

## 二阶阶跃畸变模型下的卫星自主完好性监测接收机测距精度分析\*

关刚强,牟卫华,李柏渝,王飞雪

(国防科技大学 电子科学与工程学院,湖南 长沙 410073)

**摘要:**测距精度是评估卫星自主完好性监测接收机在导航信号畸变环境下工作性能的一个重要指标。推导了卫星自主完好性监测接收机在国际民航组织二阶阶跃畸变模型下采用早晚相干跟踪处理时测距精度与畸变模型参数的解析表达式,理论分析和仿真结果表明数字畸变将导致接收机伪码鉴相器输出曲线存在过零点偏差,数字畸变量基本不影响接收机测距方差;模拟畸变将扭曲相关峰函数和鉴相器输出曲线,但鉴相器输出基本上不存在过零点偏差,模拟畸变参数、前端滤波器带宽和早晚码间距共同影响接收机的测距方差。

**关键词:**卫星自主完好性监测;测距精度;信号畸变;二阶阶跃

**中图分类号:**TP316 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-2486(2014)05-111-06

### Analysis of SAIM receiver ranging accuracy based on ICAO 2nd-order step threat model

GUAN Gangqiang, MOU Weihua, LI Baiyu, WANG Feixue

(College of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

**Abstract:** Ranging accuracy is an important indicator to assess the performance of satellite autonomous integrity monitoring receivers in the threat environment. Analytical expressions of the relationship between the accuracy of code tracking loop and the parameters of International Civil Aviation Organization 2nd-order step threat model when employing coherent early-late processing in the satellite autonomous integrity monitoring receiver were presented. Theoretic analysis and simulation results show that the code phase estimator output curve will be biased under the digital failure model and the failure parameters will rarely impact the ranging variance. While the analog failure will distort the cross-correlation function and the code phase estimator output curve, the curve is almost unbiased, and the ranging variance is affected by the analog failure parameters and receiver parameters such as front-end filter bandwidth and early-late code space.

**Key words:** satellite autonomous integrity monitoring; ranging accuracy; signal anomalous; 2nd-order step

导航信号畸变从畸变发生的阶段可以分为卫星信号生成畸变、空间传播畸变和接收机通道特性非理想畸变。在GPS 19号卫星播发导航信号异常事件之后,人们开始通过对信号畸变进行适当的建模和分析来进行更深入的研究<sup>[1-6]</sup>。卫星自主完好性监测(Satellite Autonomous Integrity Monitoring, SAIM)作为下行导航信号质量监测的重要组成部分,主要完成对导航信号生成环节可能引入的畸变进行在轨监测<sup>[1,6]</sup>。

主要研究畸变信号环境下SAIM接收机完成信号捕获并进入稳定跟踪阶段后的测距精度与畸变模型参数之间的关系。假设分析过程中跟踪误差量足够小且环路不发生失锁现象。

## 1 信号畸变模型

国际民航组织(International Civil Aviation Organization, ICAO)从实际卫星信号生成流程出发,采用二阶阶跃畸变模型来描述星载信号生成单元故障引起的信号畸变<sup>[4]</sup>。二阶阶跃模型根据各类器件故障情况分为3种基本模型:数字畸变(threat model A)、模拟畸变(threat model B)、数字模拟畸变(threat model C)<sup>[2,4-5,7]</sup>。

### 1.1 数字畸变

数字畸变对信号生成单元的数字器件故障进行建模,表现为伪码的上升沿或下降沿超前或滞后<sup>[2,4-5,8]</sup>。接收机本地伪码与数字畸变信号的相关峰会出现延迟和削平,数字畸变与正常伪码的时域波形如图1所示。

\* 收稿日期:2014-03-25

基金项目:教育部新世纪人才支持计划资助项目(NCET-08-0144)

作者简介:关刚强(1986—),男,河南鲁山人,博士研究生,E-mail:closetoqi@163.com;

