

基于高增益接收系统的 Galileo E1 信号质量评估方法研究

康 立^{1,2,3}, 饶永南^{1,2}, 宿晨庚^{4,5}, 石慧慧^{1,2,3}, 杨德进^{1,2,3}, 贺成艳^{1,2}, 王 萌^{1,2,3}

(1. 中国科学院国家授时中心, 陕西西安 710600; 2. 中国科学院精密导航定位与定时技术重点实验室, 陕西西安 710600;
3. 中国科学院大学电子电气与通信工程学院, 北京 101408; 4. 北京跟踪通信研究所, 北京 100094;
5. 中国人民解放军国防科技大学电子与信息工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: Galileo 系统在 E1 频点采用 Interplex 调制方式播发导航信号, 由于缺乏 E1 信号功率分配和伪码序列等先验信息, 一般的研究人员只能开展有限的信号质量特性研究. 针对该问题, 提出一套基于高增益天线的空间信号质量评估方法, 实现了 E1 授权信号的解析, 完善了 E1 信号评估体系. 运用相关功率法来解决信号分量功率比问题, 采用跟踪结果解决相位偏差估计问题, 提出加权组合平均和码相位平均相结合的新型时域波形分离方法, 克服了电文和码多普勒对时域波形特性评估的影响, 采用 S 曲线过零点偏差 (S-curve offset Biases, SCB) 等参数进行信号测距偏差定量评估. 通过该方法对 Galileo GSAT-0214 卫星进行了评估, 结果显示: 该卫星 E1 各信号分量 SCB 小于 0.2 ns, 测距性能优异, 其复用效率达到了 97.8%, 优于 GPS L1 信号和北斗三号系统 (BDS-3) B1 信号.

关键词: 空间信号质量; Galileo; 授权信号; 功率分配; 时域波形; 相关性能

中图分类号: TN967.1 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2019)08-1685-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2019.08.011

Research on Galileo E1 Signal Quality Assessment Method Based on High Gain Receiving System

KANG Li^{1,2,3}, RAO Yong-nan^{1,2}, SU Chen-geng^{4,5},

SHI Hui-hui^{1,2,3}, YANG De-jin^{1,2,3}, HE Cheng-yan^{1,2}, WANG Meng^{1,2,3}

(1. National Time Service Center, Chinese Academy of Sciences, Xi'an, Shaanxi 710600, China;

2. Key Laboratory of Precision Navigation and Timing Technology, Chinese Academy of Sciences, Xi'an, Shaanxi 710600, China;

3. School of Electronic, Electrical and Communication Engineering, University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 101408, China;

4. Beijing Tracking and Communication Technology Institution, Beijing 100094, China;

5. School of Electronics and Information Engineering, National Defense Science and Technology University of China, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Galileo system uses Interplex modulation to broadcast navigation signals at the E1 frequency. Due to the lack of prior information such as E1 signal power allocation and pseudo-code sequences, researchers can only carry out limited signal quality characteristics studies. Aiming at this problem, this paper proposes a signal-in-space quality assessment method based on high gain antenna, which realizes the analysis of E1 authorization signal and perfects the E1 signal evaluation system. The related power method is proposed to solve the signal component power ratio problem. The tracking result is used to solve the phase deviation estimation problem. A new time domain waveform separation method combining weighted combination averaging and code phase averaging is proposed, which overcomes the influence of message and code Doppler on time domain waveform characteristics evaluation. The S-curve offset Biases (SCB) parameters are used to quantitatively evaluate the signal ranging deviation. In this paper, the Galileo GSAT-0214 satellite is evaluated by this method. The results show that the signal component SCB of E1 is less than 0.2 ns, and the ranging performance is excellent. The multiplexing efficiency is 97.8%, which is better than GPS L1 signal and BOS-3 system B1 signal.

Key words: signal-in-space; Galileo; authorized signal; power distribution; time waveform; correlation performance

1 引言

Galileo 系统在 E1 频点 (1575.42MHz) 采用了 Inter-plex 互复用调制, 播发 E1A、E1B 和 E1C 信号, Galileo 官方并未公布 E1 信号的完整信息^[1,2]. 在 L1 频段内, GPS、Galileo 和北斗系统均采用 MBOC 调制信号作为兼容和互操作信号, Galileo 是 GNSS 中首个采用 MBOC 调制信号的卫星导航系统, 精细分析其信号质量对北斗系统的互操作信号方式的选择和卫星有效载荷技术提升具有重大的价值. 同时, E1A 授权信号为高阶 BOC 调制, 该信号的先验信息较少, 精细分析其信号质量存在困难性. 文献[3~6]对 E1 信号进行了初步的评估, 但没有解决授权信号、时域波形、功率比、复用效率等评估难题, 无法全面评估 E1 信号质量.

