modulation domain distortion of baseband signal. The proposed separation algorithm may provide a technical support for the quantitative evaluation and processing of the next generation navigation signals.

Keywords: satellite navigation; multiplexing modulation; signal separation; periodic mask accumulation

随着全球导航卫星系统(GNSS)的发展及其在海、陆、空、天、电各领域的广泛应用,用户对高精度和高完好性导航定位服务的需求不断增长。与此同时,GNSS 信号的固有脆弱性,使得各领域用户均希望尽量减少信号失真,了解失真特性,定量评估其引起的性能下降;当发生意外情况导致信号畸变超出性能限时,能得到及时的告警,并能快速有效地采取纠正或补救措施。因此,GNSS 的信号质量评估问题业已延伸至导航、定位和授时(PNT)服务的方方面面^[1]。

目前,国内外针对 GNSS 信号质量评估问题的研究主要集中于二进制相移键控(BPSK)调制及简单的二进制偏移载波(BOC)调制,并未考虑时、频、调制域等无法正交分离的复用调制^[2-4];而对新型单载波复用 GNSS 信号的评估则多集中于星上设备功耗、硬件复杂度及灵活可配置性、非线性失真、复用效率/合成损耗等方面,未从终端角度考虑信号质量评估首先面临的分离问题^[5]。与此同时,传统信号分离方法主要集中于“非合作”噪声信号的盲信号分离技术,如快速独立成分分析(Fast ICA)法、信息最大化(Infomax)法、粒子群优化(PSO)方法等^[6-8],但是相关方法并不适用具有明显“合作”特性的新型复杂多重调制 GNSS 复用信号分离。综上,研究新型多路复用 GNSS 信号的最佳分离和质量评估方法,定量分析可以反映单路基带信号畸变情况的时域、频域、调制域特征,不仅可有效量化 GNSS 信息传播中的误差,而且对提升各型 GNSS 终端的时空信息服务质量都具有重要意义^[9-10]。

针对上述问题,本文提出了一种适用于新型 GNSS 多路复用调制信号单路分离的方法,分析了不同参数偏差下的算法性能,并以实测数据 GALILEO 信号为例对本文方法的性能进行了评估分析,结果表明,本文所提分离方法简单、可靠、有效,能够在新一代导航复用信号处理与评估工作中发挥重要作用。

1 AltBoc 单载波复用调制

交替二进制偏移载波(AltBOC)信号调制是集副载波调制和多路信号复用于一体的全新导航信号体制,被 GALILEO 系统的 E5a 和 E5b 信道复用所采用^[11],北斗导航系统(BDS)B2 频点的民用信号拟采用的 TD-AltBOC 调制方式也以此为基础^[12],本文即以此调制方式为典型代表,讨论 GNSS 单载波复用调制信号的期望支路分离问题。

AltBOC 调制被定义为在上下边带调制不同伪随机码的类 BOC 信号,可由基带信号乘以复数方波副载波表征

$$s_{\text{AltBOC}}(t) = s(t) [\text{sgn}(\cos 2\pi f_s t) + j \text{sgn}(\sin 2\pi f_s t)] \quad (1)$$

式中: $s(t)$ 为待调制导航信号; $\text{sgn}(\cdot)$ 表示符号函数; f_s 为副载波频率。

图 1 给出了 GALILEO 系统在 E5 频点所采用的恒包络 AltBOC(15,10)调制 E5a 和 E5b 两路信号的星座图、基带信号时域波形以及频谱图。由图 1 可以看到,该复用信号无法像 BPSK 信号那样直接使用时域、或频域滤波方法即可分离,若要对复用信号中的 E5a 或 E5b 任一独立支路信号开展质量评估,就必须先将期望支路信号从混叠信号中剥离开来。