王飞雪(通信作者),男,博士,教授,博士生导师,E-mail:wangfeixue\_nnc@163.com

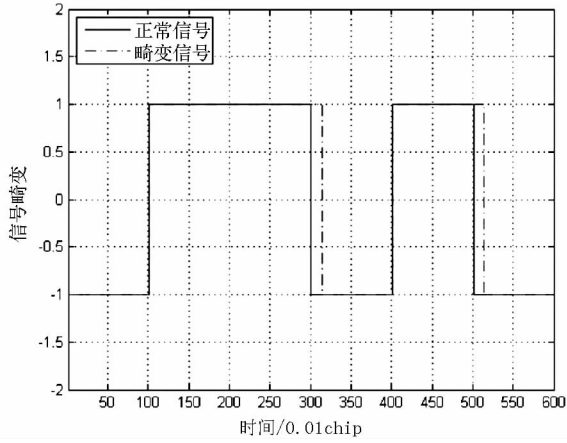


图 1 数字畸变时域波形 ( $\Lambda = 0.13$  码片)

Fig. 1 Threat model A waveform ( $\Lambda = 0.13$  chip)

数字畸变相关峰与正常相关峰形状对比如图 2 所示。

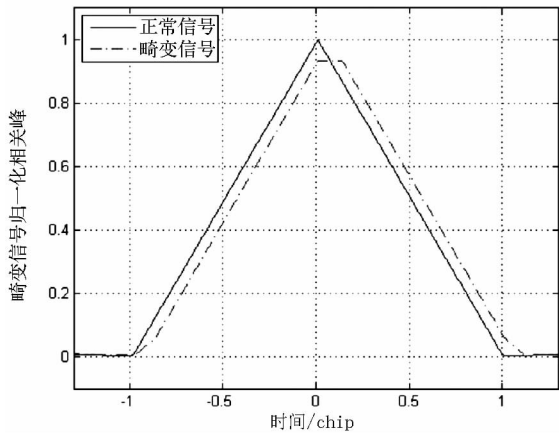


图 2 数字畸变相关峰 ( $\Lambda = 0.13$  码片)

Fig. 2 Threat model A correlation peak ( $\Lambda = 0.13$  chip)

### 1.2 模拟畸变

模拟畸变对信号生成单元的模拟器件故障进行建模,其幅度上表现为一个二阶阻尼振荡,模拟畸变信号可以等效为正常伪码信号经过二阶滤波器之后的响应<sup>[4-6]</sup>。二阶滤波器单位脉冲响应的数字表述为

$$h(t) = \frac{\sigma^2 + \omega_d^2}{\omega_d} e^{-\sigma t} \sin(\omega_d t) u(t) \quad (1)$$

其中  $\sigma$ 、 $\omega_d$  分别为二阶阻尼振荡的衰减频率和振荡频率<sup>[5]</sup>。模拟畸变与正常伪码的时域波形如图 3 所示。

