doi:10.11887/j.cn.201803014 http://journal.nudt.edu.cn

星地非理想通道下的导航信号测距偏差分析*

肖 伟,李柏渝,刘文祥,孙广富
(国防科技大学 电子科学学院,湖南 长沙 410073)

摘 要:针对广义信道下伪码测距偏差与各部分通道测距偏差叠加值的等效性问题,研究星地叠加通道和部分通道特性对伪码测距偏差的影响,并对实际通道中伪距"分层"现象的成因展开分析。通道非理想特性会对导航信号伪码跟踪性能产生影响,综合考虑星地两端通道的非理想特性,通过对导航信号伪码跟踪函数和不同类型通道建模,研究了星地叠加通道和部分通道特性对伪码测距偏差的影响。结合几类典型星地非理想通道,利用软件接收机展开仿真验证。通过分析几类典型通道对伪码测距偏差的影响,解释了零基线双差观测量中伪距"分层"现象的成因。文中模型与相关分析方法可用于解释相关信号质量问题,并指导接收机通道的最优化设计。

关键词:伪码测距偏差;非理想通道;信号畸变;伪距分层
中图分类号:TN914.42 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2018)03-088-07

Effect of satellite-earth non-ideal channel analysis on code tracking bias

XIAO Wei, LI Baiyu, LIU Wenxiang, SUN Guangfu
(College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: The equivalent problem of the code tracking bias introduced by generalized joint channel and the overlaying value of each part of the channel were researched. The influence of the code tracking bias caused by the channel characteristics of satellite-ground joint channel and each part of the channel was studied. The possible causes of pseudorange layered in the actual channel were analyzed. The non-ideal characteristics of the channel affected the tracking performance of the navigation signal. The pseudo code tracking function and channel characteristics were modeled the non-ideal characteristics of both the satellite channel and the receiver channel were considered. The influence of different channel characteristics on code tracking bias was analyzed. Simulation verification was carried out with a software receiver. By analyzing the influence of several typical channels on pseudorange error, this research explains the causes of pseudorange layered phenomenon in the double-difference observation of zero-base line. Test results in practical channels prove the correctness of the analysis model. The model and analysis method can be used to explain signal quality problems and guide the optimal design of receiver channel.

Key words: code tracking bias; non-ideal channel; signal distortion; pseudorange layered

导航信号在发射和接收的过程中受到一系列非理想部件的影响,接收信号上叠加的线性失真和非线性失真都将影响信号跟踪精度或跟踪偏差[1-3]。受星载信号生成器通道中滤波器和高功放等功能部件非理想特性的影响,卫星播发的导航信号可能存在一定程度波形失真[4-5]。而接收机实际物理信道的幅相特性也会影响伪码跟踪性能,最终导致定位偏差的出现[6-7]。

已有大量文献对通道非理想特性下的导航信号跟踪性能展开研究。针对发射通道非理想特性,文献[8-9]通过对星上滤波器和高功放幅相特性建模,分析了载荷非线性失真对伪码跟踪性能的影响。也有文献根据载荷不同功能部件器件对信号影响的不同,按照星上数字部分和模拟部分通道非理想引起信号的失真分别等效为数字畸变和模拟畸变,相关学者就此展开对发射信号失真引起的测距偏差分析[1]。针对接收通道非理想特性,文献[10-12]从接收通道的滤波器群时延特性出发,结合相关峰对称性对伪码跟踪的影响,在某几种特定通道滤波器下展开对非理想通道下伪距测量值变化的研究。然而,上述研究大多只从星地单一通道出发,或者只在某些特殊通

* 收稿日期:2018-01-06
基金项目:国家自然科学基金资助项目(41604016)
作者简介:肖伟(1992—),男,江西萍乡人,博士研究生,E-mail:xiaowei12@buaa.edu.cn;
李柏渝(通信作者),男,讲师,博士,E-mail:leehenry0505@126.com

道参数下展开研究,得到的结论具有一定参考价值,但未必具有一般性。

本文将在数字化接收机和发射机的结构基础上,综合考虑星地两端非理想通道的影响,对广义信道下伪码测距偏差值与系统各部分零值之间的关系展开研究,并结合实验进行验证。

1　信号模型

卫星导航接收机信号处理流程如图 1 所示,导航信号在接收过程中受到通道噪声引入的抖动和通道非理想引入的偏差,通道的非理想特性主要影响码跟踪偏差,对码跟踪精度影响较小。因此,在导航信号伪码跟踪偏差的分析中暂且忽略噪声的影响。接收信号可表示为:

$$\boldsymbol{r}(t)=\boldsymbol{s}(t)*\boldsymbol{h}_1(t)*\boldsymbol{h}_2(t) \tag{1}$$