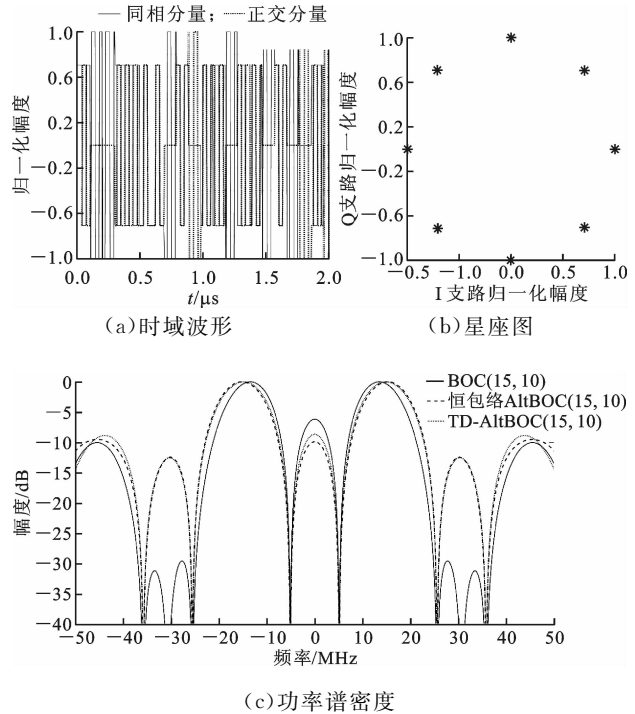


图 1 恒包络 AltBOC(15,10)信号特征图

2 复用调制信号周期掩码分离算法

对 AltBOC、交互式(Inteplex)等新型复用调制信号而言,不同支路 k 上调制的电文符号是相互独立的,载波同步后,为提高信噪比,可在一个码周期 T_{pn} 内($0 \leq t < T_{\text{pn}}$)将 M 路复用信号 N 次累加后求均值,可得

$$\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_{kj}(t) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^M \left\{ c_k(t/k_d + \Delta\tau_k) \cdot \sum_{j=1}^N [a_{kj} \cos(2\pi \Delta f_k t + \Delta\theta_k) + n_k(t)] \right\} \quad (2)$$

式中: $c_k(t)$ 为第 k 路伪码序列; k_d 为多普勒造成的拉伸或压缩; $\Delta\tau_k$ 为码相位偏差; a_{kj} 为第 k 路第 j 次参与累加的导航比特; Δf_k 和 $\Delta\theta_k$ 为 k 路相应载波频率和相位偏差; $n \sim N(0, \sigma^2)$ 为高斯白噪声; $k_d = 1 - f_{\text{Dop}}/R_c$, f_{Dop} 为载波多普勒, R_c 为码速率。

2.1 两路信号分离方法

实际中,通常采用极高增益(>40 dB)定向天线接收某一颗卫星某一特定频点的待评估信号^[13-14],因此不可分离的导航信号通常只有两路($M=2$),典型如 GALILEO 在 E5 频段复用了 E5a 和 E5b 两路信号、北斗在 B2 频段复用 B2a 和 B2b 等。为简明起见,假设这两路混合信号的载波频率和相位偏差为 0(即 $\Delta f_k=0$ 和 $\Delta\theta_k=0$),码周期对应点间的相位差 $\Delta\tau_k=0$,剥离待分离支路码跟踪相干解调出的比特符号(先验信息)后,计算得到支路一个码周期内 N 次累加后的均值,以分离 $k=1$ 支路($k=2$ 类似)为例,有

$$\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_j(t) = c_1(t/k_d) + \frac{1}{N} c_2(t/k_d) \sum_{j=1}^N a_{j1} a_{j2} + \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N n_j(t) \quad (3)$$

由式(3)可知,若

$$\sum_{j=1}^N a_{j1} a_{j2} = 0 \quad (4)$$

则除待分离支路 $k=1$ 外, $k=2$ 的支路信号能量和为 0,即实现了复用导航信号的时域分离,此时信号功率不变,而噪声的功率变为原来的 $1/N$,也即分离后的 k 支路信噪比原来提高了 N 倍。

显然,若不同支路所调制导航电文的比特符号为随机值,则当 $N \rightarrow \infty$ 时,有 $\sum_{j=1}^N a_{j1} a_{j2} = 0$ 。实际中,导航电文的比特符号不可能是完全随机的,且 N 为有限值,因此需要首先利用相干积分解调出每条支路、每个周期上调制的比特符号,然后仅挑选出满足式(4)的 N 个偶数码周期进行累加(进行满足式(4)的周期筛选),即可得到积分前的单路信号($k=1$ 或 $k=2$)基带信息。