模拟畸变相关峰与正常相关峰形状对比如图 4 所示。

### 1.3 数字模拟畸变

数字模拟畸变对信号生成单元同时发生数字器件故障和模拟器件故障进行建模,伪码信号幅度出现二阶阻尼震荡且伪码上升沿或下降沿超前

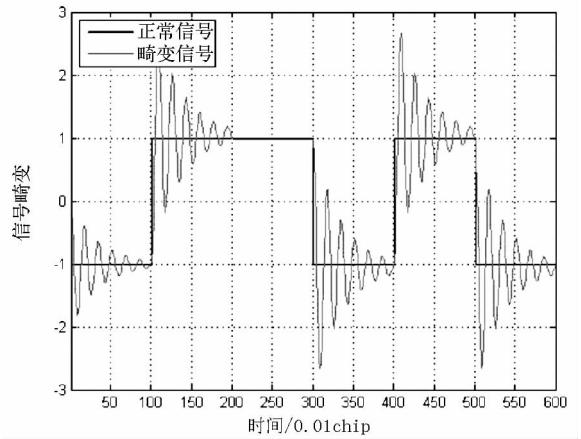


图 3 模拟畸变时域波形 ( $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

Fig. 3 Threat model B waveform

( $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

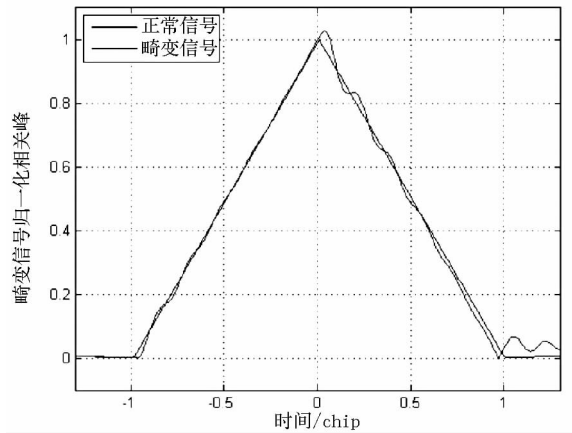


图 4 模拟畸变相关峰 ( $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

Fig. 4 Threat model B correlation peak

( $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

或者滞后<sup>[2,4-6]</sup>。数字模拟畸变信号与正常本地伪码的相关峰出现延扭曲<sup>[5]</sup>。数字模拟畸变与正常伪码的时域波形和相关峰形状对比分别如图 5 和图 6 所示。

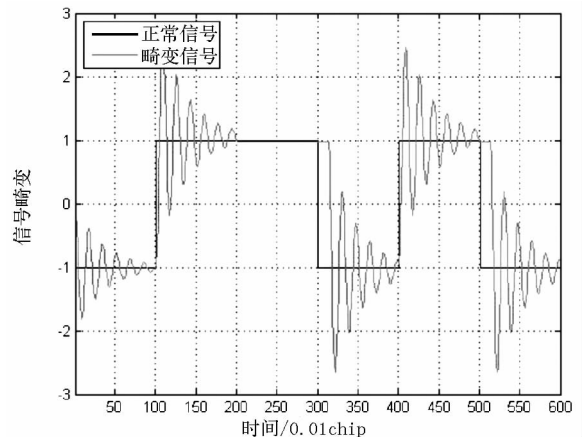


图 5 数字模拟畸变时域波形 ( $\Lambda = 0.13$  码片,  $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

Fig. 5 Threat model C waveform ( $\Lambda = 0.13$  chip,  $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

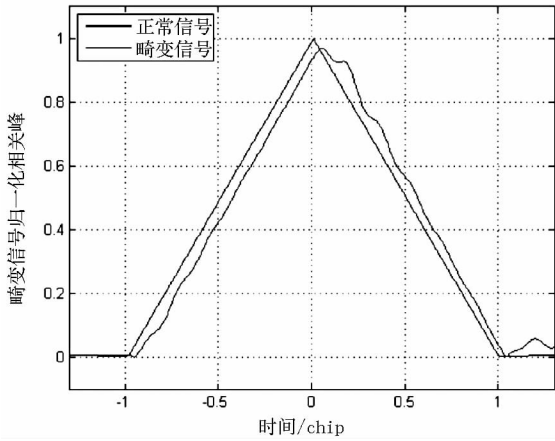


图 6 数字模拟畸变相关峰 ( $\Delta = 0.13$  码片,  $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

Fig. 6 Threat model C correlation peak ( $\Delta = 0.13$  chip,  $\sigma = 3\text{MNepers/s}$ ,  $f_d = 6\text{MHz}$ )

## 2 SAIM 接收机测距性能

SAIM 接收机伪码跟踪测距的数学模型如图

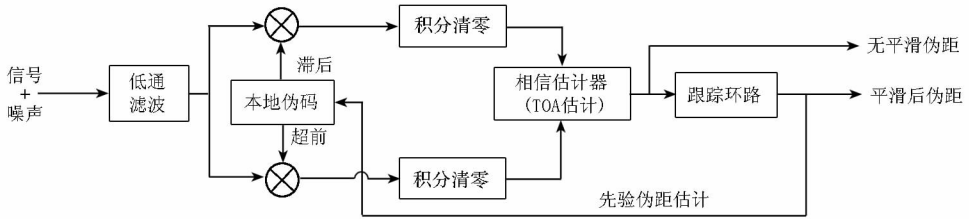


图 7 SAIM 接收机伪码跟踪测距模型

Fig. 7 SAIM receiver code tracking and ranging model

式(2)中  $\text{Re}(\cdot)$  是取实部运算,其方差为<sup>[9-10]</sup>

$$\text{Var}[e(\varepsilon)] \cong \frac{2}{T} \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} C_s G_s(f) G_w(f) \sin^2(\pi f \Delta) dt \quad (3)$$