式中,$\boldsymbol{s}(t)$表示理想信号,$\boldsymbol{h}_1(t)$为星载信号生成器通道的冲激响应函数,$\boldsymbol{h}_2(t)$为接收通道的冲激响应函数。

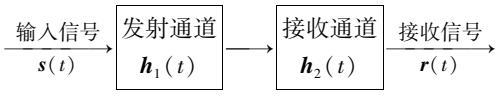


图 1　卫星导航接收机信号处理简化流程图

Fig. 1　Simplified signal flow chart of GNSS receiver

为实现对导航信号的跟踪,本地产生超前/滞后/即时参考信号,与接收信号进行相关累积,可得到超前/滞后支路的相关输出。

$$\begin{cases}R_{\mathrm{E}}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varepsilon_\varphi}R(\varepsilon-d/2)*\boldsymbol{h}_1(\varepsilon)*\boldsymbol{h}_2(\varepsilon)\\ R_{\mathrm{L}}=\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varepsilon_\varphi}R(\varepsilon+d/2)*\boldsymbol{h}_1(\varepsilon)*\boldsymbol{h}_2(\varepsilon)\end{cases} \tag{2}$$

其中,ε_φ 为信号相位估计误差,ε 为信号时延估计误差,$R(\tau)$为信号自相关函数,d 为超前滞后相关器间隔。

相对于伪码跟踪,载波跟踪精度往往较高,假定信号相位估计误差 $\varepsilon_\varphi\approx0$,将式(2)变换为频域表达式。

$$\begin{cases}R_{\mathrm{E}}=\int_{-B/2}^{B/2}H_1(f)H_2(f)G(f)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f(\varepsilon-d/2)}\,\mathrm{d}f\\ R_{\mathrm{L}}=\int_{-B/2}^{B/2}H_1(f)H_2(f)G(f)\,\mathrm{e}^{-\mathrm{j}2\pi f(\varepsilon+d/2)}\,\mathrm{d}f\end{cases} \tag{3}$$

其中,$G(f)$为理想信号功率谱密度函数,B 为接收机前端带宽,f 为频率。

假定星载信号生成器通道和接收通道的幅度响应函数分别为 $A_1(f)$、$A_2(f)$,相位响应函数分别为 $\varphi_1(f)$、$\varphi_2(f)$。则相应通道相应函数为:

$$\begin{cases}H_1(f)=A_1(f)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_1(f)}\\ H_2(f)=A_2(f)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}\varphi_2(f)}\end{cases} \tag{4}$$

进一步将信号生成通道和接收通道等效为一个广义信道,幅度响应为 $A(f)=A_1(f)\cdot A_2(f)$,相位响应 $\varphi(f)=\varphi_1(f)+\varphi_2(f)$,则上述超前/滞后相关输出可表示为:

$$\begin{cases}R_{\mathrm{E}}=\int_{-B/2}^{B/2}A(f)G(f)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\varphi(f)-2\pi f(\varepsilon-d/2)]}\,\mathrm{d}f\\ R_{\mathrm{L}}=\int_{-B/2}^{B/2}A(f)G(f)\,\mathrm{e}^{\mathrm{j}[\varphi(f)-2\pi f(\varepsilon+d/2)]}\,\mathrm{d}f\end{cases} \tag{5}$$

实现过程中,相关输出又分为同相和正交分量,根据一定的鉴别器函数,通过调整伪码相位,即可实现伪码跟踪。对于相干超前减后(Early Minus Late, EML)鉴相函数,其鉴别器输出为:

$$\begin{aligned}D(\varepsilon)&=R_{\mathrm{E}}-R_{\mathrm{L}}\\&=2\int_{-B/2}^{B/2}AG\sin[\varphi-2\pi f\varepsilon]\sin(\pi fd)\,\mathrm{d}f\end{aligned} \tag{6}$$

式中,A、G、φ 分别为 $A(f)$、$G(f)$、$\varphi(f)$的缩写。

码跟踪偏差是由鉴别曲线的过零点偏移造成的。尽管对于带限信号来说,鉴别器输出并非线性的,但是在误差较小的情况下,可以将鉴相函数在零点附近做线性近似。在鉴相函数在零点附近进行一阶泰勒展开,可得:

$$D(\varepsilon)\approx D(0)+D'(0)\cdot\varepsilon \tag{7}$$

式中,$D'(0)$为鉴相曲线过零点斜率。根据码跟踪稳定平衡条件 $D(\varepsilon)=0$,可得伪码跟踪偏差的近似表达式。

$$\varepsilon=-D(0)/D'(0) \tag{8}$$

因此,对于相干超前减后鉴别器,其在通道特性影响下的码跟踪偏差为:

$$\varepsilon_{\mathrm{EML}}=\frac{\int_{-B/2}^{B/2}AG\sin(\varphi)\sin(\pi fd)\,\mathrm{d}f}{2\pi\int_{-B/2}^{B/2}fAG\cos(\varphi)\sin(\pi fd)\,\mathrm{d}f} \tag{9}$$

