

卫星导航接收机中积分清零器的性能分析*

刘瀛翔, 唐小妹, 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:为了使跟踪环路得到最高的输入信噪比, 卫星导航接收机在时延估计时应使用匹配滤波器。但出于节省硬件资源的考虑, 卫星导航接收机通常采用积分清零器完成相关运算。然而积分清零器相对于匹配滤波器存在性能损耗, 对此目前尚无量化的结论。本文推导出积分清零器性能损耗的解析表达式, 并使用 Monte Carlo 仿真的方法验证结论的正确性。理论和仿真结果表明当采样率为 2 倍的前端带宽时, 积分清零器相比匹配滤波存在约 0.44dB 的损耗, 当采样率提高到 4 倍信号带宽时, 积分清零器的性能损耗几乎可以忽略。该结论对卫星导航接收机的设计具有重要的意义。

关键词: 卫星导航; 解扩; 积分清零器; 匹配滤波; 性能损耗

中图分类号: TN958 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2013)02-0104-05

Performance of integrate and dump filters in GNSS receivers

LIU YingXiang, TANG XiaoMei, WANG FeiXue

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

Abstract: In global navigation satellite system (GNSS) receivers, matched filters should be applied in time delay estimation to maximize signal-to-noise ratio of tracking loops. Integrate and dump filters are often used as a simplification to reduce hardware cost; however, there is no quantitative conclusion about its performance degradation yet. To deal with this issue, analytical expression of performance degradation is derived, and Monte Carlo simulations are given to support the analysis. Theoretical and simulated results show that the performance degradation is about 0.44dB if sampling frequency is twice of signal bandwidth, and it can be neglected if sampling frequency is increased to four times of signal bandwidth.

Key words: satellite navigation; despreading; integrate and dump filters; matched filters; performance loss

卫星导航系统的出现使众多需要导航、定位、授时的领域发生了革命性的变化。为了能够在同一载频上发射不同的卫星信号, 并提高信号的抗干扰性能, 卫星导航信号使用直序列扩频体制^[1]。

为了获得扩频增益与电文解调, 卫星导航接收机需要对接收信号作解扩操作。在 GPS 发展初期, 由于数字器件水平的限制, 卫星导航接收机的信号处理单元使用模拟匹配滤波器完成信号的

跟踪处理, 仅在导航解算部分使用数字处理器^[2]。随着数字器件的快速发展, 目前几乎所有的卫星导航接收机均采用全数字中频结构, 甚至出现了直接射频采样的全数字接收机^[3-4]。但由于功耗和处理能力的限制, 直接射频采样的接收机尚未得到广泛应用, 基于中频采样的数字接收机仍然是主流。卫星导航数字中频接收机的结构如图 1 所示^[5]。

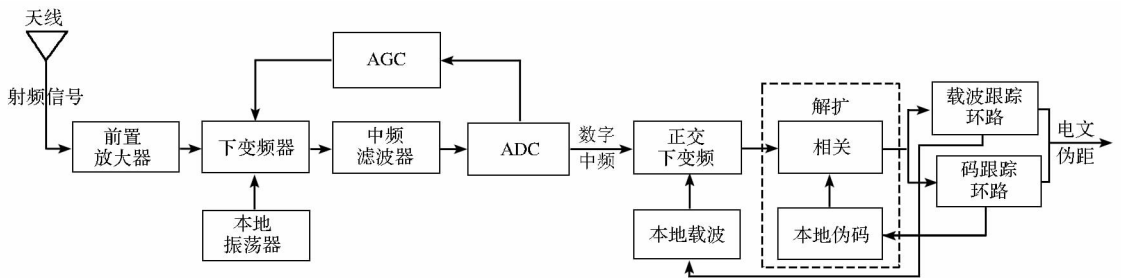


图 1 GNSS 数字中频接收机的结构框图

Fig. 1 Scheme of GNSS digital intermediate frequency receivers

* 收稿日期: 2012-06-07

基金项目: 中国卫星导航年会青年优秀论文资助课题(CSNC2011-QY-06)

作者简介: 刘瀛翔(1986—), 男, 江苏盐城人, 博士研究生, E-mail: inshine1986@gmail.com;