本文利用中国科学院国家授时中心吴平观测站 40m 大口径天线接收系统, 对 Galileo GSAT-0214 卫星 E1 信号进行了精密的信号质量离线评估与分析. 提出了逐码片相关法解决了 E1A 信号伪码序列解析难题, 并采用三环跟踪实现了 E1A 高阶 BOC 信号的稳定跟踪. 采用相关功率方法求解出各信号分量的功率比, 利用稳定跟踪求解的载波相位来评估信号分量的相位偏差. 加权组合平均方法和码相位平均方法相结合, 修正了传统累加评估方法的缺陷, 精确地评估了 CBOC 信号的时域波形特性. 最后, 在相关性能参数上, 重点定量分析了 E1 信号的 S 曲线过零点偏差和相关损失. 本文全面总结了 E1 信号评估方法, 研究成果在一定程度上可为北斗三号系统多路复用调制信号质量评估提供理论依据和参考, 为我国卫星导航系统服务性能的提升做出贡献.

2 信号模型

在 E1 频点中, E1A 信号是授权信号, 采用 BOC_{cos} (15, 2.5) 调制, E1B 和 E1C 信号采用 CBOC (1, 6, 1, 1/11) 调制, 合路信号 $s(t)$ 基带表达式如下:

$$s(t) = (\sqrt{2P_1}\cos(m)s_{E1B}(t) - \sqrt{2P_Q}\sin(m)s_{E1C}(t)) + j(\sqrt{2P_Q}\cos(m)s_{E1A}(t) + \sqrt{2P_1}\sin(m)s_{E1A}(t)s_{E1B}(t)s_{E1C}(t)) \quad (1)$$

式中, P_1 和 P_Q 分别为 I 支路和 Q 支路信号功率, m 是信号调制系数, E1B 和 E1C 信号分量调制在 I 支路, E1A 信号和互调项分量调制在 Q 支路, 四个信号项功率可记为:

$$P_{E1B} = P_1\cos^2(m), P_{E1C} = P_Q\sin^2(m) \quad (2)$$

$$P_{E1A} = P_Q\cos^2(m), P_{IM} = P_1\sin^2(m)$$

互调项分量信号为无用信号, 因此合路信号复用效率为:

$$\eta = 1 - \frac{P_Q\sin^2(m)}{P_1 + P_Q} \quad (3)$$

3 授权信号伪码解析与跟踪

本节采用逐码片相关法来解析 E1A 信号伪码序列, 该方法的原理是利用伪码码片依次和本地信号每个码片内的信号进行相关运算, 由于其他信号分量、噪声和本地伪码调制类型不一致, 相关运算能够有效消除其他因素对码片符号判别的影响, 因而判断相关最大值数值符号可得到伪码的符号. 已知 I 支路民用信号码周期为 4ms, E1A 信号码周期信息未知, 为了兼容民用信号减小接收机设计复杂度, 本文规定 E1A 信号伪码序列求解模块历元为 4ms. 在文献[7]中, Galileo 系统 E1 频点 Q 支路 E1A 信号和 IM 项功率分配比为 4:1, 令 IM 项电平幅度为单位 1, 已知 E1A 信号伪码时间宽度约为 $T_{E1A} = 391\text{ns}$, 那么在一个伪码码片宽度内 Q 支路信号表达式改写为:

$$sc_Q(t) = 2 \cdot d_{E1A}(t)sc_{E1A}(t) + d_{IM}(t)sc_{E1A}(t)sc_{E1B}(t)sc_{E1C}(t) \quad (4)$$

上式中 $sc_{E1A}(t)$ 、 $sc_{E1B}(t)$ 和 $sc_{E1C}(t)$ 分别为 E1A、E1B 和 E1C 的伪码波形, $d_{E1A}(t)$ 为授权信号伪码符号, $d_{IM}(t)$ 为互调项信号伪码符号. 本地生成相同采样率下的时长为 391ns 的 E1A 信号码元 $sc_L(t)$, 令本地参考码元和 E1A 信号码元互相关函数为 $R_{L,A}(\tau)$, 本地参考码元和互调项码元的互相关函数为 $R_{L,IM}(\tau)$, 那么本地码元和解调出来的 Q 支路信号码元依次相关可得:

$$\begin{aligned} R_{L,r}(\tau) &= R_{L,A}(\tau) + R_{L,IM}(\tau) \\ &= \int_{-T_{E1A}}^{T_{E1A}} sc_L(t-\tau) \cdot sc_Q(t) dt \\ &= \int_{-T_{E1A}}^{T_{E1A}} sc_L(t-\tau) \cdot (2 \cdot sc_{E1A}(t) + sc_{IM}(t)) dt \\ &= 2d_{E1A}(t) \cdot \int_{-T_{E1A}}^{T_{E1A}} sc_L(t-\tau) \cdot sc_{E1A}(t) dt \\ &\quad + d_{IM}(t) \int_{-T_{E1A}}^{T_{E1A}} sc_L(t-\tau) \cdot sc_{E1A}(t)sc_{E1B}(t)sc_{E1C}(t) dt \end{aligned} \quad (5)$$