同理可得,非相干超前减后功率(Early Minus Late Power, EMLP)鉴别器的码跟踪偏差。文献[13]指出,EMLP 环路的码跟踪误差与相干 EML 环路在载波相位误差为 0 时的码跟踪误差相同。因此,为简化分析,以下仅考虑 EML 鉴相器 。

2　通道模型

2.1　发射通道模型

造成导航信号发射通道非理想的原因有很多,包括数字时钟的稳定性、滤波器的幅相抖动或时延不一致、功放的非线性以及模拟器件老化带来的滤波特性等。

星载信号发射通道模型如图 2 所示。由图 2 可知,信号发射通道主要由前端码生成器等数字部分和后端滤波器等模拟部分组成。ICAO 根据卫星信号生成单元中数字与模拟器件出现异常时

对信号特征的影响，通过建立二阶阶跃模型来描述导航发射信号的畸变特征。参考二阶阶跃模型下对信号功率谱密度的影响，可分别得到发射通道数字部分非理想和模拟部分非理想条件下的系统等效传输函数。

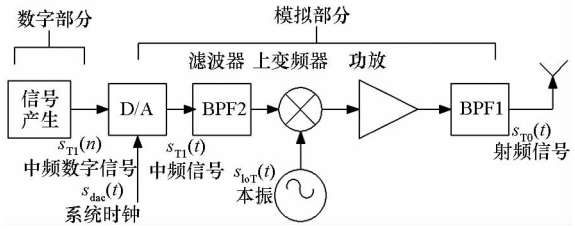


图 2　简化的 GNSS 信号发射通道模型

Fig. 2　Simplified model of GNSS transmit channel

数字部分非理想（等效于数字畸变模型 TMA，以下简称为 TMA 通道）下传输函数[14]为：

$$\begin{cases} A_{\mathrm{TMA}}(f) = \cos(\pi f \Delta T_{\mathrm{c}}) \\ \varphi_{\mathrm{TMA}}(f) = -\pi f \Delta T_{\mathrm{c}} \end{cases} \tag{10}$$

其中：T_{c} 为码片宽度；Δ 为发射通道数字部分非理想带来的伪码延迟量，ICAO 规定其变化范围为 $-0.12\ \mathrm{chip} \leqslant \Delta \leqslant 0.12\ \mathrm{chip}$。

模拟部分非理想（等效于模拟畸变模型 TMB，以下简称为 TMB 通道）下传输函数[14]为：

$$\begin{cases} A_{\mathrm{TMB}} = \dfrac{\sigma^2 + 4\pi^2 f_{\mathrm{d}}^2}{\sqrt{(\sigma^2 + 4\pi^2 f_{\mathrm{d}}^2 - 4\pi^2 f^2)^2 + 16\pi^2 f^2 \sigma^2}} \\ \varphi_{\mathrm{TMB}} = \arctan\left(\dfrac{4\pi f \sigma}{\sigma^2 + 4\pi^2 f_{\mathrm{d}}^2 - 4\pi^2 f^2}\right) \end{cases} \tag{11}$$

其中：σ 为二阶阻尼振荡的衰减频率，取值范围为 $0.8\ \mathrm{MNep/s} \leqslant \sigma \leqslant 8.8\ \mathrm{MNep/s}$；$f_{\mathrm{d}}$ 为二阶阻尼振荡的振荡频率，其取值范围为 $4\ \mathrm{MHz} \leqslant f_{\mathrm{d}} \leqslant 17\ \mathrm{MHz}$。

数字与模拟部分均非理想（等效于数字 - 模拟畸变模型 TMC，以下简称为 TMC 通道）下传输函数为：

$$\begin{cases} A_{\mathrm{TMC}}(f) = A_{\mathrm{TMA}}(f) A_{\mathrm{TMB}}(f) \\ \varphi_{\mathrm{TMC}}(f) = \varphi_{\mathrm{TMA}}(f) + \varphi_{\mathrm{TMB}}(f) \end{cases} \tag{12}$$