王飞雪(通信作者), 男, 教授, 博士, 博士生导师, E-mail: wangfeixue365@sina.com

卫星导航接收机解扩后的信噪比直接关系到载波跟踪和码跟踪的精度,从而影响用户的定位精度和电文解调的误码率。为了使信噪比最高,全数字中频接收机应使用数字匹配滤波器的实现方式^[6-7]。

当卫星导航接收机使用数字匹配滤波器时,本地伪码需要使用多 bit 量化。由于卫星导航接收机需要使用多个通道同时跟踪多颗卫星,因此对本地伪码进行多 bit 量化必然会成倍地增加系统所需的相关器资源。为了减小硬件资源,大多数卫星导航接收机并不采用数字匹配滤波器的实现结构,而是采用数字相关器和环路反馈的方式完成解扩操作。数字相关器(导航接收机中通常称为积分清零器)由异或和加法器组成,本地伪码仅使用 1bit 量化,因此可以有效地减少接收机所需的相关器资源。在无限带宽情况下,积分清零器和数字匹配滤波器的检测性能完全等价。但由于卫星发射带宽和接收机前端滤波器的影响,接收信号不再是矩形波的形式,因此在实际情况下,积分清零器的检测性能相比匹配滤波器存在损耗。文献[8]通过仿真的方法,提出积分清零器相对于匹配滤波器存在一定的性能损耗,但是并无定量的分析。由于本地伪码的量化误差不具有平均分布的特性,而文献[9-11]对量化损耗的分析均是假定量化误差服从平均分布,因此结论并不适用于积分清零器性能损耗的分析。

随着用户对卫星导航接收机性能要求的不断提高,积分清零器引入的性能损耗已经无法忽略,因此对积分清零器性能损耗的理论分析具有重要的实际意义。

1 信号模型

卫星导航数字中频接收机首先通过模拟下变频将天线接收到的射频信号变至中频,然后再对模拟中频信号进行采样和量化。因为中频带通采样的频率一般远大于两倍的信号带宽,所以中频带通采样对载噪比的影响可忽略。为了简化分析过程,这里直接从零频复信号开始分析。导航接收机的解扩过程可等效为图2所示的模型。

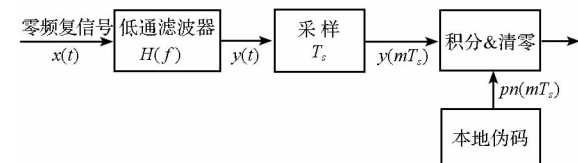


图2 导航接收机信号解扩的信号模型

Fig.2 Signal model of despreading in GNSS receivers

图2中的零频复信号可建模为

$$x(t) = \sqrt{C}d(t - \tau_0)pn(t - \tau_0)e^{j\varphi} + n(t) \quad (1)$$

其中 C 表示信号功率, τ_0 表示信号的传输时延, $d(t)$ 表示调制的导航电文, $pn(t)$ 表示扩频码, $n(t)$ 表示复噪声, 其双边功率谱密度为 N_0 , 则信号的载噪比 CNR 为 C/N_0 。下文的分析假定扩频码为无周期码, 故分析时将不考虑信息码调制的影响。

使用其频谱, 可将零频复信号 $x(t)$ 表示为

$$x(t) = \frac{\sqrt{C}}{2\pi} e^{j\varphi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{pn}(\omega) e^{j\omega(t - \tau_0)} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} N(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (2)$$

其中 $S_{pn}(\omega)$ 表示扩频码 $pn(t)$ 的频谱, $N(\omega)$ 表示复噪声的频谱。

经过低通滤波器 $H(\omega)$ 后得到的零频复信号为

$$y(t) = \frac{\sqrt{C}}{2\pi} e^{j\varphi} \int_{-\infty}^{+\infty} S_{pn}(\omega) H(\omega) e^{j\omega(t - \tau_0)} d\omega + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} N(\omega) H(\omega) e^{j\omega t} d\omega \quad (3)$$

下面即根据式(3)所示的信号模型, 推导出导航接收机使用积分清零器的性能损耗。

2 性能损耗

性能损耗定义为

$$D = \frac{CNR_e}{CNR} \quad (4)$$

其中 CNR 表示输入信号的载噪比, CNR_e 称为等效载噪比, 表示使用无限带宽的匹配滤波器达到与图2解扩系统相同检测性能时输入信号所需的载噪比。下文分别用 D_{MF} 和 D_{ID} 表示导航接收机使用匹配滤波和积分清零器的性能损耗。