本地参考信号和互调项的互相关函数远小于 E1A 信号和参考信号的相关函数, 由此本地码元和 Q 支路信号码元互相关函数满足下式:

$$R_{L,r}(\tau) \approx R_{L,A}(\tau) \quad (6)$$

根据二元波形最佳检测理论, E1A 信号的伪码符号判断最佳门限为 0, 其表达式可写为:

$$d_{E1A} = \text{sign}(R_{L,r}(T_{E1A})) \quad (7)$$

式中 $\text{sign}()$ 为符号函数. 需要特别说明的是, 通过逐码片相关法计算出的 E1A 信号伪码序列未去除调制电文符号的影响, 但这并不影响文章后续的信号质量评估研究.

高阶 BOC 调制信号包含多个自相关峰,容易导致传统跟踪环误锁,测距结果偏离真实值,Bump-Jump 跟踪算法在低信噪比时相关曲线的主旁峰幅度值相差小,难以通过相关幅度大小正确调整本地码延迟.本文采用三环跟踪方法,如图 1 所示,将子载波当做特殊的扩频码处理,在传统环路中增加子载波环 SLL,即相应增加子载波鉴相器、滤波器和 NCO,结构上独立于 PLL 和 DLL^[8].

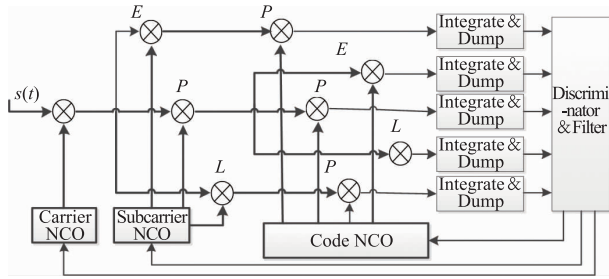


图1 三环跟踪环路结构

假设子载波信号 $x(t)$, 未与扩频码类似, SLL 的本地超前、即时、滞后子载波为:

$$\begin{aligned} S_e(t) &= x\left(t - \tilde{\tau} + \frac{T_s}{2}\right) \\ S_p(t) &= x(t - \tilde{\tau}) \\ S_l(t) &= x\left(t - \tilde{\tau} - \frac{T_s}{2}\right) \end{aligned} \quad (8)$$

$\tilde{\tau}$ 是子载波延迟估计值, T_s 是子载波周期, 相关器输出的同相支路表达式:

$$\begin{aligned} p_{PE} &= A d r(\tau^* - \tau) a(\tilde{\tau} - \tau - T_s/2) \cos(\Delta\theta) \\ p_{PL} &= A d r(\tau^* - \tau) a(\tilde{\tau} - \tau + T_s/2) \cos(\Delta\theta) \\ p_{LEP} &= A d r(\tau^* - \tau - T_c/2) a(\tilde{\tau} - \tau) \cos(\Delta\theta) \\ p_{LLP} &= A d r(\tau^* - \tau + T_c/2) a(\tilde{\tau} - \tau) \cos(\Delta\theta) \end{aligned} \quad (9)$$

式中 A 是信号幅度, T_c 表示扩频码片宽度, $r(\cdot)$ 表示扩频码相关函数, a 表示子载波相关函数, $\Delta\theta$ 表示接收信号与本地载波的相位误差. 在三环跟踪模式下, DLL 和 SLL 分别对码相位进行估计, 扩频码在码周期内仅一个相关峰, 相关主峰较宽, 码相位估计值 τ^* 粗略但无模糊度, 子载波在扩频码周期内存在多个相关峰, 相关峰宽度窄, 子载波相位估计值 $\tilde{\tau}$ 准确但含有模糊度:

$$\tilde{\tau} = \tau + pT_s \quad (10)$$

式中 τ 表示实际的子载波相位, p 表示子载波周期数. 为充分利用 SLL 的相位估计精度同时消除模糊度, 采用 DLL 无模糊的码相位辅助修正子载波相位, 修正相位输出:

$$\tau_{out} = \tilde{\tau} + \text{round}\left(\frac{\tau^* - \tilde{\tau}}{T_s/2}\right) \frac{T_s}{2} \quad (11)$$

$\text{round}(\cdot)$ 为取整运算, 能够保证当存在小于半个子载波码片宽度误差时, 输出结果不受误差影响.