跟踪环路滤波器平滑后的伪距方差与鉴别器输出的无平滑伪距方差满足<sup>[9-10]</sup>

$$\delta_s^2 \cong \delta_u^2 2B_L T (1 - 0.5B_L T) \quad (4)$$

式(2)~(4)中  $T$  表示相关器积分时间,  $t_0$  为信号实际到达时刻 (Time of Arrival, TOA),  $\tau_k^s$  为信号 TOA 估计值,  $\varepsilon$  为信号 TOA 时刻估计误差,  $\Delta$  为早晚码间距,  $\beta_r$  为前端等效带宽,  $B_L$  为跟踪环路滤波器等效带宽,  $\theta$  为残余载波相位,  $\delta_u$ ,  $\delta_s$  分别为无平滑伪距方差和平滑后伪距方差,  $s'(t)$ ,  $w(t)$ ,  $s(t)$  分别表示输入的信号和噪声以及本地基带信号,  $G_s(f)$ ,  $G_w(f)$  分别表示理想信号和噪声的归一化功率谱密度,  $C_s$  为信号功率, 并将式(2)中前两项分别记为滞后相关值和超前相关值  $e_L(\varepsilon)$ ,  $e_E(\varepsilon)$ 。

产生数字畸变信号须对正常伪码信号的下降

7 所示,混有加性噪声的导航信号经过接收机前端低通滤波器后分别与接收机本地超前、滞后伪码进行相关积分运算,相位鉴别器对积分运算得到的相关值进行处理得到初始的伪距估计值,后经跟踪环路滤波器的平滑和滤波得到平滑后的伪距观测量,并反馈给相位估计器作为先验的伪距估计。

相干早晚码鉴别器仅使用早晚相关值的实部,早晚相关值之差可以表示为

$$e(\varepsilon) = \text{Re} \left\{ \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} s'(t - t_0) s^* (t - \tau_k^s - \frac{\Delta}{2}) dt - \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} s'(t - t_0) s^* (t - \tau_k^s + \frac{\Delta}{2}) dt + \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} w(t) e^{-i\theta} s^* (t - \tau_k^s - \frac{\Delta}{2}) dt - \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} w(t) e^{-i\theta} s^* (t - \tau_k^s + \frac{\Delta}{2}) dt \right\} \quad (2)$$

沿作延迟或者超前处理,而要产生模拟畸变信号须使正常伪码信号经过一个二阶畸变滤波器<sup>[5]</sup>。ICAO 二阶阶跃模型下畸变信号如图 8 所示。

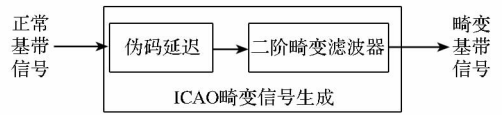


图 8 畸变信号生成框图

Fig. 8 Abnormal navigation signal generation model

用  $d_A$  表示数字畸变量,  $h(t)$  表示畸变滤波器的单位脉冲响应,则畸变基带信号产生可以通过数学公式表示为

$$s'(t) = [s(t) + d_A(t)] * h(t) \quad (5)$$

因此,接收到畸变信号时滞后相关值为

$$e_L(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} s'(t - t_0) s^* (t - \tau_k^s - \frac{\Delta}{2}) dt$$

$$= \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} \{ [s(t) + d_A(t)] * h(t - t_0) \} s^* (t - \tau_k^s - \frac{\Delta}{2}) dt$$

$$= \frac{1}{T} \int_{(k-1)T}^{kT} \int_{-\frac{\beta_r}{2}}^{\frac{\beta_r}{2}} P(f) e^{j2\pi f(t-t_0)} df s^* (t - \tau_k^s - \frac{\Delta}{2}) dt \quad (6)$$

