doi:10.11887/j.cn.201901010 http://journal.nudt.edu.cn

新体制导航信号下I/Q幅相不一致对接收机测距零值的影响分析*

李柏渝,唐小妹,王耀鼎,刘 哲
(国防科技大学 电子科学学院,湖南 长沙 410073)

摘 要:随着现代化导航信号带宽的增大,由于可以大幅降低采样率,复信号采样的优势日趋明显。由于存在I/Q幅相误差,复信号采样对导航接收机伪距测量造成了一定影响。改进了信道非理想与I/Q幅相误差共同影响BPSK/QPSK信号零值测量的分析模型;在该模型基础上,推导得到了任意I/Q误差和信道非理想特性影响BOC信号伪距零值的模型;探讨了二者在频域抗干扰应用场景下引起的零值变化;理论分析与软件接收机仿真结果高度吻合,误差在1.5×10^{-4}码片内,证明了分析模型的精确性。该分析方法可用于对高性能导航接收机信道特性进行事先约束及筛选,以确保干扰场景下的零值变化满足要求。

关键词:导航接收机;非理想信道;I/Q幅相误差;零值
中图分类号:TN914.42 **文献标志码**:A **文章编号**:1001-2486(2019)01-065-07

Analysis of the influence on zero value in receivers under I/Q amplitude and phase imbalance with new structure navigation signals

LI Baiyu, *TANG Xiaomei*, *WANG Yaoding*, *LIU Zhe*
(College of Electronic Science, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China)

Abstract: Since the bandwidth of modernized navigation signal is increasing, the advantages of complex signal sampling have a raising benefit by substantially reducing the sampling rate. Because of the I/Q amplitude and phase response imbalance, the complex signal sampling may introduce error to the pseudo range measurement in the navigation receivers. The analysis model explaining the influence of the non-ideal characteristic of signal channel, I/Q amplitude and phase response imbalance on the zero value measurement in BPSK/QPSK navigation receivers were improved. Based on the model, the pseudo range zero value of BOC signal affected by I/Q imbalance and the non-ideal characteristic of signal channel was derived. The zero value shift caused by the two factors in the frequency domain anti-jamming processing was discussed. The proposed theoretical analysis is highly close to the simulation result in software receivers, where the error is within 1.5×10^{-4} chip. This result proves the accuracy of the analysis model. The proposed analysis method can be used to provide prior constraint for features of analog channel in high performance navigation receivers, which can meet the requirement of the zero value change in the jamming scenario.

Keywords: navigation receiver; non-ideal channel; I/Q amplitude and phase response errors; zero value

频率规划是导航接收机总体设计中的重要步骤,有实信号采样与复信号采样两种方式可选,目前以实信号采样方式为主。

当信号带宽较窄时(如GPS L1频点信号),中频频率f_{IF}和采样频率f_S的选择较为容易。随着导航系统的现代化,新型导航信号的频谱越来越宽,其中E5频点信号主瓣宽度达到50 MHz以上。实信号采样方式下,为保证足够的数字域过渡带宽,f_S要取120 MHz[1],甚至是250 MHz[2-3];若采用复信号采样方式,则f_S可降至65.469 MHz[4]。由此可见,随着新型信号带宽的增大,复信号采样的优势越发明显。

由于存在I/Q幅相误差,复信号采样的应用受到了一定的限制。已有文献定量分析了I/Q幅相误差对导航接收机等效载噪比[4-6]和测量零值的影响[7-8],但上述模型将部分环节理想化,与实际信道特性不符。文献[9]统一考虑信道非理想和I/Q幅相误差,给出了二者共同影响二进制相移键控/正交相移键控(Binary Phase Shift Keying/Quadrature Phase Shift Keying, BPSK/QPSK)信号测距精度与零值的一般性定量分析模型,但并不适用于二进制偏移载波(Binary Offset Carrier, BOC)信号。

针对上述现状,本文将文献[9]中的模型推广至BOC信号体制,得到了任意的I/Q幅相误差和信道非理想特性共同影响BOC信号测量零值

* **收稿日期**:2017-11-22
基金项目:国家自然科学基金资助项目(61601485)
作者简介:李柏渝(1982—),男,重庆人,讲师,博士,E-mail:leehenry0505@126.com

的分析模型，并分析了频域抗干扰场景下，二者共同引起的伪距零值变化。本文的分析方法可用于指导复信号采样的高性能 BOC 信号接收机设计。

1 导航接收机 I/Q 非理想分析模型修正

文献[9]基于图 1 中的模拟正交下变频信道模型，分析了 I/Q 幅相误差对零值的影响。

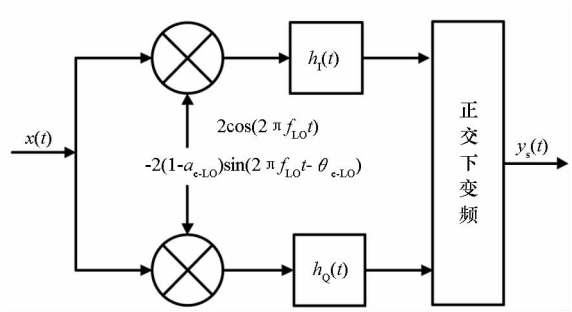


图 1 模拟正交下变频信道模型

Fig. 1 Model of analog orthogonal down conversion channel

文献[9]在分析中将频率为 f_{LO} 的模拟本振下变频的幅度误差 a_{e-LO} 和相位误差 θ_{e-LO} 在 Q 通道滤波器 $h_Q(t)$ 中统一考虑，得到了正交下变频后的信号分量 $y_s(t)$ 为：

$$y_s(t)=x_L(t)*h_{IL}(t)+j\times x_L(t)*h_{QL}(t) \quad (1)$$

其中：$x_L(t)$、$h_{IL}(t)$ 与 $h_{QL}(t)$ 分别为图 1 中输入信号 $x(t)$、I 通道滤波器 $h_I(t)$ 与 $h_Q(t)$ 的等效低通信号，j 为虚数单位，$*$ 为卷积运算符。