4 评估参数

4.1 功率比和相位偏差

下行导航信号的功率比和相位偏差是评估导航卫星有效载荷性能的重要参数, 合路信号功率谱和相关性能的评估均需要获得信号的功率比信息, 而相位偏差则反映载荷的调制性能. 假设信号受到高斯白噪声 $n(t)$ 的影响, 信号传输通道函数为 $h(t)$, 接收信号基带表达式 $s_y(t)$ 可写成:

$$s_y(t) = \left(\sum_{i=1}^4 \beta_i e^{j\theta_i} s_x^i(t) * h(t) \right) + n(t), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (12)$$

式中, θ_i 为各信号分量的相位调制因子, β_i 为各信号分量的幅度因子, $*$ 为卷积运算, $h(t)$ 为通道传输函数. 将接收信号 $s_y(t)$ 乘以相位旋转因子 $e^{j\theta}$, 再和本地参考信号 $s_x^i(t)$ 相关后获得互相关函数 $R_{xy}^i(\tau)$.

$$\begin{aligned} R_{xy}^i(\tau) &= \text{real}(s_x^i(t) \otimes (s_y(t) e^{-j\theta})) \\ &= \beta_i s_x^i(t) \otimes s_x^i(t) * h(t) \\ &\quad + \text{real}\left(\sum_4 \beta_j e^{j(\theta_j - \theta)} s_x^j(t) \otimes s_x^i(t) * h(t)\right. \\ &\quad \left.+ e^{-j\theta} s_x^i(t) \otimes N(t)\right) \\ &= \beta_i R_{xx}^i(\tau) * h(t) \\ &\quad + \text{real}\left(\sum_4 \beta_j e^{j(\theta_j - \theta)} s_x^j(t) \otimes s_x^i(t) * h(t)\right. \\ &\quad \left.+ e^{-j\theta} s_x^i(t) \otimes N(t)\right) \end{aligned} \quad (13)$$

在上式中, \otimes 为相关运算, $R_{xx}^i(\tau)$ 为 $s_x^i(t)$ 的自相关函数, 因为 $s_x^i(t)$ 和其他信号分量相关性微弱, 噪声对信号的影响忽略不计, 所以式 (13) 中第二项数值远小于第一项, 进而可得:

$$R_{xy}^i(\tau) \approx \beta_i R_{xx}^i(\tau) * h(t) \quad (14)$$

由功率谱定义可得 $s_x^i(t)$ 的互功率谱 $\mathcal{S}_{xy}^i(\omega)$ 为:

$$\mathcal{S}_{xy}^i(\omega) = \beta_i \mathcal{S}_{xx}^i(\omega) |H(j\omega)|^2 \quad (15)$$

对互相关功率谱在接收带宽 f_B 内进行积分可得到 $s_x^i(t)$ 的互相关功率.

$$P_{xy}^i(\omega) = \beta_i^2 \int_{-2\pi f_B}^{2\pi f_B} \mathcal{S}_{xx}^i(\omega) |H(j\omega)|^2 d\omega \quad (16)$$

假设接收信号带宽充分大, $P_{xx}^i(\omega)$ 在接收带宽内功率为单位 1, 所有信号分量经过相同的传输通道, 因此通过直接比较本地信号和接收信号的互相关功率即可获得各信号分量的功率配比, 即:

$$\beta_1^2 : \beta_2^2 : \beta_3^2 : \beta_4^2 = P_{xy}^1(\omega) : P_{xy}^2(\omega) : P_{xy}^3(\omega) : P_{xy}^4(\omega) \quad (17)$$

同理, 我们可以利用各信号分量在稳定跟踪后得到精确的相位估计值 $\{\theta^i, i = 1, 2, 3\}$ 来计算信号之间的相位偏差, 以 E1B 信号相位值为标准, 得到其他信号分量和

该信号分量的相位偏差值为:

$$\begin{cases} \theta_{e1} = \theta^2 - \theta^1 \\ \theta_{e2} = \theta^3 - \theta^1 \end{cases} \quad (18)$$

为了减小噪声的影响,取其 M 个伪码周期时长内的均值作为最佳估计,即可精确地得到各信号分量的相位偏差.

4.2 时域波形

导航信号在产生和传播过程中可能会受到多径、干扰等而产生失真现象,通过对民用信号的时域波形分析能够直观地观测和评估信号失真^[9]. 假设 T_c 为伪码周期,待分析的基带信号时间长度为 MT_c ,第 n 个伪码周期 E1B 和 E1C 信号电文为 $d_{n,b}$ 和 $d_{n,c}$,结合式(1),I 支路信号可表达为:

$$s_I(t) = \sum_{n=1}^M [d_{n,b}s_{E1B}(t) - d_{n,c}s_{E1C}(t)], (n-1)T_c \leq t \leq nT_c \quad (19)$$

将每个伪码周期的 I 支路信号乘以该周期内的 E1B 电文符号,再进行累加和平均运算可得到 E1B 信号的波形表达式 $\tilde{s}_{E1B}(t)$ 为:

$$\tilde{s}_{E1B}(t) = s_{E1B}(t) + \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M d_{n,b}d_{n,c}s_{E1C}(t), 0 \leq t \leq T_c \quad (20)$$