尽管 TMC 通道可以分解为单独的 TMA 通道与 TMB 通道，但它对于伪码跟踪偏差的影响是否等效于单独的数字与模拟部分非理想之和，仍值得探究。

2.2　接收通道模型

信号接收通道的结构基本上与发射通道是互逆的，其模型如图 3 所示。由图 3 可知，信号接收通道同样可建模为数字部分通道模型和模拟部分通道模型。

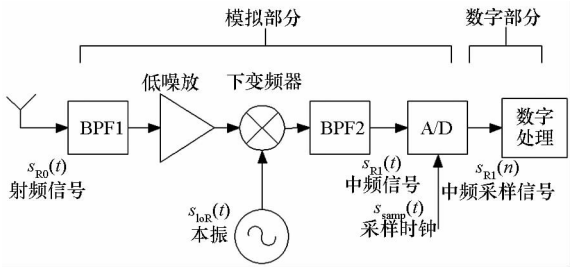


图 3　简化的 GNSS 信号接收通道模型

Fig. 3　Simplified model of GNSS receiver channel

另一方面，典型的卫星导航接收机通道模型通常可根据其幅频特性和群时延特性进行分解。工程实践中，通道在其 3 dB 带宽内幅频特性通常较为稳定，可视为恒定值或小幅正弦波动特性；在其通带边沿附近通常呈线性特性急速下降。通道群时延特性定义为相频特性的微商 $\tau(f) = -\dfrac{1}{2\pi} \cdot \dfrac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}f}$，通道相频特性/群时延特性可用幂级数来逼近，一般中频滤波器通常表现为抛物线群时延特性。

典型卫星导航接收通道频率响应可表示为：

$$\begin{cases} A(f) = 1, \ |f| < B \\ \varphi(f) = -b_0 - 2\pi b_1 f - b_2 \pi f^2 - \dfrac{2\pi}{3} b_3 f^3 - \cdots \end{cases} \tag{13}$$

其中，b_1、b_2、b_3 分别对应群时延的 0 阶、1 阶（线性群时延）和 2 阶项（抛物线群时延）。

2.3　星地联合通道模型

根据上述分析，若接收机采用 EML 鉴别器，则信号在星地非理想通道下的码跟踪偏差为：

$$\varepsilon = \frac{\displaystyle\int_{-B/2}^{B/2} A_1 A_2 G \sin(\varphi_1 + \varphi_2) \sin(\pi f d)\, \mathrm{d}f}{2\pi \displaystyle\int_{-B/2}^{B/2} f A_1 A_2 G \cos(\varphi_1 + \varphi_2) \sin(\pi f d)\, \mathrm{d}f} \tag{14}$$

由式（14）可知，使伪距测量偏差为 0 的一个充分条件是 $\varphi_1 + \varphi_2 = k \cdot 2\pi$，$k$ 为任意整数。这说明两个非线性相位的通道级联后其伪距测量偏差仍然可能为 0。同时，若测量已知某系统的群时延特性，则消除系统伪距测量偏差的方法不能仅仅通过扣除特定接收方式下的系统零值，而应该通过设计另一个非线性相位的通道，使得总的通道特性满足线性相位特性。

此外，通过式（14）可知，即便是两个线性相位的通道级联，其联合通道下测距偏差值并不简单等于单独两个线性相位通道下的测距偏差值相加。

相关文献研究成果[13]表明,减小相关器间隔可以减小多径误差。然而,在星地非理想通道情况下,码跟踪偏差随相关间隔减小的变化趋势还受到通道响应函数和前段带宽的约束。根据式(14)可得相关器间隔 $d\to 0$ 条件下的码跟踪偏差的极限。

$$\lim_{d\to 0}\varepsilon = \frac{\int_{-B/2}^{B/2} fA_1A_2G\sin(\varphi_1+\varphi_2)\,\mathrm{d}f}{2\pi\int_{-B/2}^{B/2} f^2A_1A_2G\cos(\varphi_1+\varphi_2)\,\mathrm{d}f} \tag{15}$$

下文将通过仿真实验说明在某些通道非理想情况下,标准间隔相关器引入的码跟踪偏差将比窄间隔相关器更小。

3　星地通道非理想下的伪码测距偏差分析

以北斗 B1 频点的 BPSK(2)信号为例进行软件接收机仿真验证。首先按照信号接口控制文件生成理想导航信号,然后通过非理想通道分别模拟发射通道非理想和接收通道非理想情况,最后通过软件接收机进行捕获跟踪,根据跟踪稳定后存储的码相位值分析伪码测距偏差。

仿真信号载噪比设为 50 dB-Hz,初始码相位为 0,采样率为 50 Hz,仿真时长为 10 s。如不做特别说明,文中提到的"发射/接收通道非理想"均对应于理想发射/接收通道。

3.1　发射通道非理想下的测距偏差分析

将式(10)代入式(9)即可得到 TMA 通道下的伪码测距偏差值。

$$\varepsilon = \frac{-\int_{-B/2}^{B/2} G\sin(2\pi f\Delta T_c)\sin(\pi fd)\,\mathrm{d}f}{2\pi\int_{-B/2}^{B/2} fG[1+\cos(2\pi f\Delta T_c)]\sin(\pi fd)\,\mathrm{d}f} \tag{16}$$