由上可知,实现两路复用导航信号分离的步骤如下:

(1)初始化符号平衡指示变量 $b_{\text{flag}}=0$,累加值 $\Sigma_{\text{sum}}=0$;

(2)读入待分离两路复用信号的第 j ($j=1, \dots, N$) 个伪码累加周期,将该周期内支路 $c_k(t)$ ($k=1, 2$) 上调制的比特符号分别赋值给 a_{j1}, a_{j2} ;

(3)如果 $|b_{\text{flag}} + a_{j1} a_{j2}| < 2$,更新指示变量 $b_{\text{flag}} = b_{\text{flag}} + a_{j1} a_{j2}$, $j=j+1$ 执行步骤(4);否则,重新执行步骤(2), j 不变;

(4)对读入的数据进行重采样;

(5)剥离复合信号的载波(含多普勒),剥离信号 $c_i(t)$ 的比特符号;

(6)将步骤(5)的结果与 Σ_{sum} 累加,更新 Σ_{sum} 值;

(7)累加次数 $j < N$,则返回步骤(2);否则,结束。

需要注意的是:进行信号周期筛选累加运算时,应当尽量选取不同的周期,因为重复使用一个周期会使该周期内的白噪声得到增强,且若此周期内存在突发干扰,会对分离结果造成影响。

2.2 多路信号分离方法

当单路复用信号数 $M > 2$ 时,上述所提周期筛选方法仍然适用,不妨以单支路信号复用数 $M=4$ 为例进行说明,目标仍是将 $k=1$ 支路分离出来,则累加后的信号为

$$\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_j(t) = A_1 c_1(t) + \frac{1}{N} A_2 c_2(t) \sum_{j=1}^N a_{2j} a_{1j} + \frac{1}{N} A_3 c_3(t) \sum_{j=1}^N a_{3j} a_{1j} + \frac{1}{N} A_4 c_4(t) \sum_{j=1}^N a_{4j} a_{1j} \quad (5)$$

式中: A_i ($i=1, 2, 3, 4$) 表示信号幅度。令

$$\left. \begin{aligned} \sum_{j=1}^N a_{2j} a_{1j} &= n_2 \\ \sum_{j=1}^N a_{3j} a_{1j} &= n_3 \\ \sum_{j=1}^N a_{4j} a_{1j} &= n_4 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

式中 n 的取值可正可负。将式(5)简化,可得

$$\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_j(t) = A_1 c_1(t) + \frac{n_2}{N} A_2 c_2(t) + \frac{n_3}{N} A_3 c_3(t) + \frac{n_4}{N} A_4 c_4(t) \quad (7)$$

由式(7)可知:当支路数 $M > 2$ 时,要实现信号分离,只需将多余支路的信号消除即可,此时待消除信号为

$$s_c(t) = -\frac{n_2}{N} A_2 c_2(t) - \frac{n_3}{N} A_3 c_3(t) - \frac{n_4}{N} A_4 c_4(t) \quad (8)$$

再次考察式(5),可知剥离支路 1 上调制的电文比特后,单个周期信号可表示为

$$s_c(t) = A_1 c_1(t) + A_2 c_2(t) a_{21} a_{11} + A_3 c_3(t) a_{31} a_{11} + A_4 c_4(t) a_{41} a_{11} \quad (9)$$

根据 $a_{21} a_{11}, a_{31} a_{11}, a_{41} a_{11}$ 取值的不同,可将符号

周期划分成不同的掩码类型,如若记 $a_{21}a_{11}=1$ 、 $a_{31}a_{11}=-1$ 、 $a_{41}a_{11}=-1$ 为 $(1,0,0)$,则筛选周期为 $(0,1,1)$ 。显然,根据幅度系数取值的不同,即可获得对应形式的周期掩码筛选方法 $(\overline{n_2}, \overline{n_3}, \overline{n_4})$, $\overline{n_i}$ 表示取补运算。