在实际情况下,电文随机性在短时间内不可能达到严格的随机要求,那么式(20)中第二项不等于 0,即 E1C 信号存在残留.为了高精度基带信号分离,可以利用加权分组累加的方法,不需要进行周期筛选,且所有码周期均被使用^[10].在 I 支路中包含两个信号分量,因而共有 4 种不同情况的电文组合,在每个电文组合下累加 E1B 信号可表达为:

$$\begin{aligned} \widehat{s}_{E1B}^{1,1}(t) &= \sum_{k=0}^{M_i} (s_{E1B}(t) - s_{E1C}(t)), \quad d_{n,b} = 1, d_{n,c} = 1 \\ \widehat{s}_{E1B}^{1,-1}(t) &= \sum_{k=0}^{M_i} (s_{E1B}(t) + s_{E1C}(t)), \quad d_{n,b} = 1, d_{n,c} = -1 \\ \widehat{s}_{E1B}^{-1,1}(t) &= \sum_{k=0}^{M_i} (-s_{E1B}(t) - s_{E1C}(t)), \quad d_{n,b} = -1, d_{n,c} = 1 \\ \widehat{s}_{E1B}^{-1,-1}(t) &= \sum_{k=0}^{M_i} (-s_{E1B}(t) + s_{E1C}(t)), \quad d_{n,b} = -1, d_{n,c} = -1 \end{aligned} \quad (21)$$

上式中 M_i 为每个电文组合的伪码周期数,显然 $M = \sum_{i=1}^4 M_i$.那么 E1B 信号时域波形的加权组合表达式为:

$$\tilde{s}_{E1B}(t) = (v_1 \widehat{s}_{E1B}^{1,1}(t) + v_2 \widehat{s}_{E1B}^{1,-1}(t) - (v_3 \widehat{s}_{E1B}^{-1,1}(t) + v_4 \widehat{s}_{E1B}^{-1,-1}(t))) \quad (22)$$

其中 $v_i, i=1,2,3,4$ 为每个电文组合的加权因子,本文中加权因子取为 $v_1 = \frac{1}{4M_i}$.同理,利用相同的原理可得到 E1C 信号的时域波形加权组合表达式为:

$$\tilde{s}_{E1C}(t) = (v_2 \widehat{s}_{E1C}^{1,-1}(t) + v_4 \widehat{s}_{E1C}^{-1,-1}(t) - (v_1 \widehat{s}_{E1C}^{1,1}(t) + v_3 \widehat{s}_{E1C}^{-1,1}(t))) \quad (23)$$

受卫星和接收机相互运动的影响,下行导航信号必然存在多普勒现象,码多普勒的存在使得基带信号码片长度发生改变,这会使得在不同时段内的信号叠加后波形细节相互抵消.本文采用码相位累加方法来解多普勒对时域波形评估的影响,依次对每个伪码周期内的基带信号的每个采样点做以下判决:

$$K_p = \text{Ceil}\left(\frac{f_c^n / (N_b^n)}{f_c / (\max(N_b^n) + 1)} p\right), p = 1, 2, \dots, N, \quad (24)$$

式中 N 为一个伪码周期内信号的采样点数, f_c^n 分别为接收信号实时码频率, N_b^n 为第 n 个伪码周期内信号的采样点数, $\text{Ceil}()$ 为向上取整函数,将式(24)代入式(22)和(23)中,计算可得到精确消除码多普勒影响的 CBOC 信号时域波形.

4.3 相关性能

导航信号的相关性能直接和测距误差相互对应,是空间信号质量评估的重要参数,具体包含相关曲线、S 曲线过零点偏差和相关损失三项指标^[11].相关曲线是本地参考信号和接收信号的互相关运算结果:

$$R(\tau) = \frac{\int_0^T s_{re}(t) \cdot s_{ref}^*(t - \tau) dt}{\sqrt{\left(\int_0^T |s_{re}(t)|^2 dt\right) \cdot \left(\int_0^T |s_{ref}(t)|^2 dt\right)}} \quad (25)$$

式中, $s_{re}(t)$ 为接收信号中单个支路信号, $s_{ref}(t)$ 为本地参考信号.相关损失定义为在信号发射带宽内,接收信号有用功率相对于信号总功率的损失,是在相关功率上衡量信号失真的重要参数^[12],其理论解析式如下:

$$P_R = -\max_{\text{alle}} (20 \cdot \ln(|R(\varepsilon)|)) \quad (26)$$

以超前减滞后鉴相器为例,设其相关器的超前一滞后间距为 δ ,则其 S 曲线的算式为:

$$\text{SCurve}(\varepsilon, \delta) = R\left(\varepsilon - \frac{\delta}{2}\right) - R\left(\varepsilon + \frac{\delta}{2}\right) \quad (27)$$

过零点偏差 $\varepsilon_b(\delta)$ 满足:

$$\text{SCurve}(\varepsilon_b(\delta), \delta) = 0 \quad (28)$$

5 试验结果

5.1 功率比和相位偏差

通过逐码片相关法获得 E1 信号的 Q 支路时域波

形对比如图 2 所示,在文献[7]中 E1A 信号和互调项的关系为线性相加,利用恢复得到的 E1A 伪码和 E1B、E1C 伪码及电文符号可恢复出 Q 支路互调项信号全部信息.若 E1A 和互调项为相加的关系,则理想信号和接收信号出现不匹配的现象,若 E1A 和互调项为相减的关系,则理想信号和接收信号完全符合.同理,利用基带信号判断 I 支路信号关系可得到 E1B 和 E1C 为相加关系.同一支路信号线性关系并不能改变信号的恒包络特性,也无法影响信号的各方面性能,因此对信号质量评估无影响.