其中  $P(f) = \{ [S(f) + d_A(f)] \}$   $H(f)$  为畸变信号的频域表示。

交换积分次序并整理可得

$$e_L(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} P(f) \int_{(k-1)T-\tau_k-\frac{\Delta}{2}}^{kT-\tau_k-\frac{\Delta}{2}} s^*(u) e^{i2\pi f(u-\varepsilon-\frac{\Delta}{2})} du df$$

$$\cong \frac{1}{T} \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} P(f) S^*(f) e^{i2\pi f(\varepsilon-\frac{\Delta}{2})} df \quad (7)$$

同理超前相关值为

$$e_E(\varepsilon) = \frac{1}{T} \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} P(f) S^*(f) e^{-i2\pi f(\varepsilon+\frac{\Delta}{2})} df \quad (8)$$

滞后相关值与超前相关值之差为

$$e'(\varepsilon) = e_L(\varepsilon) - e_E(\varepsilon)$$

$$= \frac{2}{T} \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} P(f) S^*(f) \sin(\pi f \Delta) [\sin(2\pi f \varepsilon) + i \cos(2\pi f \varepsilon)] df$$

$$= 2 \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} [C_s G_s(f) + \frac{d_A(f) s^*(f)}{T}] H(f) \sin(\pi f \Delta) e^{i(\frac{\pi}{2}-2\pi f \varepsilon)} df$$

$$= 2 \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} [C_s G_s(f) + R_A(f)] H(f) \sin(\pi f \Delta) e^{i(\frac{\pi}{2}-2\pi f \varepsilon)} df \quad (9)$$

其中  $R_A(f)$  为数字畸变量与正常伪码互相关函数的频域表示, BPSK 信号的时域形式如式 (10) [4]。

$$R(\tau) = \begin{cases} 0 & \tau \leq -T_C \\ \frac{N}{2}(\tau + T_C) & -T_C < \tau \leq -T_C + \Lambda \\ N_\tau + N(T_C - \frac{\Lambda}{2}) & -T_C + \Lambda < \tau \leq 0 \\ N(T_C - \frac{\Lambda}{2}) & 0 < \tau \leq \Lambda \\ -N_\tau + N(T_C + \frac{\Lambda}{2}) & \Lambda < \tau \leq T_C \\ -\frac{N}{2}(\tau - T_C - \Lambda) & T_C < \tau \leq T_C + \Lambda \\ 0 & T_C + \Lambda < \tau \end{cases} \quad (10)$$

对式 (10) 进行傅里叶变换可以得到式 (11)。

$$\delta_n^2 = Var\{t_k^n | t_k^s\} = \frac{\int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} C_s G_s(f) G_w(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{8\pi^2 T \left\{ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} f \sin(\pi f \Delta) H(f) [C_s G_s(f) + |R_A(f)| \cos(\pi f \Lambda)] df \right\}^2} \quad (18)$$

因此经过跟踪环路平滑后的伪距方差为

$$\delta_s^2 \cong \delta_u^2 2B_L T (1 - 0.5B_L T) = \frac{B_L (1 - 0.5B_L T) \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} C_s G_s(f) G_w(f) \sin^2(\pi f \Delta) df}{4\pi^2 \left\{ \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} f \sin(\pi f \Delta) H(f) [C_s G_s(f) + |R_A(f)| \cos(\pi f \Lambda)] df \right\}^2} \quad (19)$$

### 3 仿真分析

考察 BPSK 信号加高斯白噪声输入条件下 ICAO 二阶阶跃畸变模型对 SAIM 接收机测距精度

$$R_A(f) = \frac{\sin(\pi f \Lambda) \sin^2(\frac{\pi f T_C}{2})}{(\pi f)^2} e^{-j\pi f \Lambda} \quad (11)$$