由于存在 I/Q 幅相误差，$y_s(t)$ 中含有镜频分量（其与有用信号的比值可用镜频抑制比表示），可能会对信号接收造成影响。文献[9]考虑了最恶劣的情况（镜频分量的频谱经过延拓后与信号分量的频谱几乎重叠），指出：由于卫星与导航接收机非同源，且存在多普勒，镜频分量与信号的频谱不可能完全重叠（一般至少存在千赫兹级的频差）；因此可将镜频处的信号和噪声分别等效为匹配谱干扰及加性噪声，二者会影响等效载噪比，但不影响测量零值。

文献[9]给出了存在 I/Q 幅相误差下的信道等效低通滤波器 $H_L^{(IQ)}(f)$ 为：

$$H_L^{(IQ)}(f)=\frac{1}{2}H_{IL}(f)+\frac{1}{2}H_{QL}(f) \quad (2)$$

其中，$H_{IL}(f)$ 与 $H_{QL}(f)$ 分别是 $h_{IL}(t)$ 与 $h_{QL}(t)$ 的傅里叶变换。然而，由式(1)并不能推得式(2)，应将 $H_L^{(IQ)}(f)$ 修正为：

$$H_L^{(IQ)}(f)=\frac{H_{IL}(f)+j\times H_{QL}(f)}{1+j} \quad (3)$$

按照文献[9]中伪距零值计算公式，当信道等效低通滤波器为 $H_L^{(IQ)}(f)$ 时，零值估计偏差 $\varepsilon[H_L^{(IQ)}(f)]$（为后续公式及行文简便，将该变量简称为 ε）应满足：

$$\left|\int_{-b}^{b}\mathrm{sinc}^2(f)H_L^{(IQ)}(f)e^{j2\pi f(\tau_d^{(IQ)})+\varepsilon[H_L^{(IQ)}(f)]+\frac{D}{2}}\right|^2 = \left|\int_{-b}^{b}\mathrm{sinc}^2(f)H_L^{(IQ)}(f)e^{j2\pi f(\tau_d^{(IQ)})+\varepsilon[H_L^{(IQ)}(f)]-\frac{D}{2}}\right|^2 \quad (4)$$

其中：D 为相关间隔，b 是前端带宽，$\tau_d^{(IQ)}$ 是 $H_L^{(IQ)}(f)$ 在 $f=0$ 处的时延（为后续公式及行文简便，将该变量简称为 τ_d），$\mathrm{sinc}(f)$ 满足：

$$\mathrm{sinc}(f)=\begin{cases}1 & f=0\\ \dfrac{\sin(\pi f)}{\pi f} & \text{other}\end{cases} \quad (5)$$

令 $\varepsilon[H_{IL}(f)]$ 是信道等效低通滤波器为 $H_{IL}(f)$ 时的零值估计偏差。定义 I/Q 幅相误差引入的零值变化 $\Delta\varepsilon^{(IQ)}$ 为：

$$\Delta\varepsilon^{(IQ)}=\varepsilon[H_L^{(IQ)}(f)]-\varepsilon[H_{IL}(f)] \quad (6)$$

由式(6)知，通常情况下，I/Q 误差越大，$\Delta\varepsilon^{(IQ)}$ 越大。

2 I/Q 幅相误差影响 BOC 信号零值的分析

2.1 在 BOC 信号下的分析

BOC 调制被广泛应用于各导航系统的现代化信号，以实现军民码频谱分离。各导航系统提供公开服务的 BOC 信号类型如表 1 所示[10-13]。

表 1 各导航系统中公开服务的 BOC 信号列表

Tab. 1 List of open service BOC signals in various navigation systems

序号	导航系统	信号名	信号调制方式
1	GPS	L1Cd	BOC(1,1)
2		L1Cp	TMBOC(6,1,4/33)
3	Galileo	E5a-I	AltBOC(15,10)
4		E5a-Q	
5		E5b-I	
6		E5b-Q	
7		E1B	CBOC(6,1,1/11)
8		E1C	CBOC(6,1,1/11)
9	BDS	B1Cd	BOC(1,1)
10		B1Cp	QMBOC(6,1,4/33)

由表 1 可知，目前提供公开服务的 BOC 信号调制方式为 AltBOC(15,10)、BOC(1,1)、TMBOC(6,1,4/33)、QMBOC(6,1,4/33) 与 CBOC(6,1,1/11)。由于将 TMBOC(6,1,4/33)

信号、QMBOC(6,1,4/33)和 CBOC(6,1,1/11)信号当作 BOC(1,1)信号进行接收,仅分别引起 0.56 dB、0.56 dB 和 0.41 dB 的信号损耗(某地面站高精度导航接收机即采用该接收方案),因此本文对于公开服务 BOC 信号仅分析 BOC(1,1)与 AltBOC(15,10)这两种调制方式。