假设离散信号的采样率 $\omega_s = 2\pi f_s$, 对应的采样间隔 $T_s = 1/f_s$, 则采样信号可表示为式(5)

$$\begin{aligned} y(mT_s) &= \frac{\sqrt{C}}{2\pi T_s} e^{j\varphi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{pn}(\omega - k\omega_s) H(\omega - k\omega_s) \cdot \\ &\quad e^{j\omega(mT_s - \tau_0)} d\omega \\ &\quad + \frac{1}{2\pi T_s} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} N(\omega - k\omega_s) H(\omega - k\omega_s) \cdot \\ &\quad e^{j\omega m T_s} d\omega \\ &\approx \frac{\sqrt{C}}{2\pi T_s} e^{j\varphi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} S_{pn}(\omega) H(\omega) e^{j\omega(mT_s - \tau_0)} d\omega \\ &\quad + \frac{1}{2\pi T_s} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} N(\omega) H(\omega) e^{j\omega m T_s} d\omega \\ &\triangleq s(mT_s) + n(mT_s) \end{aligned} \quad (5)$$

上式(5)中的近似是由于地面接收到的导航信号的强度一般远低于噪声, 因此在计算噪声功

率时可以忽略频谱混叠引入的噪声项。

导航接收机将零频复信号和本地复现码进行相关处理,其表达式为

$$z = E \{ s(mT_s)pn(mT_s - \tau_0 - \Delta\tau) + E \{ n(mT_s)pn(mT_s - \tau_0 - \Delta\tau) \} \} \quad (6)$$

$$\triangleq z_s + z_n$$

其中 z_s 表示相关值中时延估计的有用信号分量, z_n 表示相关值中的噪声分量, $pn(mT_s)$ 表示本地复现的扩频码, $\Delta\tau$ 表示信号传输时延的估计偏差,其频谱 $S_{pn}(\omega)$ 可以表示为

$$S_{pn}(\omega) = \frac{1}{T_s} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{pn}(\omega - k\omega_s) e^{-j\omega(\tau_0 + \Delta\tau)} \quad (7)$$

根据相关运算和卷积之间的关系,可以得到有用信号分量 z_s 为

$$z_s = E \{ s(mT_s)pn(mT_s) \}$$

$$= \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{m} \sum_{n=0}^{+\infty} s(mT_s)pn(mT_s + \tau) \Big|_{\tau=0}$$

$$= \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{mT_s} \frac{\sqrt{C}}{2\pi} e^{j\varphi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} S_{pn}(\omega) H(\omega) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{pn}^*(\omega - k\omega_s) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega$$

$$= \frac{\sqrt{C}}{2\pi} e^{j\varphi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \lim_{m \rightarrow \infty} \frac{1}{mT_s} S_{pn}(\omega) \cdot \sum_{k=-\infty}^{+\infty} S_{pn}^*(\omega - k\omega_s) H(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \quad (8)$$

由于频谱旁瓣的强度远低于主瓣,因此相关值中的有用信号分量可近似为

$$z_s \approx \frac{\sqrt{C}}{2\pi} e^{j\varphi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} G_{pn}(\omega) H(\omega) e^{j\omega\Delta\tau} d\omega \quad (9)$$

其中 $G_{pn}(\omega)$ 表示扩频码 $pn(t)$ 的功率谱密度。

当本地载波、复现码与接收信号完全同步时,有 $\Delta\tau = 0, \varphi = 0$ 。此时相关值中有用信号分量为

$$z_s = \frac{\sqrt{C}}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} G_{pn}(\omega) |H(\omega)| d\omega \quad (10)$$

下面通过分析噪声分量 z_n 的自相关函数得到其功率谱密度的表达式。由于本地伪码和噪声相互独立,且均值均为0,因此^[7]

$$R_{n'}(\tau) = R_{pn}(\tau)R_n(\tau) \quad (11)$$

其中 $R_{pn}(\Delta\tau), R_n(\Delta\tau)$ 分别表示扩频码和噪声的自相关函数。

对于 GNSS 接收机,影响其性能的主要是信号中心频点处的噪声功率谱密度^[12]。噪声在零频处的功率谱密度为^[13]

$$G_{N'}(\omega) \Big|_{\omega=0} = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{pn}(\tau)R_n(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau \Big|_{\omega=0}$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} R_{pn}(\tau)R_n(\tau) d\tau$$

$$= \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} G_{pn}(\omega)G_n(\omega) d\omega \quad (12)$$