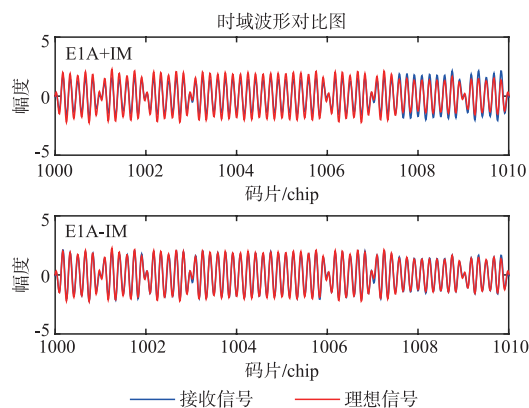


图2 基带Q支路波形对比图

图 3 为 E1A 信号稳定跟踪结果,将获得的相关幅度值代入式(17),以 E1B 信号为单位功率,求得 E1 各信号分量功率比如表 1 所示,E1A 信号功率为 E1B 信号的 2.56 倍,互调项信号序列可通过其他三个分量相乘获得,和 Q 支路直接相关得到该信号分量的相关功率,其功率仅为 E1B 信号的 6.5%,通过计算得到 E1 信号的复用效率为 97.8%,GPS L1 信号复用效率仅为 78%,北斗三号系统 B1 频点复用效率小于 80%,因而在 GNSS 中所有多路复用调制中,E1 复用效率最大.

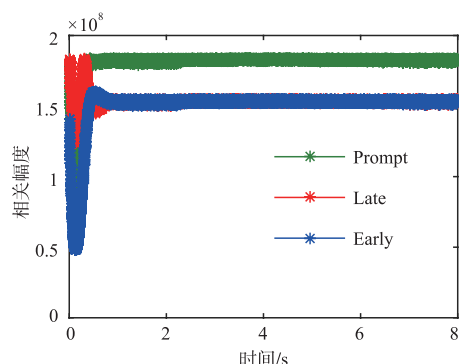


图3 E1A信号跟踪结果

表 1 E1 信号分量功率比

信号分量	E1B	E1C	E1A	互调项
功率比	1.00	1.00	2.56	0.100

表 2 给出了相位偏差结果,E1B 和 E1C 之间的相位偏差仅为 0.01° ,E1A 和 E1B 相位偏差为 90.03° ,该结果表明 Galileo 系统调制特性优异,信号无显著相位偏差发生.

表 2 E1 信号分量相位偏差均值(单位:°)

信号分量	E1C-E1B	E1A-E1B
相位偏差	0.01	90.03

5.2 时域波形分析结果

本文中软件接收机滤波器单边带宽设置为 20.40MHz.图 4 为通过传统的时域波形分离和加权组合分离方法得到的 E1B 信号电平分布对比图,从图中可知,新型时域波形分离方法得到的波形电平更加集中,BOC(6,1) 信号分量电平分布清晰可见,从电平频数数值可推测,该方法得到的时域波形信噪比更大,新型时域波形分离方法确实能够精确有效地提取时域波形.图 5 给出了 15 颗 Galileo 卫星 E1B 信号分量的时域波形,各卫星时域波形一致性非常高,每颗卫星的时域波形基本保持一致,表明 Galileo 系统卫星时域波形一致性高,这必定给 Galileo 信号在差分应用中带来巨大优势.

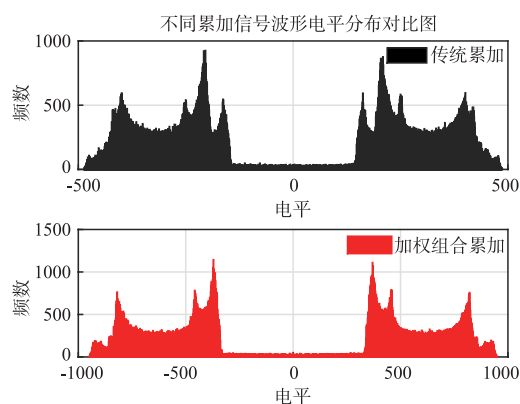


图4 不同累加信号电平分布对比图

5.3 相关性能结果

图 6 给出了各信号分量的互相关曲线,E1C 信号第一线性区间内的相关曲线比 E1B 尖锐,这意味着 E1C 信号具备更高的抗多径性能,E1A 信号为高阶 BOC 调制信号,相关曲线包含较多的次峰,受到滤波器的带限作用,其相关曲线各峰较为平滑.