本文重点分析 I/Q 幅相误差对提供公开服务的 BOC 信号的影响,对其他 BOC 信号的影响可参照该方法分析,本文不详细展开。文中分析均对 f_0(1.023 MHz)进行归一化。

2.1.1　BOC(1,1)信号下的理论分析

BOC(1,1)信号可采用匹配接收并用 Bump-Jump 方法进行辅助。考虑信道非理想特性,此时的零值估计偏差 ε 满足[14]:

$$\left|\int_{-b}^{b} G_{\mathrm{BB}(1,1)}(f)A(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi(f)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(\tau_{\mathrm{d}}+\varepsilon+D/2)}\right|^2 = \left|\int_{-b}^{b} G_{\mathrm{BB}(1,1)}(f)A(f)e^{\mathrm{j}\phi(f)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(\tau_{\mathrm{d}}+\varepsilon-D/2)}\right|^2 \tag{7}$$

其中,$A(f)$ 与 $\phi(f)$ 分别为信道等效低通滤波器的幅频响应和相频响应,$G_{\mathrm{BB}(m,n)}(f)$ 为 BOC(m,n)信号归一化的功率谱密度函数,化简文献[13]与文献[14]中的 $G_{\mathrm{BB}(1,1)}(f)$,得:

$$G_{\mathrm{BB}(1,1)}(f) = \mathrm{sinc}^2\left(\frac{f}{2}\right)\sin^2\left(\frac{\pi f}{2}\right) \tag{8}$$

将 $H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 代入式(7)并化简,得到 I/Q 幅相误差下,BOC(1,1)信号的零值估计偏差 ε 满足:

$$\begin{aligned}&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-E(1,1)}(f)S_E(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\cdot\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-E(1,1)}(f)T_E(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\\&=-\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-O(1,1)}(f)S_O(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\cdot\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-O(1,1)}(f)T_O(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\end{aligned} \tag{9}$$

其中:

$$X_{\mathrm{BB}-k(m,n)}(f) = G_{\mathrm{BB}(m,n)}(f)A_k^{(\mathrm{IQ})}(f) \tag{10}$$

$$S_k(f,\varepsilon) = \cos[\phi_k^{(\mathrm{IQ})(1)}(f)]\cos(\pi fD) \tag{11}$$

$$T_k(f,\varepsilon) = \sin[\phi_k^{(\mathrm{IQ})(1)}(f)]\sin(\pi fD) \tag{12}$$

其中,D 为相关间隔,b 是前端带宽,k 取 E 或 O。令 $H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 的反傅里叶变换为 $h_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(t)$,$h_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(t)$ 实部和虚部分别为 $h_{\mathrm{LR}}^{(\mathrm{IQ})}(t)$ 与 $h_{\mathrm{LI}}^{(\mathrm{IQ})}(t)$,$H_{\mathrm{E}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $H_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 分别是 $h_{\mathrm{LR}}^{(\mathrm{IQ})}(t)$ 与 $h_{\mathrm{LI}}^{(\mathrm{IQ})}(t)$ 的傅里叶变换,$A_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $A_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 分别是 $H_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $H_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 的幅频响应,$\phi_E^{(\mathrm{IQ})(1)}(f)$ 与 $\Phi_O^{(\mathrm{IQ})(1)}(f)$ 满足:

$$\phi_k^{(\mathrm{IQ})(1)}(f) = 2\pi\int_0^f(\tau_k^{(\mathrm{IQ})} + \tau_{gk}^{(\mathrm{IQ})}(p) - \tau_{\mathrm{d}}^{(\mathrm{IQ})} - \varepsilon)\mathrm{d}p \tag{13}$$

其中:$\tau_E^{(\mathrm{IQ})}$ 与 $\tau_O^{(\mathrm{IQ})}$ 分别是 $H_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $H_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 在 $f=0$ 处的时延,$\tau_{gE}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $\tau_{gO}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 分别是 $H_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $H_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 在带内的群时延波动,$\tau_{\mathrm{d}}^{(\mathrm{IQ})}$ 是 $H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 在 $f=0$ 处的时延。需要说明的是,在式(9)的化简过程中,利用了 $A_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $A_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 为偶函数,$H_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $H_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 的相频响应 $\phi_E^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 与 $\Phi_O^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 为奇函数的特性。

2.1.2　对 AltBOC(15,10)信号的理论分析

由于上下两个边带信号在频谱上距离较远,通常导航接收机会将 AltBOC(15,10)信号的上下边带当作两个独立的 QPSK 信号分别进行接收。此时可使用本文对文献[9]的修正模型分析 I/Q 幅相误差对两个 QPSK 信号零值的影响。