由于码片宽度通常较窄,即 $2\pi f\Delta T_c\to 0$,则式(16)可简化为:

$$\varepsilon \approx -\Delta T_c/2 \tag{17}$$

由式(17)可知,TMB 通道下的伪码测距偏差值与伪码延迟量基本呈线性关系。

假定通道数字部分非理想带来的伪码延迟量 $\Delta = -0.12$ chip,其码跟踪偏差的理论值与仿真值如图 4 所示。

由图 4 可知,跟踪稳定后的伪码测距偏差值与理论结果较为一致,在 $\Delta = -0.12$ chip 时,其码跟踪偏差约为 8.79 m。

进一步分析码跟踪偏差随通道数字部分延迟量 Δ 的变化关系,如图 5 所示,TMB 通道下的码跟踪偏差与伪码延迟量呈线性关系。

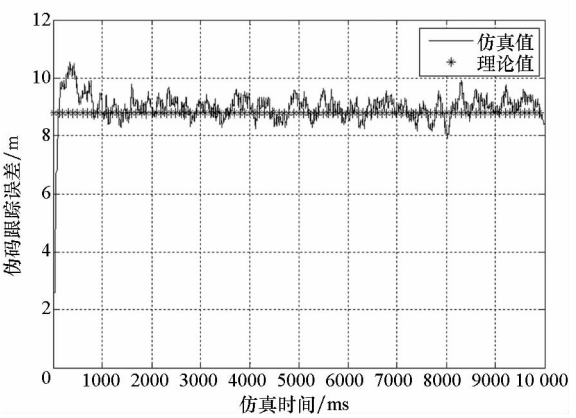


图 4　$\Delta = -0.12$ chip 下码跟踪偏差曲线

Fig. 4　Code tracking bias under $\Delta = -0.12$ chip

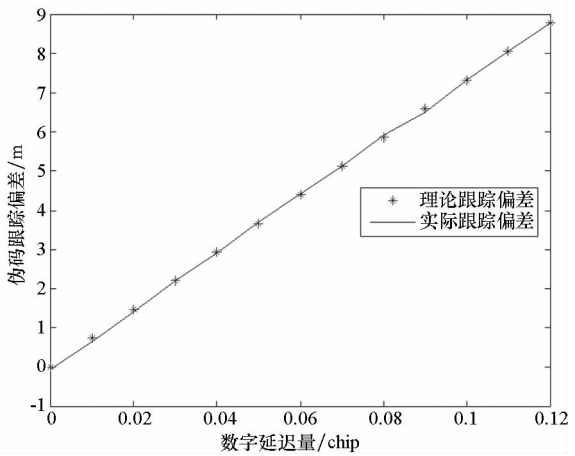


图 5　码跟踪偏差随数字延迟量变化曲线

Fig. 5　Code tracking bias under different code delay

同样给出 TMB 通道下的码跟踪偏差,如图 6 所示。当衰减频率取值为 8.8 MNep/s 左右、振荡频率取值为 4 MHz 左右时,测距偏差较大,达到了 10.33 m。

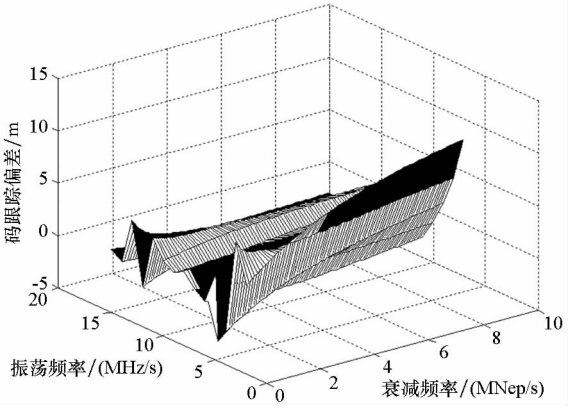


图 6　通道模拟部分非理想下的码跟踪偏差变化曲线

Fig. 6　Code tracking bias under TMB channel

3.2 接收通道非理想下的测距偏差分析

假定发射通道理想,由于影响伪码测距偏差的主要为通道相频响应,不妨假设接收通道幅频响应在其信号带宽内理想,相频响应近似二次群时延特性。如 $A_2(f)=1$,$\varphi_2(f)=-2\pi bf^3/3$,其中 b 为抛物线群时延系数,它限定了通道在每兆赫带宽内群时延波动的峰峰值。

假定早迟码相关器间隔为 1 chip,码跟踪偏差随群时延波动峰峰值的变化如图 7 所示,在通道符合标准抛物线群时延通道的条件下,码跟踪偏差随群时延波动幅度大致呈线性变化,仿真结果与理论偏差值基本一致。当波动峰峰值为 10 ns/MHz时,其码跟踪偏差可到 3 m。