需要特别强调的是:由于遵循周期筛选累加运算时,应当尽量选取不同的周期原则,因此上述方法并不包括 $(n_2=0, n_3=0, n_4=0)$ 的取值组合。

当 M 取其他数值时,仍然可以依照类似式(13)的结构,构造出相应的筛选周期,从而实现单载波多路信号的分析。当前,对于单路信号, M 最多取值到 5。

2.3 畸变补偿

在实际分离过程中,电文的模拟或数字畸变会引起符号比特不平衡,这就会使单路分离后的眼图出现所谓的混叠现象。

由式(3)或式(7)可知,产生混叠现象的原因在于 $c_2(t)$ 的部分能量 $\frac{1}{N}c_2(t/k_d) \sum_{j=1}^N a_{j1}a_{j2}$ 残留于累加结果之中,使得 $c_1(t)$ 中与 $c_2(t)$ 同相码片的幅度得到提升,而反相码片的幅度受到削弱,最终导致分离信号的能量产生明显的起伏,因此,需要在分离结果中补偿由该残留所引起的比特符号不平衡。

定义 $c_2(t)$ 支路一个码周期内比特符号残留度为

$$u = \frac{1}{N} \left| \sum_{j=1}^N a_{j1}a_{j2} \right|, u \in [0,1] \quad (10)$$

可知 $c_1(t)$ 支路同相码片的增强幅度为

$$A_+ = P_1^{1/2} + uP_2^{1/2} \quad (11)$$

反相码片的削弱幅度为

$$A_- = P_1^{1/2} - uP_2^{1/2} \quad (12)$$

式中: P_1 、 P_2 分别为待分离 2 个支路的信号功率。

定义 A_R 为一个码周期内电文比特符号畸变补偿比例因子

$$A_R = A_- / A_+ = (P_1^{1/2} - uP_2^{1/2}) / (P_1^{1/2} + uP_2^{1/2}) \quad (13)$$

显然,当残留度 $u=0$ 时,比例因子 $A_R=1$ 无需补偿。以最普通的两路复用信号(GALILEO 系统 E1 频点)为例进行说明,其分离信号 E1bI 的眼图如图 2 所示。

图 2a 在累加过程中比特符号残留度 $u=0.05$,眼图出现混叠,根据式(12)计算补偿比例因子,补偿该残留值后使 $u=0$,消除了比特符号的不平衡,分离信号的眼图非常理想,结果见图 2b。

综上,引入偏差补偿因子后,可进一步简化多路

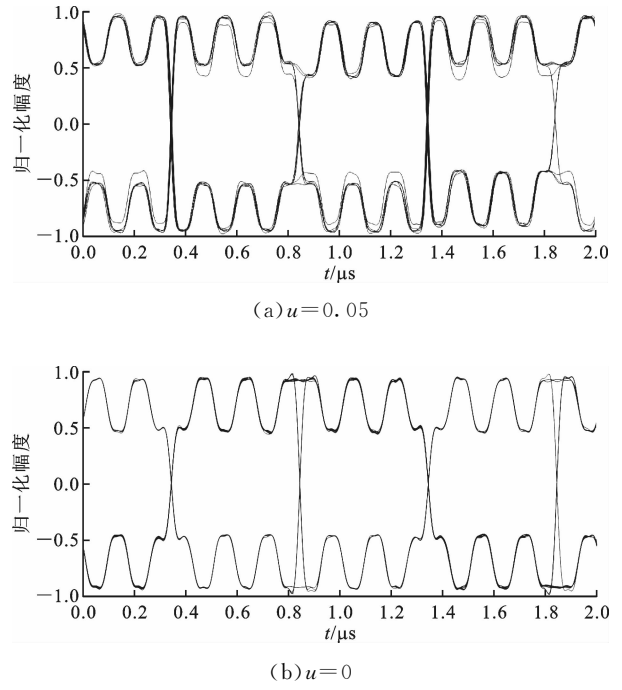


图 2 分离信号 E1bI 的眼图

复用导航信号单路分离方法,具体步骤如下。

(1)读入 M 路复用信号的第 j ($j=1,2,\dots,N$) 个伪码累加周期,计算该周期内待分离 k 支路 $c_k(t)$ ($k=1,2,\dots,M$) 上调制的比特符号 a_{jk} 与其他支路符号 $a_{j1}, a_{j2}, \dots, a_{jM}$ 乘积的累加和

$$s_{kj}(t) = A_k c_k(t) + A_1 a_{kj} a_{1j} c_1(t) + A_2 a_{kj} a_{2j} c_2(t) + \dots + A_M a_{kj} a_{Mj} c_M(t) \quad (14)$$