2.1.3　对其他 BOC 信号的理论分析

采用副载波消除法进行接收时,授权的 BOC(10,5)信号的零值估计偏差 ε 满足[14]:

$$\begin{aligned}&\left|\int_{-b}^{b} G_{\mathrm{BB}(10,5)}(f)A(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi(f)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(\tau_{\mathrm{d}}+\varepsilon+D/2)}\right|^2 +\\&\left|\int_{-b}^{b} G_{\mathrm{BQ}(10,5)}(f)A(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi(f)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(\tau_{\mathrm{d}}+\varepsilon+D/2)}\right|^2\\=&\left|\int_{-b}^{b} G_{\mathrm{BB}(10,5)}(f)A(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi(f)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(\tau_{\mathrm{d}}+\varepsilon-D/2)}\right|^2 +\\&\left|\int_{-b}^{b} G_{\mathrm{BQ}(10,5)}(f)A(f)\mathrm{e}^{\mathrm{j}\phi(f)}\mathrm{e}^{\mathrm{j}2\pi f(\tau_{\mathrm{d}}+\varepsilon-D/2)}\right|^2\end{aligned} \tag{14}$$

式中:$G_{\mathrm{BQ}(10,5)}(f)$ 为 BOC 信号与 QBOC 信号的互功率谱密度,为虚数奇函数,表达式参见文献[14];$G_{\mathrm{BB}(10,5)}(f)$ 为实的偶函数,表达式参见文献[13],将 $H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 代入式(14)中,得 BOC(10,5)信号的零值估计偏差 ε 满足式(15)。

$$\begin{aligned}&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-E(10,5)}(f)S_E(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\cdot\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-E(10,5)}(f)T_E(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}+\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-O(10,5)}(f)S_O(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\cdot\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BB}-O(10,5)}(f)T_O(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}=\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BQ}-E(10,5)}(f)W_E(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\cdot\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BQ}-E(10,5)}(f)V_E(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}+\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BQ}-O(10,5)}(f)W_O(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\cdot\\&\left\{\int_{-b}^{b} X_{\mathrm{BQ}-O(10,5)}(f)V_O(f,\varepsilon)\mathrm{d}f\right\}\end{aligned} \tag{15}$$

其中,

$$X_{\mathrm{BQ}-k(m,n)}(f) = |G_{\mathrm{BQ}(m,n)}(f)|A_k^{(\mathrm{IQ})}(f) \tag{16}$$

$$W_k(f,\varepsilon) = \cos[\phi_k^{(\mathrm{IQ})(1)}(f)]\sin(\pi fD) \tag{17}$$

$$V_k(f,\varepsilon) = \sin[\phi_k^{(\mathrm{IQ})(1)}(f)]\cos(\pi fD)\mathrm{d}f \tag{18}$$

在其他 BOC 信号下,I/Q 幅相误差对测量零

值的影响与具体的接收方式相关。本节只给出BOC(10,5)在副载波消除法下的分析结果,在其他信号调制方式和接收方式下的分析,可参照本节分析方法进行。

2.1.4 数值仿真

限于篇幅,本文仅对BOC(1,1)进行仿真。

1) I/Q通道之间有三次曲线相位差。根据实际测试结果,大量滤波器的群时延具有二次曲线的特性[15],其相位为三次曲线。在数值仿真时考虑相对简单的情况,$H_{\mathrm{IL}}(f)$与$H_{\mathrm{QL}}(f)$均是幅度为1的二次曲线群时延滤波器,其相频$\phi_{\mathrm{IL}}(f)$与$\phi_{\mathrm{QL}}(f)$的表达式分别为:

$$\phi_{\mathrm{IL}}(f) = -\frac{2\pi\kappa_E f^3}{3b^2} \tag{19}$$

$$\phi_{\mathrm{QL}}(f) = -\frac{2\pi(\kappa_E+\kappa_{\mathrm{IQ}})f^3}{3b^2} \tag{20}$$

其中,κ_E表示$H_{\mathrm{IL}}(f)$的失真程度,κ_{IQ}表示I/Q相位误差的大小。

将式(19)与式(20)代入式(3)化简后得:

$$H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f) = \left[\sin\left(\frac{\pi\kappa_{\mathrm{IQ}}f^3}{3b^2}\right)+\cos\left(\frac{\pi\kappa_{\mathrm{IQ}}f^3}{3b^2}\right)\right]\cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{\pi\kappa_{\mathrm{IQ}}f^3}{3b^2}}\mathrm{e}^{-\mathrm{j}\frac{2\pi\kappa_E f^3}{3b^2}} \tag{21}$$

图2给出了κ_E为0时,不同D下,以1/80为步进,κ_{IQ}从0到1/8时(κ_{IQ}为1/8时对应的相位误差为$\pi/6$)对应的$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$,图中的$T_c$表示码片。

由图2可知:

①即使$H_{\mathrm{IL}}(f)$为理想低通滤波器,I/Q幅相误差也会引入零值变化$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$,这说明I/Q幅相误差本质上就是信道非理想特性的一种。

② I/Q误差κ_{IQ}越大,$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$越大,这与理论分析吻合。

③对于同样的κ_{IQ},D越小,$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$越大,这说明I/Q误差下,大的相关间隔更稳健。

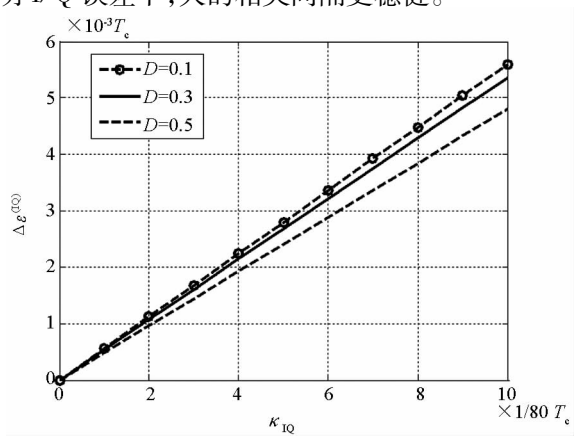


图2 不同的D与κ_{IQ}引起的$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$

Fig. 2 $\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$ caused by various D and κ_{IQ}