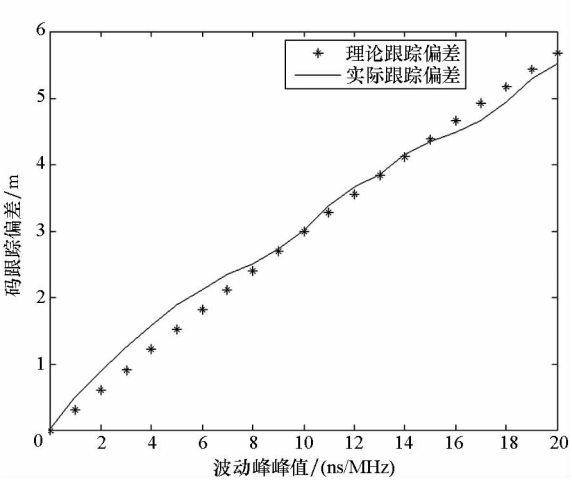


图 7 码跟踪偏差随抛物线群时延波动峰峰值变化曲线

Fig. 7 Code tracking bias under different p-p group delay

3.3 星地联合通道非理想下的测距偏差

3.3.1 通道级联关系

通道级联关系如图 8 所示。

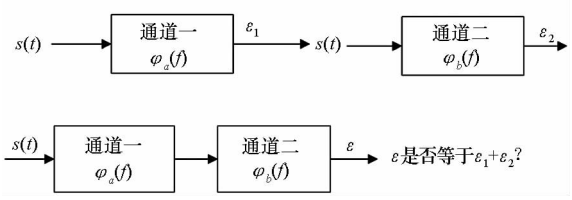


图 8 通道级联关系示意图

Fig. 8 Channel connection diagram

考虑级联的两个通道均为数字部分非理想通道,其通道相位响应函数为线性相位通道,幅度响应函数为余弦/正弦波动特性,而码跟踪偏差随伪码延迟量呈线性变化。假定星地两个通道均为 TMA 通道,伪码延迟量分别为 Δ_1、Δ_2。则级联后通道响应函数可表示为:

$$\begin{cases} A(f)=\cos(\pi f\Delta_1 T_c)\cos(\pi f\Delta_2 T_c) \\ \varphi(f)=-\pi f(\Delta_1+\Delta_2)T_c \end{cases} \tag{18}$$

若星地两个通道 $h_1(t)$、$h_2(t)$ 均为 TMA 通道,且伪码延迟量分别为 $\Delta_1=0.03$ chip、$\Delta_2=0.08$ chip,则根据式(16),它们各自引入的伪距偏差分别为 -2.20 m 和 -5.86 m。将式(18)代入式(14)可知,其引入的码跟踪偏差为 -8.06 m。

考察两个线性相位通道级联关系,若通道 $h_1(t)$ 幅频响应 $A(f)=\sin^2(\pi f\Delta_1 T_c)$,其余条件不变,即此时通道 $h_1(t)$、$h_2(t)$ 仍然都是线性相位通道,它们各自引入的伪码测距偏差值分别为 -3.83 m和 -5.86 m,而其级联后的通道引入的码跟踪偏差为 -4.10 m。

因此,两个线性相位通道级联后引入的码跟踪偏差并不总是等于两个通道分别引入的码跟踪偏差之和,还与两个通道的幅频响应有关。

同样可分析一个 TMA 通道与一个 TMB 通道级联后与 TMC 通道的等效关系。若通道 $h_1(t)$ 为 TMA 通道,其伪码延迟量 $\Delta_1=0.03$ chip,引入的伪距偏差为 -2.20 m。通道 $h_2(t)$ 为 TMB 通道,其参数为衰减频率 $\sigma=8.8$ MNep/s,振荡频率 $f_d=17$ MHz,引入的码跟踪偏差为 -0.75 m。而级联后通道为 TMC 通道,根据式(14)计算得到的码跟踪偏差为 -2.60 m。联合通道与两个单独通道之和不能简单等效。

3.3.2 不同接收机伪码跟踪偏差

试验中两类接收机的通道群时延特性如图 9[15] 所示,图中横坐标以 1575.42 MHz 为中心频率。

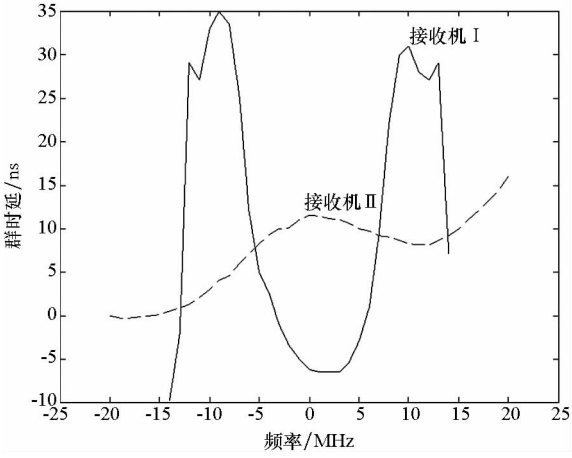


图 9 两个接收机通道群时延变化曲线

Fig. 9 Group delay of two receiver channel

假定卫星发射通道非理想,引入的伪码延迟量分别为 $\Delta_1=0.01$ chip 和 $\Delta_2=0.02$ chip,接收通道幅频响应理想,相频响应如图 9 所示。群时延在 L1 频点附近分别呈多项式群时延特性,其中接收机 I 在 ±10 MHz 内的群时延峰峰值大于接