(2)根据幅度系数 $a_{jk} a_{j1}, a_{jk} a_{j2}, \dots, a_{jk} a_{jM}$ 的取值,取补后,将符号周期划分成不同的掩码周期,并进行掩码累加运算

$$\begin{aligned} \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_{kj}(t) &= A_k c_k(t) + \frac{1}{N} A_1 c_1(t) \sum_{j=1}^N a_{kj} a_{1j} + \\ &\frac{1}{N} A_2 c_2(t) \sum_{j=1}^N a_{kj} a_{2j} + \dots + \frac{1}{N} A_M c_M(t) \sum_{j=1}^N a_{kj} a_{Mj} \end{aligned} \quad (15)$$

(3)计算各支路在掩码累加周期内结果的比特符号残留度及补偿因子

$$\begin{aligned} u_i &= \frac{1}{N} \left| \sum_{j=1}^N a_{ji} a_{jk} \right|, i = 1, 2, \dots, M \quad (16) \\ A_{Ri} &= A_- / A_+ = (P_i^{1/2} - u_i P_k^{1/2}) / (P_i^{1/2} + u_i P_k^{1/2}) \quad (17) \end{aligned}$$

(4)以 A_{Ri} 为比例系数对步骤 2 中的各支路信息进行补偿(乘积)运算,即可移除待分离支路外的所有支路信息,可得到期望分离支路 k 的比特符号

$$\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N s_j(t) = A_k c_k(t) \quad (18)$$

3 周期掩码分离算法性能分析

对于相对于地面静止的卫星导航信号质量评估设备而言,式(2)中载波多普勒 f_{Dop} 的变化可以忽略,因此算法性能分析只考虑载波相位和码元位置偏差。

3.1 载波相位偏差分析

式(2)表明,载波相位误差主要会对分离信号的功率造成损耗。假定一个伪码周期内,载波相位误差是恒定的并服从高斯分布,图3给出了载波相位误差和功率损耗之间的关系。忽略机械颤动的影响,对于载噪比较高的信号($C/N > 60 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$),载波环相位抖动均方差可以控制在 5° 以内^[8],造成的影响可以忽略。

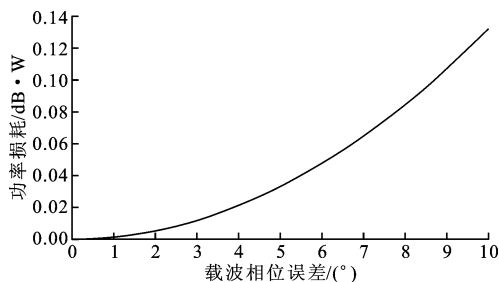


图3 载波相位误差与功率损耗关系曲线

3.2 码相位偏差分析

在累加过程中,各个周期对应采样点的码元位置未对齐会使累加结果产生平均效应,即累加点的值是实际信号在该点附近取值的平均。这种平均会对波形产生影响,主要表现为:

- (1)基带信号的跳变沿被展宽;
- (2)码片内抖动的极值位置和幅度发生改变。

假定信号发生了模拟畸变,各个码周期对应点的相位误差服从高斯分布,在不同的位置误差下进行10 000次累加,得到的结果如图4所示。图4仅显示出了伪码的一个码片。对应点的码元位置偏差越小,码片的跳变沿越陡峭,码片波形越理想。当对应点的码元位置偏差小于 0.01% 时,累加曲线和实