2) I/Q通道之间有三次曲线相位差,再叠加上巴特沃兹型滤波器的幅度误差。参照文献[16],考虑到$\omega = 2\pi f$,最平坦的巴特沃兹低通滤波器带内幅频特性满足:

$$P_{\mathrm{LR}}(f) = 1 + a^2\left(\frac{f}{f_c}\right)^{2N} \tag{22}$$

其中,$P_{\mathrm{LR}}(f)$表示在频率为f处相比于中心频率处的功率损耗,N是滤波器的阶数,f_c为通带截止频率(此处取b),$1+a^2$为功率损耗比。如选择通带最大损耗为3 dB,则$a=1$。

为仿真简便,取$H_{\mathrm{IL}}(f)$为理想低通滤波器,$H_{\mathrm{QL}}(f)$的幅频响应$A_{\mathrm{QL}}(f)$满足巴特沃兹低通滤波器,相频响应$\Phi_{\mathrm{QL}}(f)$满足三次曲线,分别为:

$$A_{\mathrm{QL}}(f) = \sqrt{\frac{1}{1+a_{\mathrm{IQ}}^2\left(\frac{f}{b}\right)^{2N}}} \tag{23}$$

$$\phi_{\mathrm{QL}}(f) = -\frac{2\pi\kappa_{\mathrm{IQ}}f^3}{3b^2} \tag{24}$$

其中,a_{IQ}表示I/Q幅度误差的大小。

图3给出了D取0.5(由前文知该参数更稳健),$N=7$时,κ_{IQ}从0变化至1/8,a_{IQ}($a_{\mathrm{IQ}}=0$表示无幅度误差)对应的$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$。

图3中的3条曲线基本重叠在一起,说明巴特沃兹低通滤波器对应的I/Q幅度误差导致零值变化较小。造成这一结果的主要原因是越大的幅度误差越靠近边带,而BOC(1,1)信号在边带的功率谱较小,因此大的幅度误差造成的影响也相对较小。

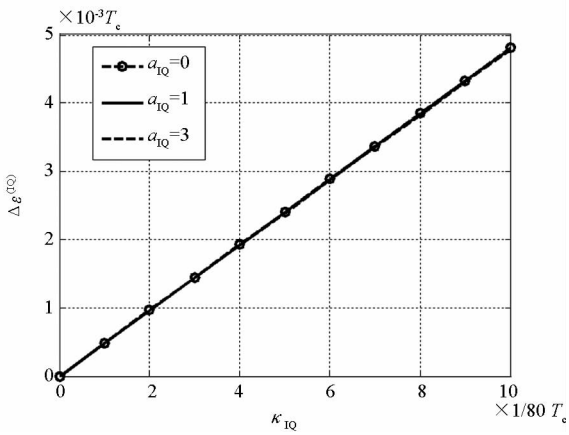


图3 巴特沃兹滤波器下,不同κ_{IQ}与a_{IQ}引起的$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$

Fig. 3 $\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$ caused by various κ_{IQ} and a_{IQ} when Butterworth filter is applied

3) I/Q通道之间有三次曲线相位差,再叠加上切比雪夫型滤波器的幅度误差。如取$H_{\mathrm{IL}}(f)$为理想低通滤波器,$H_{\mathrm{QL}}(f)$的幅频响应满足切比雪夫低通滤波器,相频响应$\Phi_{\mathrm{QL}}(f)$满足式(24),参

照文献[16],$A_{\mathrm{QL}}(f)$ 满足:

$$A_{\mathrm{QL}}(f)=\sqrt{\frac{1}{1+a_{\mathrm{IQ}}^2T_N^2\left(\frac{f}{b}\right)}} \tag{25}$$

其中,$T_N(f)$ 为关于 f 的 N 阶切比雪夫多项式。

图 4 给出了 D 取 0.5,$N=7$ 时,κ_{IQ} 从 0 变化至 1/8,a_{IQ} 分别为 0、0.5、1、2、3 时所导致的 $\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$。

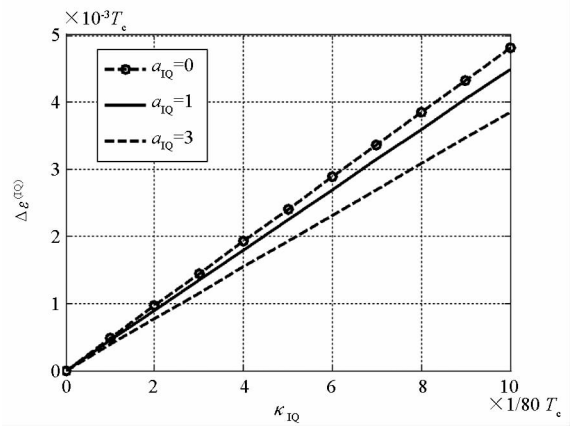


图 4　切比雪夫滤波器下,不同 κ_{IQ} 与 a_{IQ} 引起的 $\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$

Fig. 4　$\Delta\varepsilon^{(\mathrm{IQ})}$ caused by various κ_{IQ} and a_{IQ} when Chebyshev filter is applied