由于 E1B 和 E1C 信号在信号调制类型上非常近似,且调制在同一个支路上,因而会引入互干扰,导致 E1B 和 E1C 信号的 S 曲线过零点偏差出现两种不同的趋势.为了定量分析三个信号分量的 S 曲线过零点偏差特性,取相关间隔为第一线性区间内最大值作为参考,对不同时段的 SCB 进行平均,得到统计结果如表 3, E1A 信号 SCB 最小,约为 20ps,E1B 和 E1C 信号第一线性区间内最大偏差基本相等.

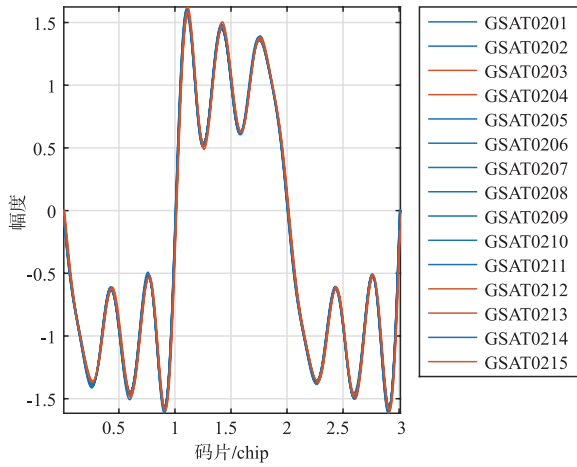


图5 E1B信号时域波形图

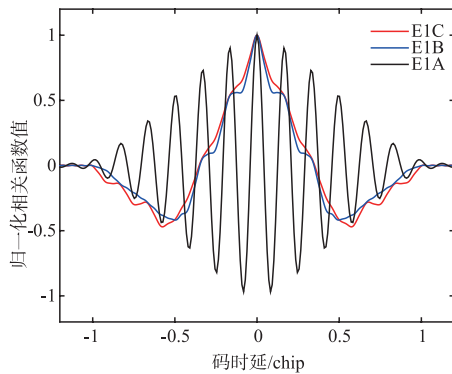


图6 E1各信号分量互相关曲线

表3 E1 信号分量平均 S 曲线过零点偏差 (单位: ns)

信号分量	E1B	E1C	E1A
SCB	0.16	0.15	0.02

如图7所示,利用式(26)得到E1B和E1C信号相关损失,曲线出现相同规律的抖动,相关损失出现两个数值分布,令E1B信号相关损失数值分布为 η_1 和 η_2 ,E1B和E1C信号必然存在互干扰,这种干扰必定给两个信号分量带来数值相同的相关损失,令其数值为 Δ ,相关损失满足下式:

$$\eta_1 - \eta_2 \approx |2\Delta| \quad (29)$$

互干扰带来的相关损失符号则由E1B和E1C电文符号乘积决定:在电文符号乘积为正时,信号相关损失增加 Δ ,电文符号乘积为负时,信号相关损失减少 Δ .经过计算得到由互干扰引起E1B和E1C信号实际相关损失约0.058dB,而E1C信号因信号失真实际得到相关损失约为0.042dB.

图8为100个伪码周期长度的E1A信号相关损失曲线,E1A信号相关损失平均值约为0.173dB,由于在Q支路包含和E1A信号同相的互调项信号,该信号的相关损失存在小于0.002dB的抖动.采用上文得到的各

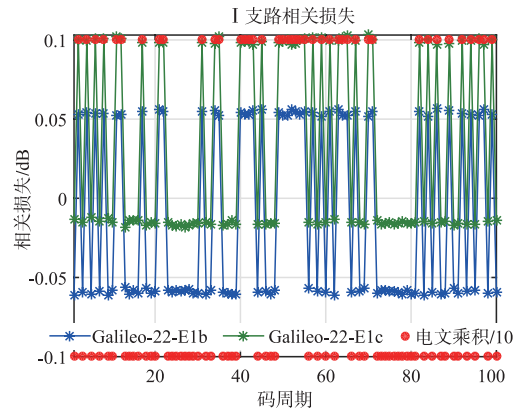


图7 I支路信号相关损失曲线

信号分量功率比,扣除互调项信号的影响后,得到E1A信号相关损失小于0.01dB.