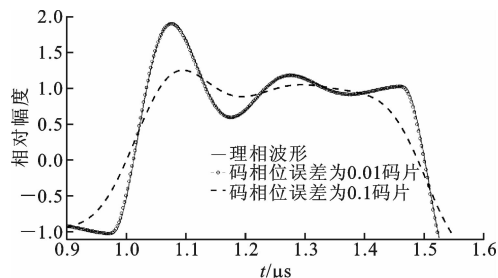


图4 码相位误差对分离波形的影响

际曲线非常接近。因此,可以取 0.01% 作为码元位置偏差门限。对于载噪比较高的信号,通过选择合适的码环参数可以使热噪声引起的码元位置偏差的均方差远小于 0.01% ^[3]。

3.3 分离效能

利用40 m天线实测采集的高增益(载噪比 $> 90 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$) GALILEO E5 信号(AltBoc 复用调制了E5a和E5b信号)进行算法分离效能实验。

(1)畸变补偿效能实验。实验中给实测E5信号中加入数字占空比为0.504、模拟畸变震荡频率 $f_d = 5 \text{ MHz}$ 、阻尼系数 $\sigma = 7 \text{ MNp/s}$ 的混合畸变。

图5给出了在不同周期筛选(累加)次数下,时域畸变参数计算的相对误差。可以看到:数字占空比的计算结果受累加次数的影响很小,其相对误差稳定在 2% 以内;其他2个参数的相对误差随着累加次数增多总体上呈下降趋势;当累加次数大于500时,震荡频率的相对误差达到 0.2% ,而阻尼系数的相对误差稳定在 6% 附近。阻尼系数的计算结果出现了一个较大的偏差,这个主要是码片抖动幅度的下降造成的。这种失真对波形的影响并不大,但显著影响了阻尼系数的计算精度。

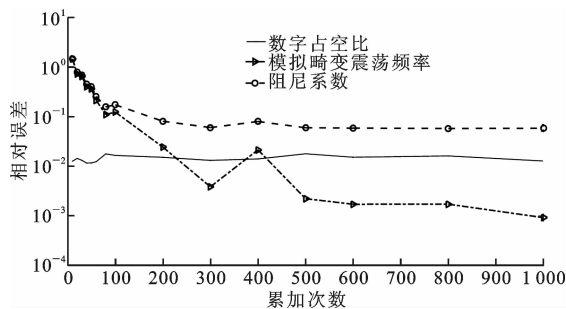


图5 时域畸变参数的估计误差

(2)分离信号准确度实验。图6给出了未引入人为干扰的E5频点实测信号的星座图。图6a为利用传统方法绘制的混合信号的星座信息,无法区分E5a和E5b到底哪路信号的调制质量较好。周期筛选分离后,E5a和E5b频点信号星座图理想点的角度分别为 45° 、 135° 、 225° 和 315° 。图6b为E5a信号的星座图,虽然显示出了E5a的信号特征,但在 $90 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 载噪比下,仍具有较高的发散程度,因此可知该路信号包含较大噪声。图6c为E5b信号的星座图,可以看出E5b信号QPSK调制的信号特征,且星座图的发散程度较小,其信号质量比E5a信号好。

图7给出了分离后E5aI和E5bI基带信号眼图。显然,E5aI基带信号的眼皮较厚,在 $90 \text{ dB} \cdot \text{Hz}$ 的载噪比下,仍包含了较大的噪声,与图6的调