由图 4 可知,在同样的通带最大幅度误差和相位误差下,相比巴特沃兹型滤波器,切比雪夫型滤波器造成的影响更加明显。主要原因是切比雪夫型滤波器在通带内是等波纹波动,信号在通道内的功率谱都受到了幅度误差的影响。

2.2　结合频域抗干扰场景的推广

2.2.1　理论分析

2.1 节给出了 I/Q 幅相误差和信道滤波器非理想特性共同影响 BOC 信号测距零值的分析模型。由于存在 I/Q 幅相误差,即使 $H_{\mathrm{IL}}(f)$ 为理想低通滤波器,$H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 也存在非理想特性,这会使得不同干扰场景下的接收机零值发生变化,影响高性能测距。可通过离线标定的方法扣除 I/Q 幅相误差对零值的影响,但无法消除不同干扰场景下零值的变化。因此,需对 I/Q 幅相误差在干扰下对测距零值的影响进行分析。

在干扰场景下,频域抗干扰算法通过在频域上对干扰频谱置 0 的方法抑制干扰,假如干扰存在的频率范围为$[f_1,f_2]$,干扰抑制滤波器 $H_{\mathrm{jam}}(f)$ 的表达式为:

$$H_{\mathrm{jam}}(f)=\begin{cases}0 & f_1\leqslant f\leqslant f_2\\ 1 & \text{other}\end{cases} \tag{26}$$

考虑 I/Q 幅相误差和频域抗干扰后,信道等效低通滤波器 $H_{\mathrm{L-jam}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 的表达式满足:

$$H_{\mathrm{L-jam}}^{(\mathrm{IQ})}(f)=H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)H_{\mathrm{jam}}(f) \tag{27}$$

显然,$H_{\mathrm{L-jam}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 会随干扰不同而变化,定义 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$ 满足:

$$\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}=\varepsilon[H_{\mathrm{L-jam}}^{(\mathrm{IQ})}(f)]-\varepsilon[H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)] \tag{28}$$

即 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$ 是频域抗干扰下的伪距变化值。从直观上理解,$H_{\mathrm{L}}^{(\mathrm{IQ})}(f)$ 的非理想特性越严重,干扰带宽越宽,则 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$ 通常越大。

2.2.2　数值分析

定义 B_{jam} 与 B_{bias} 为以 f_0 归一化的干扰带宽与中心频率。图 5 给出了 D 取 0.5,B_{jam} 取 0.4(B_{jam} 与 BOC(1,1)带宽之比为 10%),式(21)中 κ_E 为 0 时,不同 κ_{IQ} 与 B_{bias} 所导致的 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$。

图 6 给出了 D 取 0.5,B_{jam} 取 0.4,κ_{IQ} 取 3/800 时,不同的 κ_E 与 B_{bias} 所导致的 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$。

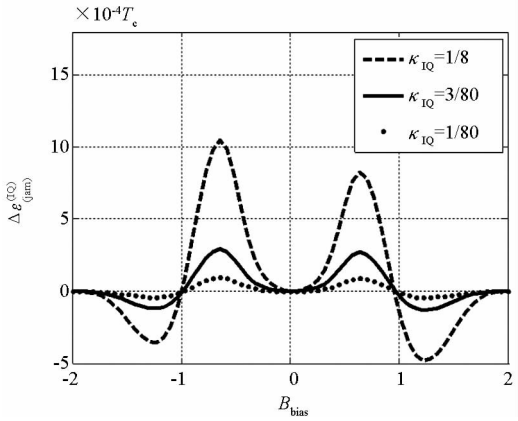


图 5　不同 B_{bias} 与 κ_{IQ} 下的 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$

Fig. 5　$\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$ under various B_{bias} and κ_{IQ}

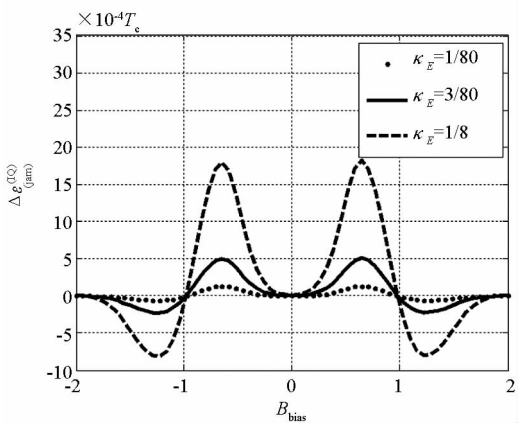


图 6　不同的 B_{bias} 与 κ_E 下的 $\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$

Fig. 6　$\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$ under various B_{bias} and κ_E

图 5 与图 6 的分析如下:

1)在同样的 κ_E 与 κ_{IQ} 下,随着 B_{bias} 的不同,$\Delta\varepsilon_{\mathrm{jam}}^{(\mathrm{IQ})}$ 会发生变化,这与理论分析吻合。

2)信道非理想特性 κ_E 越严重,I/Q 相位误差

κ_{IQ}越大，$\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$越大，与直观理解一致，更进一步说明 I/Q 误差本质上是信道非理想。

3）图 5 中的 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$并不关于 $B_{bias}=0$ 对称，其原因在于 $\kappa_E=0$ 时，式（21）定义的 $H_L^{(IQ)}(f)$的幅频并不关于 $f=0$ 对称。