早晚相干处理相位鉴别器输出为

$$e_s(\varepsilon) = Re\{e_L(\varepsilon) - e_E(\varepsilon)\}$$

$$= Re\left\{2 \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} [C_s G_s(f) + R_A(f)] H(f) \sin(\pi f \Delta) e^{i(\frac{\pi}{2}-2\pi f \varepsilon)} df\right\}$$

$$= 2 \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} [C_s G_s(f) \sin(\pi f \Delta) H(f) Re\{e^{i(\frac{\pi}{2}-2\pi f \varepsilon)}\} df +$$

$$2 \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} \sin(\pi f \Delta) |R_A(f)| H(f) Re\{e^{i(\frac{\pi}{2}-2\pi f \varepsilon - \pi f \Lambda)}\} df \quad (12)$$

当 TOA 估计误差量  $\varepsilon$  很小时可以简化为

$$e_s(\varepsilon) \cong K\varepsilon + M \quad (13)$$

$$K = 4\pi \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} f \sin(\pi f \Delta) H(f) [C_s G_s(f) + |R_A(f)| \cos(\pi f \Lambda)] df \quad (14)$$

$$M = 2 \int_{-\frac{\beta_T}{2}}^{\frac{\beta_T}{2}} \sin(\pi f \Delta) |H(f)| |R_A(f)| \sin(\pi f \Lambda) df \quad (15)$$

可以看出, 仅当  $M$  不为零时也即是信号发生数字畸变时早晚相关误差量  $e_s(\varepsilon)$  不是伪距偏差值  $\varepsilon$  的无偏估计量。因此导航接收机跟踪模型中鉴别器输出的无平滑 TOA 估计应为

$$t_k^u = t_k^s + \frac{e(\varepsilon)}{K} \quad (16)$$

其条件方差为

$$Var\{t_k^u | t_k^s\} = \frac{Var\{e(\varepsilon)\}}{K^2} \quad (17)$$

将式 (3) 与式 (17) 合并可以得到采用早晚相干处理鉴别器无平滑伪距的方差为

的影响, 假设输入信号扩频码率为 1.023MHz, 载噪比为 30dBHz, 相关积分时间为 20ms, 跟踪环路滤波器单边等效带宽为 1Hz。伪距测距精度随前端滤波器带宽和早晚码间

距的变化情况分别如图9和图10所示,正常信号和数字畸变(TMA)情况下测距均方根误差值随着增大前端滤波器带宽和收窄早晚码间距而减小。增大模拟畸变和数字模拟畸变时前端滤波器带宽时测距均方根误差值将会出现极值点,极值点后均方根误差随滤波器带宽增大而快速变大。数字畸变参数和模拟畸变参数在范围内变化与信号无畸变时的SAIM接收机测距均方根误差偏差的影响如图11和图12所示,数字畸变参数对测距均方根误差的影响在厘米量级,模拟畸变参数对测距误差的影响可达到米级,而且总体而言模拟畸变衰减频率和振荡频率变小时对测距误差的影响大。不同畸变条件下码环鉴别器输出如图13所示,可以看出模拟畸变引起鉴相曲线出现一定程度的扭曲,但对信号的跟踪偏差无大的影响,而数字畸变量直接反映到伪码鉴别器曲线的过零点偏差,从而引起测距偏差。

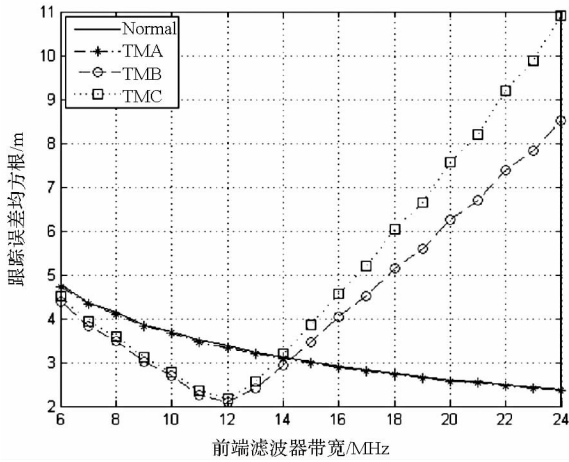


图9 信号畸变时测距精度与前端滤波器带宽关系对比( $\Delta=0.01$ 码片,  $\Lambda=0.1$ 码片,  $\sigma=3\text{Mnepers/s}$ ,  $f_d=6\text{MHz}$ )