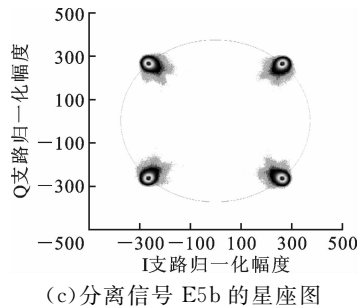
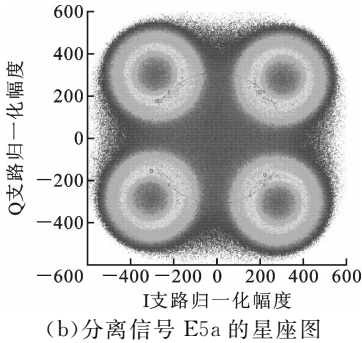
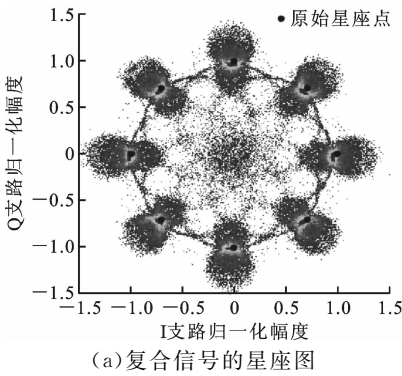
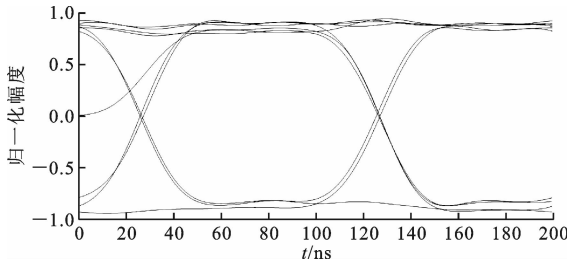
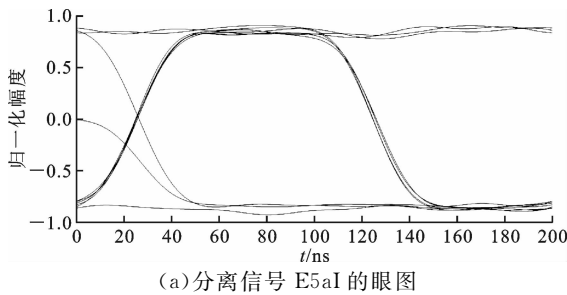


图 6 E5 混合及分离信号星座图



(a)分离信号 E5aI 的眼图
(b)分离信号 E5bI 的眼图
图 7 E5 分离信号眼图

制域分析结论一致。

4 总 结

单路信号的时域波形可以直观地反映 GNSS 基带信号的畸变情况,本文提出了一种可用于多路复用导航信号质量评估的单路信号分离算法,并分析了跟踪环路误差、多普勒频移以及比特符号不平衡对算法分离效果的影响,理论仿真和实测数据均验证了所提分离算法的可靠性和有效性,具有很好的理论和实践意义。

参考文献:

[1] 徐肖豪,杨传森,刘瑞华. GNSS 用户端自主完好性监测研究综述 [J]. 航空学报, 2013, 34(3): 451-463.
XU Xiaohao, YANG Chuansen, LIU Ruihua. Review and prospect of GNSS receiver autonomous integrity monitoring [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(3): 451-463.

[2] 贺成艳,郭际,卢晓春,等. GNSS 导航信号常见畸变产生机理及对测距性能影响分析 [J]系统工程与电子技术, 2015, 37(7): 1613-1620.
HE Chengyan, Guo Ji, LU Xiaochun, et al. Generation mechanisms of GNSS navigation signal distortions and influence on ranging performance [J]. Systems Engineering and Electronics, 2015, 37(7): 1613-1620.

[3] 刘建成,范建军,冯晓超,等. 卫星导航信号畸变导致的测距偏差的估计方法 [J]. 宇航学报, 2015, 36(11): 1296-1302.
LIU Jiancheng, FAN Jianjun, FENG Xiaochao, et al. Estimation method of ranging bias caused by navigation satellite signal distortion [J]. Journal of Astronautics, 2015, 36(11): 1296-1302.

[4] FENG Y, WANG Z, CHEN D. Study on design of interplex method for GNSS signal [J]. China Communications, 2014, 11(14): 23-29.

[5] 徐成涛,林红磊,唐小妹,等. 北斗系统新体制信号质量监测指标及测试方法 [J]. 中南大学学报(自然科学版), 2014, 45(3): 774-782.
XU Chengtao, LIN Honglei, TANG Xiaomei, et al. Signal quality monitoring parameters and measurement methods of Beidou system with new signal pattern [J]. Journal of Central South University (Science and Technology), 2014, 45(3): 774-782.

[6] 骆忠强,朱立东,唐俊林. 最小误码率准则盲源分离算法 [J]. 信号处理, 2016, 32(1): 21-27.

(下转第 135 页)