收机Ⅱ。仿真分析 BPSK(2)信号在固定接收机前端带宽条件下,受不同数字延迟量的非理想卫星发射通道影响,经过两个不同接收机通道引入码跟踪偏差。

非理想发射信号经不同接收机通道引入的测距偏差如图 10 所示。

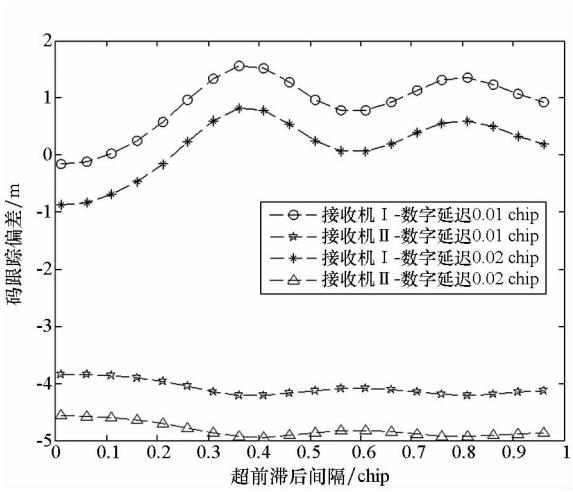


图 10　码跟踪偏差随相关器间隔变化曲线

Fig. 10　Code tracking bias under different early late correlator spacing

由图 10 可知,对于同一数字延迟下的非理想发射信号,不同接收机通道引入的测距偏差不同。其差异与接收通道群时延特性相关,差异可达数米。

对于同一接收通道,不同数字延迟下的非理想发射信号引入的测距偏差不同,数字延迟程度越高,引入的测距偏差越大。其中,对于接收机通道Ⅰ,相比于窄间隔相关器跟踪结果,标准间隔相关器引入的码跟踪偏差更小。这可能是因为窄相关值更接近于相关峰峰值,对通道特性更为敏感,此时标准间隔估计器的实现结构可能更加稳健。而对于接收机通道Ⅱ,不同相关器间隔引入的码跟踪偏差峰峰值在 1 m 以内。

同时,由于通道非理想引入的测距偏差最终将耦合在伪距观测量中,在进行伪距差分运算时应该考虑不同接收通道带来的影响。以零基线双差为例,将两个接收机接收的信号视为同一路径传播而来的信号,首先通过选取参考卫星求单站伪距星间差,再对两个接收机收到的同一卫星作站间差。当各卫星之间畸变程度相同,或者选取的两个接收机通道之间一致性较好时,双差观测量中由通道引入的误差部分总是会在零附近抖动。而一旦各卫星之间畸变程度不一致,且零基线选取的两个接收机通道之间又存在差异时,则势必会在零基线双差后观测量中引入一个非零的偏差,对伪距精度评估、零基线双差应用产生影响,造成伪距"分层"现象。

图 11 给出上述两个不同通道特性的接收机在零基线条件下的部分卫星伪距差分结果,图中基准卫星为 1 号星。由图 11 可知,各卫星零基线双差结果并不完全在零附近,且各卫星均值不一致,存在一定程度"分层"现象。该现象与发射端、接收端的通道特性有关。

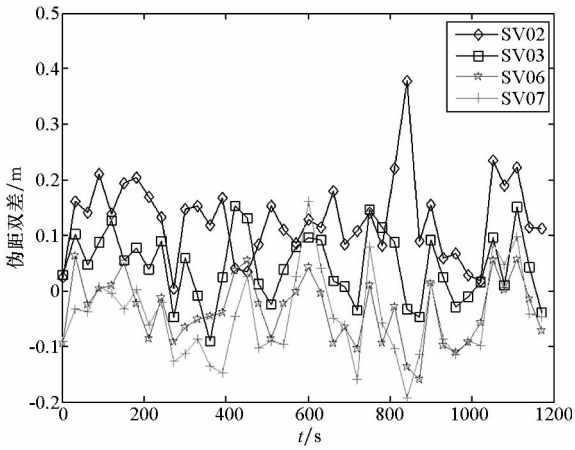


图 11　使用两台不同接收机进行伪距差分运算的部分北斗卫星信号的伪距偏差

Fig. 11　Double delta code range bias under two different receivers with different parameter