Fig.9 Relation between ranging accuracy and front-end filter bandwidth( $\Delta=0.01\text{chip}$ ,  $\Lambda=0.1\text{chip}$ ,  $\sigma=3\text{Mnepers/s}$ ,  $f_d=6\text{MHz}$ )

### 4 结论

ICAO二阶畸变模型下信号发生数字畸变或者模拟畸变时相关峰函数将会被削平或者扭曲,从数学上推导了信号畸变参数对采用早晚相干处理的SAIM接收机测距性能的影响,给出了BPSK信号数字畸变参数与本地正常伪码互相关的频域形式以及测距方差和测距偏差与畸变参数之间的解析表达式,结果表明SAIM接收机在信号发生数字畸变时鉴相器输出的伪距估计将不是真实伪距的无偏估计量,测距偏差和测距精度除了与接收机设计参数相关外还与导航信号的畸变参数密切相关。

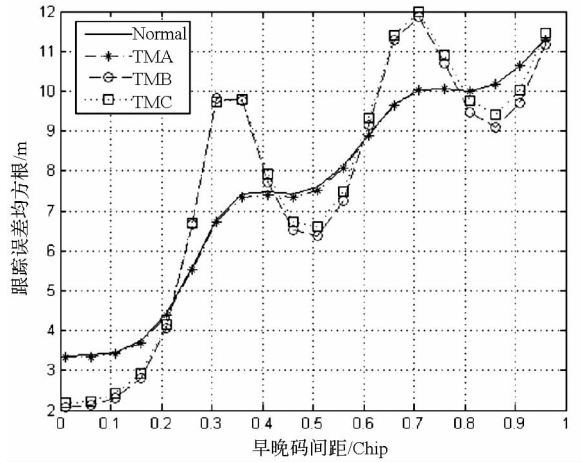


图10 信号畸变时测距精度与早晚码间距关系对比( $\beta_r=12\text{MHz}$ ,  $\Lambda=0.1$ 码片,  $\sigma=3\text{Mnepers/s}$ ,  $f_d=6\text{MHz}$ )

Fig.10 Relation between ranging accuracy and E-L code space( $\beta_r=12\text{MHz}$ ,  $\Lambda=0.1\text{chip}$ ,  $\sigma=3\text{Mnepers/s}$ ,  $f_d=6\text{MHz}$ )

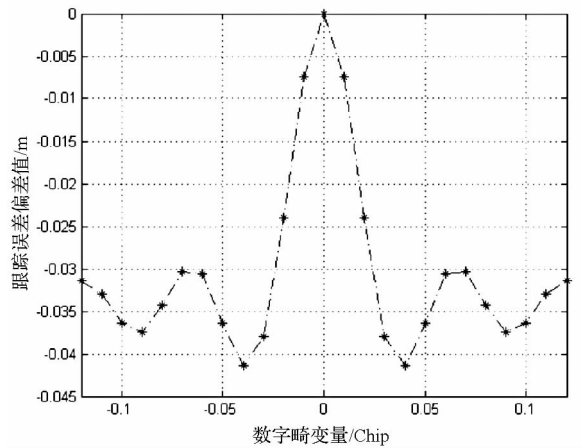


图11 数字畸变参数与测距精度偏差的关系( $\beta_r=12\text{MHz}$ ,  $\Delta=0.01$ 码片)

Fig.11 Relation between ranging accuracy bias and TMA parameter( $\beta_r=12\text{MHz}$ ,  $\Delta=0.01\text{chip}$ )