其中 $G_{pn}(\omega), G_n(\omega)$ 分别表示本地伪码 $pn(mT_s)$ 和噪声 $n(mT_s)$ 的功率谱密度。

和式(8)类似的分析,可知

$$R_{pn}(\tau) \approx \frac{1}{2\pi} \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G_{pn}(\omega - k\omega_s) e^{j\omega\tau} d\omega \quad (13)$$

因此本地扩频码功率谱密度的表达式为

$$G_{pn}(\omega) \approx \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G_{pn}(\omega - k\omega_s) \quad (14)$$

根据噪声 $n(mT_s)$ 的频谱易知其功率谱密度为^[14]

$$G_n(\omega) = N_0 |H(\omega)|^2 \quad (15)$$

根据解扩后有用信号分量和噪声分量的值,可以得到等效载噪比为

$$CNR_e = \frac{z_s^2}{G_{N'}(\omega) \Big|_{\omega=0}}$$

$$= \frac{\left[\int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} G_{pn}(\omega) |H(\omega)| d\omega \right]^2}{2\pi \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G_{pn}(\omega - k\omega_s) |H(\omega)|^2 d\omega} CNR \quad (16)$$

由此可得 GNSS 接收机使用积分清零器的性能损耗为

$$D_{ID} = \frac{\left[\int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} G_{pn}(\omega) |H(\omega)| d\omega \right]^2}{2\pi \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G_{pn}(\omega - k\omega_s) |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (17)$$

当解扩系统使用匹配滤波器时,其性能损耗为^[7, 12]

$$D_{MF} = \frac{\left[\int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} G_{pn}(\omega) |H(\omega)| d\omega \right]^2}{2\pi \int_{-\omega_s/2}^{+\omega_s/2} \sum_{k=-\infty}^{+\infty} G_{pn}(\omega) |H(\omega)|^2 d\omega} \quad (18)$$

当 $H(\omega)$ 是单边带宽为 B 的理想低通滤波器时,式(17)和式(18)分别可以简化为

$$D_{ID} = \frac{\left[\int_{-2\pi B}^{+2\pi B} G_{pn}(\omega) d\omega \right]^2}{2\pi \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_{-2\pi B}^{+2\pi B} G_{pn}(\omega - k\omega_s) d\omega} \quad (19)$$

$$D_{MF} = \frac{\left[\int_{-2\pi B}^{+2\pi B} G_{pn}(\omega) d\omega \right]^2}{2\pi \int_{-2\pi B}^{+2\pi B} G_{pn}(\omega) d\omega} \quad (20)$$

根据积分清零器和匹配滤波器性能损耗的表

达式,可以得到积分清零器的性能损耗为

$$D_E = \frac{D_{ID}}{D_{MF}} = \frac{\int_{-2\pi B}^{+2\pi B} G_{pn}(\omega) d\omega}{\sum_{k=-\infty}^{+\infty} \int_{-2\pi B}^{+2\pi B} G_{pn}(\omega - k\omega_s) d\omega} \quad (21)$$

由式(19-20)可知,积分清零器和匹配滤波器得到的信号分量是相等的,均只和前端滤波器的单边带宽有关,但两者解扩后的噪声功率存在差别。对于匹配滤波器而言,只要采样率大于 2 倍的信号单边带宽,则采样率对其性能几乎没有影响;但对于积分清零器而言,基带信号的采样率对其性能有较大影响。

由于数字采样的作用,积分清零器本地扩频码的频谱会发生混叠,从而使得带内的噪声功率变大。当采样率较低时,扩频码频谱混叠的影响较大,因此积分清零器存在较大的性能损耗。根据积分清零器性能损耗的表达式,为了降低本地扩频码频谱混叠的影响,可以提高基带信号的采样率,或者在保持采样率和信号带宽相对关系不变的情况下,增大信号的前端带宽。这些结论可以指导卫星导航接收机的设计。

3 数值仿真

下面使用 Matlab 软件对上述结论进行数值仿真。仿真系统首先生成零中频的复信号,然后使用频域滤波的方法对基带信号进行理想的低通滤波。接收机分别使用积分清零器和匹配滤波器进行解扩操作,为了能够准确地估计出解扩后的信噪比,进行长时间的相关处理。通过统计相关值的均值和方差,可以估计出解扩后的信噪比和等效的载噪比,从而得到两种方式下的性能损耗。仿真系统的组成如图 3 所示:

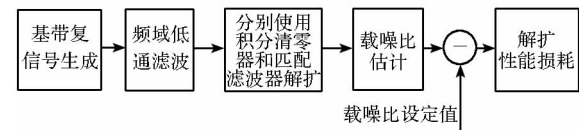


图 3 仿真系统组成框图

Fig. 3 Scheme of simulation

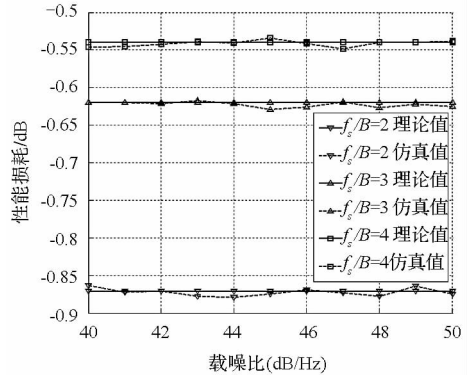
仿真时采用的具体参数如表 1 所示:

表 1 仿真参数表

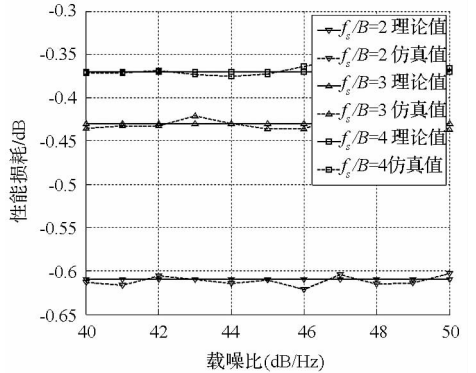
参数取值	扩频码率	扩频码周期	信号载噪比	多普勒频率	相关时长	估计时长
	1.023MHz	1ms	40~50dBHz	0Hz	100ms	10s

由于性能损耗只与扩频码率和带宽、采样率之间的比值有关,而与扩频码率的绝对值无关,因此下面在给出仿真结果时,带宽和采样率均使用扩频码率进行归一化。当采样率 f_s 为前端单边带宽 B 的 2 倍,3 倍,4 倍时,卫星导航接收机使用积分清零器时性能损耗的仿真值和理论值如图 4 所示。

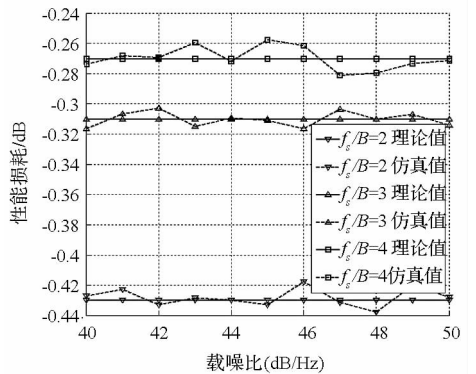
上述的仿真结果表明积分清零器性能损耗的仿真值和理论值非常吻合,从而证明本文推导的表达式可以准确衡量积分清零器的性能损耗。



(a) $B/f_c=1$



(b) $B/f_c=1.5$



(c) $B/f_c=2$

图 4 不同带宽和采样率下积分清零器的性能损耗

Fig. 4 Performance degradation of integrate and dump filters with different B and f_s

在不同带宽和采样率下,使用积分清零器相比匹配滤波额外损耗的仿真值和理论值如图 5

所示。

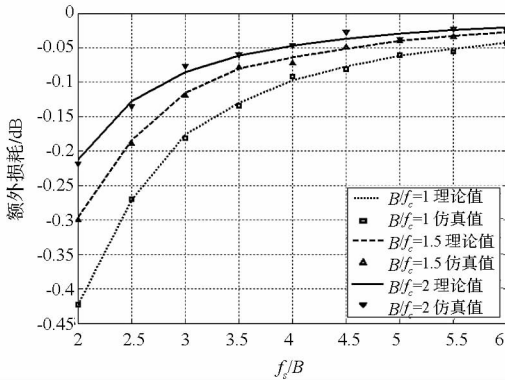


图 5 不同带宽和采样率下积分清零器相比匹配滤波的性能损耗

Fig. 5 Performance degradation of integrate and dump filters compared with matched filters