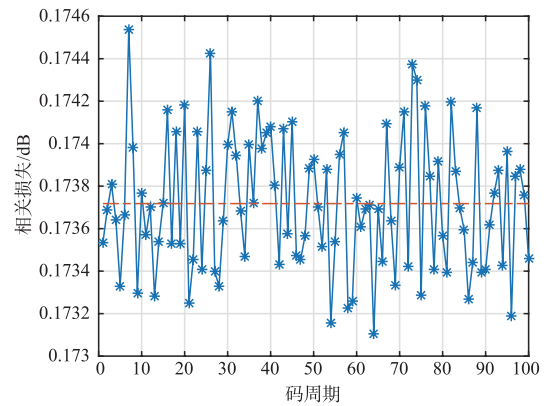


图8 E1A信号相关损失曲线

6 总结

本文针对Galileo系统E1信号,基于高增益天线接收系统,提出一套完整的空间信号质量评估方法,解决了授权信号伪码解析与跟踪、信号功率比和相位偏差、时域波形和相关性能评估的难题.通过S曲线过零点偏差和相关损失,发现E1信号测距偏差为厘米级别,相关损失可忽略不计.经过实测数据检验,证明了该方法能够全方位、精准地评估E1信号质量,为军用授权信号和多路复用调制信号质量评估提供了重要参考,文章部分成果已应用于北斗三号系统信号质量监测和评估.

参考文献

- [1] AVILA RODRIGUEZ J A, Hein G W, WALLNER S, et al. The MBOC Modulation: The Final Touch to the Galileo Frequency and Signal Plan [J]. Navigation, 2008, 55 (1): 15 - 28.
- [2] HEIN G W, GODET J, ISSLER J L, et al. Galileo frequency & signal design [J]. GPS WORLD, 2003, 14 (6): 30

- 37.
- [3] THOELERT S, FURTHNER J, MEURER M. GNSS Survey-Signal Quality Assessment of the Latest GNSS Satellites [A]. Proceedings of the 2013 International Technical Meeting of The Institute of Navigation [C]. San Diego, California, 2013. 608 - 615.
- [4] ERKER S, FURTHNER J, GRUNERT U, et al. GNSS Offline Signal Quality Assessment [A]. Proceedings of International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation [C]. Savannah GA, 2008. 909 - 920.
- [5] 杨德进, 卢晓春, 王雪. Galileo E1 导航信号质量分析与评估 [J]. 时间频率学报, 2017, 40(3): 178 - 192.
YANG D J, LU X C, WANG X. Analysis and evaluation of Galileo E1 signal [J]. Journal of Time and Frequency, 2017, 40(3): 178 - 192. (in Chinese)
- [6] 赵静, 解剑, 蔚保国. Galileo IOV 卫星导航信号的监测与分析 [J]. 测绘通报, 2012, (7): 6 - 9.
ZHAO J, XIE J, WEI B G. Galileo IOV satellite signal monitoring and analyzing [J]. Bulletin of Surveying and Mapping, 2012, (7): 6 - 9. (in Chinese)
- [7] 谢钢. 全球导航卫星系统原理: GPS、格洛纳斯和伽利略系统 [M]. 北京: 电子工业出版社, 2013.
XIE G. Principles of Global Navigation Satellite Systems: GPS, GLONASS and Galileo Systems [M]. Publishing House of Electronics Industry, Beijing: 2013. (in Chinese)
- [8] BLUNT P, WEILER R, HODGART S. Demonstration of BOC (15, 2.5) acquisition and tracking with a prototype hardware receiver [A]. In Proceedings of ENC-GNSS [C]. Geneva, Switzerland, 2007. 1 - 11.
- [9] 康立, 卢晓春, 王雪, 等. 北斗系统信号时域波形失真评估 [J]. 电子与信息学报, 2018, 40(4): 1002 - 1006.
KANG L, LU X C, WANG X, et al. Navigation signal chip domain assessment on beidou navigation system [J]. JEIT, 2018, 40(4): 1002 - 1006. (in Chinese)
- [10] 严涛, 王瑛, 刘潇, 等. 一种 GNSS 信号基带波形分离方法 [J]. 空间电子技术, 2017, 14(6): 26 - 32.
YAN T, WANG Y, LIU X et al. A separation method of baseband waveform for GNSS signal [J]. Space electronic technology, 2017, 14(6): 26 - 32. (in Chinese)
- [11] KAKOS D M, ESTERHUIZEN S, MITELMAN A. High gain antenna measurements and signal characterization of the GPS satellites [A]. Proceeding of the Institute of Navigation GNSS Meeting [C]. Long Beach, CA, 2004. 1724 - 1731.
- [12] 康立, 卢晓春, 王雪, 等. GPSL1 频点授权信号质量评估 [J]. 电子与信息学报, 2018, 40(4): 905 - 911.
KANG L, LU X C, WANG X et al. Quality Evaluation of GPSL1 Frequency Point Authorization Signal [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2018, 40(4): 905 - 911. (in Chinese)

作者简介



康立 男, 1990 年 5 月出生于湖南省汨罗市. 现于中国科学院国家授时中心导航与通信研究室博士在读. 从事 GNSS 新型导航信号质量评估方法研究工作.
E-mail: 1039086352@qq.com



饶永南 男, 1982 年 1 月出生于福建龙岩, 现为中国科学院国家授时中心导航与通信研究室副研究员. 主要研究方向为导航信号测试及性能评估研究工作.
E-mail: ryn@ntsc.ac.cn