4）当 κ_{IQ}取 1/8 时，随着 B_{bias}的变化，图 5 中 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$的变化达到了 1.5×10^{-4}码片，在 BOC（1，1）信号下对应伪距变化为 1.5 ns；对于高精度应用已不可忽略。

5）图 6 中的 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$基本关于 $B_{bias}=0$ 对称，其原因在于 κ_{IQ}取 3/800 时，式（21）定义的 $H_L^{(IQ)}(f)$的幅频基本关于 $f=0$ 对称。

6）如果 κ_E 仅为 1/80，κ_{IQ}仅为 3/800，随着 B_{bias}的变化，对应伪距变化为 0.19 ns，在可接受范围内。这说明，只要控制好 κ_E 与 κ_{IQ}，$\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$的变化就能控制在可接受范围内。

3 软件接收机仿真

3.1 仿真条件设置

在软件接收机上对理论分析进行仿真验证，仿真过程如图 7 所示。首先，由软件接收机生成中频复采样 BOC（1，1）信号；其次，将其分别与 I/Q 两路信道滤波器特性相乘；再次，做快速傅里叶逆变换，得到通过滤波器后的信号；然后，对该信号进行下变频与跟踪，统计跟踪稳定后的码相位均值，即得测量零值。需要重点说明的是：在仿真试验时并未生成干扰信号，但根据不同的干扰特性，将信道滤波器对应干扰位置的幅频置 0，以模拟频域抗干扰场景。

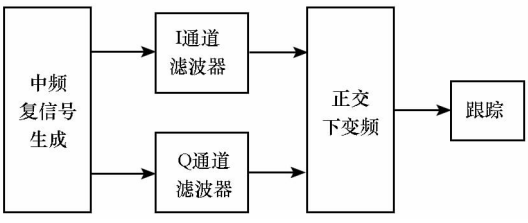


图 7 软件接收机实现结构

Fig. 7 Implementation structure of software receiver

仿真时采用两组滤波器（分别称为 A 组与 B 组）均为真实滤波器。每组内的 I 通道与 Q 通道滤波器采用相同设计，但存在 I/Q 幅相误差；两组滤波器有较明显的差别，A 组滤波器的非理想特性较严重，B 组滤波器比较接近理想带通。对两组滤波器均进行 22 次仿真试验，其中 1 次模拟无干扰场景，其他 21 次模拟干扰场景。在模拟的 21 个干扰场景中，第 1 个场景和第 21 个场景信道滤波器幅频置 0 的频率范围分别为[-2，-1.8]和[1.8，2]；其余 19 个场景下信道滤波器幅频置 0 的频率范围为[B_{bias} -0.2，B_{bias} +0.2]，B_{bias}以 0.2 为步进，取值从 -1.8 至 1.8。这 21 个场景共同模拟 1 个以 B_{jam}为 0.4 的干扰，在不同位置时对测量零值造成的影响。仿真时，信号载噪比为 60 dB-Hz，积分时间 T 取 1 ms，码环带宽设为 0.5 Hz，相关间隔 $D=0.5$。

3.2 仿真结果

不同 B_{bias}与滤波器下 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$仿真值及理论值与仿真值误差分别如图 8、图 9 所示。

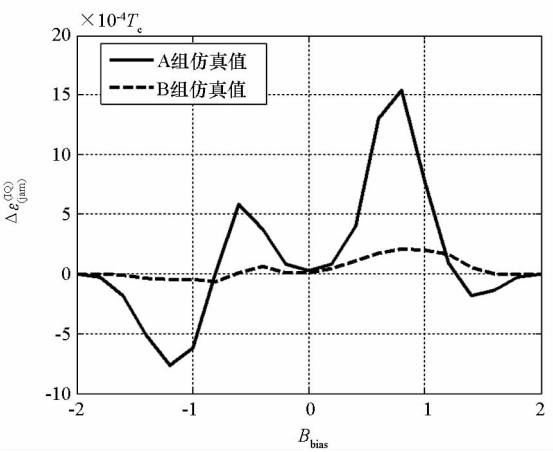


图 8 不同 B_{bias}与滤波器下 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$仿真值对比

Fig. 8 Comparison of the simulation value of $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$ under various B_{bias} and filters

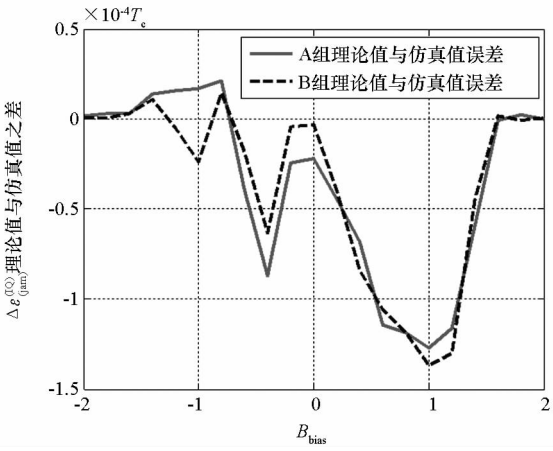


图 9 不同 B_{bias}与滤波器下 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$理论值与仿真值误差

Fig. 9 Deviation of the theoretical value and the simulation value of $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$ under various B_{bias} and filters