由图 5 可见,当采样率相对信号带宽较小时,积分清零器相对匹配滤波器存在较大的性能损耗;当采样率大于等于 4 倍信号单边带宽时,积分清零器相对匹配滤波器的性能损耗几乎可以忽略。另外,由图 5 还可以得到,信号带宽越大,积分清零器相对匹配滤波器的损耗越小。这是因为当信号带宽较大,接收到的扩频信号越接近理想的矩形波,此时对本地伪码进行 1bit 量化的影响也越小。

4 结论

本文的理论分析表明积分清零器仅是数字匹配滤波器的近似,其性能存在一定的损耗,并且采样率相对于信号带宽越小,积分清零器相对于数字匹配滤波器的性能损耗越大。当基带信号的采样率为 2 倍的前端单边带宽时,使用积分清零器相对于匹配滤波器存在 0.44dB 的额外损耗。当采样率大于等于 4 倍的前端单边带宽时,积分清零器的性能损耗仅为 0.1dB。

因此,对性能要求苛刻的应用环境可以提高基带信号的采样率或者使用多 bit 量化的本地伪码,以达到匹配滤波的效果,从而提高接收机解扩的性能。上述结论对 GNSS 接收机解扩模块的设计具有一定指导作用,并且同样适用于其他具有相同特点的直序列扩频接收机。

参考文献 (References)

[1] 谢钢. GPS 原理与接收机设计 [M]. 北京:电子工业出版社, 2009.
XIE Gang. Principles of GPS and receiver design [M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009. (in Chinese)

[2] Parkinson B, Spilker J. Global positioning system: theory and applications [M]. AIAA, 1996.

[3] Psiaki M L, Akos D M, Thor J. A comparison of "Direct RF sampling" and "Downconvert & sampling" GNSS receiver architectures [C]//Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). 2003: 1941 - 1952.

[4] Psiaki M L, Powell S P, Jun H, et al. Design and practical implementation of multi-frequency RF front ends using direct RF sampling [C]//Proceedings of the 16th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS/GNSS 2003). 2003: 90 - 102.

[5] Kaplan E D, Hegarty C J. GPS 原理与应用 [M]. 第二版. 北京:电子工业出版社, 2006.
Kaplan E D, Hegarty C J. Understanding GPS: Principles and applications [M]. 2nd edition. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2009. (in Chinese)

[6] Kay S M. Fundamentals of statistical signal processing, Volume II: detection theory [M]. Upper Saddle River, New Jersey: Prentice Hall PTR, 1993.

[7] Holmes J K. Coherent spread spectrum systems [M]. New York: Wiley, 1982.

[8] Betz J W. Bandlimiting, sampling, and quantization for modernized spreading modulations in white noise [C]//Proceedings of the 21st National Technical Meeting of the Institute of Navigation (ION GNSS 2008). 2008: 980 - 991.

[9] Betz J W, Shnidman N R. Receiver processing losses with bandlimiting and one-bit sampling [C]//Proceedings of the 20th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GNSS 2007). 2007: 1244 - 1256.

[10] Chang H. Presampling filtering, sampling and quantization effects on the digital matched filter performance [C]//Proceedings of International Telemetering Conference, 1982.

[11] Aerts W, Bruyninx C, Defraigne P. Bandwidth and sample frequency effects in GPS receiver correlators [C]//Satellite Navigation Technologies and European Workshop on GNSS Signals and Signal Processing (NAVITEC), 2010 5th ESA Workshop on 2010: 1 - 7.

[12] 朱近康. CDMA 通信技术 [M]. 北京:人民邮电出版社, 2001.
ZHU Jinkang. CDMA communication technique [M]. Beijing: People Posts Telecom Press, 2001. (in Chinese)

[13] Oppenheim A V, Willsky A S, Nawab S H. Signals and systems, [M]. 2nd edition. Beijing: Electronics Engineering Press, 2002.

[14] 罗鹏飞, 张文明, 刘福声. 随机信号分析 [M]. 第二版. 长沙:国防科技大学出版社, 2000.
LUO Pengfei, ZHANG Wenming, LIU Fusheng. Stochastic signal analysis [M]. 2nd edition. Changsha: National University of Defense Technology Press, 2000.

[15] Widrow B, Koll L I, Liu M C. Statistical theory of quantization [J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1996, 45(2): 353 - 361.