4　结论

通过上面的理论分析和实验结果,可以得到如下结论:

1)接收机伪距测量偏差不仅受限于星地传播路径中每个通道的通道特性,而且与接收机前端带宽、相关器间隔和接收算法均密切相关。

2)两个非线性相位的通道级联后其伪距测量偏差仍然可能为 0,而两个线性相位的通道级联后的伪距测量偏差并不一定等效于两个通道单独引入的伪距测量偏差值之和。

3)在某些通道非理想情况下,标准间隔相关器引入的码跟踪偏差将比窄间隔相关器所引入的更小。

4)考虑不同卫星信号畸变程度可能存在差异,在零基线数据处理时,应尽可能选择通道相频响应较为一致的接收机,否则将对零基线双差后的伪距造成"分层"的影响。

参考文献(References)

[1]　Gamba M T, Motella B, Pini M. Statistical test applied to

detect distortions of GNSS signals [C]// Proceedings of International Conference on Localization and GNSS, Turin, 2013: 1 – 6.

[2] Wong G, Phelts R E, Walter T, et al. Bounding errors caused by nominal GNSS signal deformations [C]// Proceedings of the 24th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2011: 2657 – 2664.

[3] 周鸿伟, 魏蛟龙, 张小清, 等. 导航卫星有效载荷非理想特性研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2014, 42(7): 118 – 123.
ZHOU Hongwei, WEI Jiaolong, ZHANG Xiaoqing, et al. Research on non-ideal property of payload core device on navigation satellite [J]. Journal of Huazhong University of Science and Technology (Nature Science Edition), 2014, 42(7): 118 – 123. (in Chinese)

[4] Soellner M, Kohl R, Luetke W, et al. The impact of linear and non-linear signal distortions on Galileo code tracking accuracy [C]//Proceedings of the 15th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2002: 1270 – 1285 .

[5] Dierendonck A J V. Practical implementation considerations in the detection of GPS satellite signal failure [C]// Proceedings of the IAIN World Congress and the 56th Annual Meeting of the Institute of Navigation, 2000: 250 – 259.

[6] 李柏渝, 陈雷, 李彩华, 等. 通道非理想特性对导航接收机伪码测距零值的影响分析[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(9): 2138 – 2143.
LI Baiyu, CHEN Lei, LI Caihua, et al. The impact of non-ideal front-end characteristic on PN zero value measurement of navigation receivers [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(9): 2138 – 2143. (in Chinese)

[7] 朱祥维, 孙广富, 雍少为, 等. 相位非线性畸变对 GPS 伪距测量的影响[J]. 国防科技大学学报, 2008, 30(6): 101 – 106.
ZHU Xiangwei, SUN Guangfu, YONG Shaowei, et al. The impact of phase nonlinear distortion to GPS pseudo-range measurement[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2008, 30(6): 101 – 106. (in Chinese)

[8] Yang Y K, Shi B Z. A simulation for impact of filter non-linear phase on navigation payload[C]//Proceedings of 5th International Congress on Image and Signal Processing, 2012: 1417 – 1420.

[9] 黄旭方, 胡修林, 唐祖平. 星上高功率放大器对导航信号功率谱和伪码跟踪精度的影响[J]. 电子学报, 2009, 37(3): 640 – 645.
HUANG Xufang, HU Xiulin, TANG Zuping. Impact of satellite's high power amplifiers on spectrum of navigation signals and PRN tracking accuracy [J]. Acta Electronic Sinica, 2009, 37(3): 640 – 645. (in Chinese)

[10] Betz J W. Effect of linear time-invariant distortions on RNSS code tracking accuracy [C]//Proceedings of the ION GPS, 2002.

[11] 钱世杰, 帅涛, 李国通. 滤波器群时延特性对伪距测量的影响[J]. 遥测遥控, 2012, 33(5): 41 – 46.
QIAN Shijie, SHUAI Tao, LI Guotong. Impact of the filter group delay on the pseudo-range measurement [J]. Journal of Telemetry, Tracking and Command, 2012, 33(5): 41 – 46. (in Chinese)

[12] 田嘉, 王伟, 史平彦. 群时延对测距误差的影响[J]. 空间电子技术, 2012, 3: 14 – 16.
TIAN Jia, WANG Wei, SHI Pingyan. Effects of group delay on the range error [J]. Space Electronic Technology, 2012, 3: 14 – 16. (in Chinese)

[13] 唐祖平. GNSS 信号设计与评估若干理论研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2009.
TANG Zuping. Research on relevant theory of GNSS signal design and evaluation [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2009. (in Chinese)

[14] 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)

[15] 倪少杰. 北斗系统卫星信号质量分析及高精度测量关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2016.
NI Shaojie. BeiDou signal quantity evaluation and high precision measuring techniques [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2016. (in Chinese)