对图 8 与图 9 进行分析：

1）图 8 中 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$的极大值和极小值出现的位置与图 6 基本吻合；A 组滤波器的 $\Delta\varepsilon_{jam}^{(IQ)}$明显大于 B 组，说明 2.2.2 节中分析典型滤波器得到的

结论也适用于实际的滤波器。

2)图 9 中 $\Delta\varepsilon_{\text{jam}}^{(\text{IQ})}$ 的理论分析与软件接收机仿真结果高度吻合,最大误差在 1.5×10^{-4} 码片(0.15 ns)内,说明了本文分析模型的精确性。

4　结论

本文的意义如下:

1)建立了 I/Q 幅相误差影响 BOC 信号接收机测距零值的模型,本文模型适用于任意的信道非理想特性与 I/Q 幅相误差;

2)软件接收机仿真结果与理论分析高度吻合,说明本模型正确揭示了信道非理想特性与 I/Q 幅相误差影响 BOC 信号零值的规律;

3)给定要求的 $\Delta\varepsilon_{\text{jam}}^{(\text{IQ})}$,可以用本文模型对滤波器特性进行事前的约束、仿真及筛选,确保导航接收机在干扰条件下的测量性能。

本文的分析结论可用于指导高性能复采样 BOC 信号导航接收机的设计。

参考文献(References)

[1] Blunt P, Ebinuma T, Hodgart S, et al. A demonstration of Galileo transmitter/receiver architecture for space applications [C]// Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2005: 1914 – 1921.

[2] Forster F, Carrera A, Lucas N, et al. High performance receiver front-end for multiple Galileo frequencies [C]// Proceedings of the 18th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2005: 935 – 940.

[3] Lück T, Göhler E, Bodenbach M, et al. The gate receiver—a full-scale Galileo / GPS monitor receiver [C]//Proceedings of the 19th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2006: 1011 – 1020.

[4] Weiler R M, Blunt P, Jales P, et al. Performance of an L1/E5 GNSS receiver using a direct conversion front-end architecture [C]//Proceedings of the 21th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2008: 1478 – 1489.

[5] Lee P H, Chao H C, Mao W L, et al. The effects of I/Q imbalance and complex filter mismatch on GPS/Galileo system [C]//Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2007: 543 – 550.

[6] Schmid A, Neubauer A, Ehm H, et al. Enabling location based services with a combined Galileo/GPS receiver architectures [C]//Proceedings of the 17th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation, 2004: 1468 – 1479.

[7] 唐小妹. 高性能导航接收机中的载波恢复与载噪比估计研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2005: 25 – 31.
TANG Xiaomei. Carrier recovery and carrier to noise estimation in high-quality navigation receiver [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2005: 25 – 31. (in Chinese)

[8] 唐小妹, 李献球, 许晓勇, 等. IQ 非正交引起的载波和伪码跟踪误差分析[J]. 舰船电子工程, 2006, 26(3): 61 – 64.
TANG Xiaomei, LI Xianqiu, XU Xiaoyong, et al. Track error of carrier and code phase due to IQ mismatch [J]. Ship Electronic Engineering, 2006, 26(3): 61 – 64. (in Chinese)

[9] 李柏渝. 高性能卫星导航接收机模拟信道关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2011: 12 – 66, 78 – 98.
LI Baiyu. Study on key techniques of the analog signal channel in high performance satellite navigation receiver[D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2011: 12 – 66, 78 – 98. (in Chinese)

[10] IS – GPS – 800A. Global positioning system wing, navstar GPS space segment/user segment L1C interface IS-GPS-800 revision D: IS-GPS-800A [R]. USA: Global Positioning System Wing, 2013.

[11] European Union. European GNSS (Galileo) open service signal in space interface control document Galileo OS SIS ICD Issue 1[R]. European Union, 2010.

[12] 国家航天局. 北斗卫星导航系统空间信号接口控制文件公开服务信号 B1C、B2a(测试版)[R]. 中国卫星导航系统管理办公室, 2017.
China National Space Administration. The BDS satellite navigation system spatial signal interface control document of open service signal B1C、B2a (test version) [R]. China Satellite Navigation Office, 2017. (in Chinese)

[13] 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: 59 – 87, 191 – 203.
XIE Gang. Principles of GNSS: GPS, GLONASS, and Galileo [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2013: 59 – 87, 191 – 203. (in Chinese)

[14] 李彩华. 现代化 GNSS 信号收发信道关键技术研究[D]. 长沙: 国防科技大学, 2015: 31 – 63.
LI Caihua. Study on key techniques of the generating and receiving channel for GNSS modernization [D]. Changsha: National University of Defense Technology, 2015: 31 – 63. (in Chinese)

[15] 侯利民, 孙宝升, 陆晓明. 群时延特性对卫星高速数传中继系统的影响[J]. 飞行器测控学报, 2006, 25(2): 54 – 58.
HOU Limin, SUN Baosheng, LU Xiaoming. Impact of group delay on BER performance in high date rate satellite relay systems[J]. Journal of Spacecraft TT&C Technology, 2006, 25(2): 54 – 58. (in Chinese)

[16] 波扎 D M. 微波工程[M]. 3 版. 张肇仪, 周乐柱, 吴德明, 等, 译. 北京: 电子工业出版社, 2014: 335 – 343.
Pozar D M. Microwave engineering[M]. 3rd ed. Translated by ZHANG Zhaoyi, ZHOU Lezhu, WU Deming, et al. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2014: 335 – 343. (in Chinese)