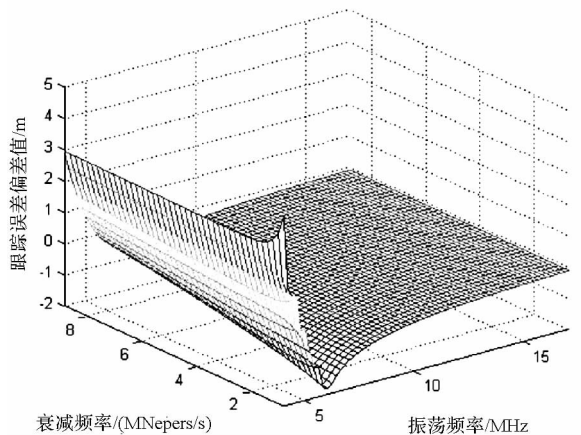


图12 模拟畸变参数与跟踪精度偏差的关系( $\beta_r=12\text{MHz}$ ,  $\Delta=0.01$ 码片)

Fig.12 Relation between ranging accuracy bias and TMB parameter( $\beta_r=12\text{MHz}$ ,  $\Delta=0.01\text{chip}$ )

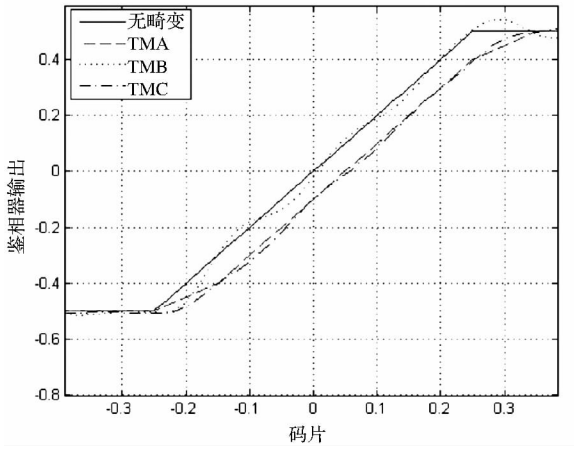


图 13 码环鉴相器输出 S 曲线

( $\Delta = 0.5$  码片,  $\Lambda = 0.1$  码片)

Fig. 13 S-curve of code discriminator

( $\Delta = 0.5\text{chip}$ ,  $\Lambda = 0.1\text{chip}$ )

### 参考文献 (References)

[1] Rodríguez I, García C. Satellite autonomous integrity monitoring (SAIM) for GNSS System [C]. 22nd International Meeting of the Satellite Division of The Institute of Navigation, 2009.

[2] Jakab A J. Quality monitoring of GPS signals [D]. Calgary: University of Calgary, 2001.

[3] Bruce A S, Van Dierendonck A J, Jakab A, et al. Detection of GPS satellite signal failures in satellite based augmentation systems (SBAS) [C] // Proceedings of the IAIN World Congress, 2000.

[4] Phelts R E. Multi-correlator techniques for robust mitigation of

threats to GPS signal quality [D]. Stanford: Stanford University, 2001.

[5] 刘文祥. 卫星导航系统高精度处理与完好性监测技术研究 [D]. 长沙: 国防科技大学, 2011.

LIU Wenxiang. Study on techniques of accuracy augmenting and integrity monitoring for satellite based navigation system [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011. (in Chinese)

[6] Wong G, Phelts R E, Walter T, et al. Characterization of signal deformations for GPS and WAAS satellites [C] // Proceedings of ION GNSS, Portland, 2010: 3143 - 3151.

[7] 王淑芳, 孙妍. 卫星自主完好性监测技术 [J]. 测绘学院学报, 2005, 22(4): 266 - 268.

WANG Shufang, SUN Yan. The technology of satellite autonomous integrity monitoring [J]. Journal of Institute of Surveying and Mapping, 2005, 22(4): 266 - 268. (in Chinese)

[8] 王斌, 庞岩, 刘会杰. 导航信号有害波形检测技术研究 [J]. 电子与信息学报, 2011, 33(7): 1713 - 1717.

WANG Bin, PANG Yan, LIU Huijie. Research of detection technique of navigation signal's evil waveform [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(7): 1713 - 1717. (in Chinese)

[9] Betz J W, Kolodziejcki K R. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator. Part I: Lower bound and coherent [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538 - 1550.

[10] Betz J W, Kolodziejcki K R. Generalized theory of code tracking with an early-late discriminator. Part II: Noncoherent processing and numerical results [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1551 - 1564.