

直接序列扩频信号仿真数据的高效生成方法*

倪少杰,许晓勇,葛锐,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:扩频技术在通信和卫星导航领域得到了广泛应用,传统仿真数据的生成方法存在计算量大、忽略信道影响因素,较难实现高精度生成等问题。结合扩频系统信号和噪声的特点,提出了基于扩频码码片相关的信号生成以及基于 AR 模型的带限高斯噪声生成两种高效仿真信号生成方式。该方法计算量相对于传统高精度方法可由 1GHz 的生成速率降低至码片速率级的数据生成速率,同时保证了信号生成的灵活性和可控性。相关结果可用于现代化导航接收机的仿真数据快速生成。

关键词:直接序列扩频;GNSS;信号建模;数据仿真;高效生成

中图分类号: TN921.7 **文献标识码:** A **文章编号:** 1001-2486(2012)02-0051-04

Efficient generation method of direct sequence spread spectrum simulation data

NI Shaojie, XU Xiaoyong, Ge rui, WANG Feixue

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

Abstract: Spread spectrum technology has been widely used in the field of communication and satellite navigation. Traditional methods to generate simulation data have heavy computation burden, ignoring the channel factors and other issues. Considering characteristics of spread spectrum systems signals and noise, a fast and efficient method is presented to generate signals based on spreading code chip and band-limited Gaussian noise based on AR model. Compared with the conventional high-precision methods, the complexity of calculation decreased from 1GHz rate to chip rate, and maintained the flexibility of signal generation and channel factors control at the same time. This research can be used in the simulation of modern GNSS receivers.

Key words: direct sequence spread spectrum; GNSS; signal modeling; data simulation; efficient generation

扩频技术因为其良好的隐蔽性和抗干扰性,在通信、导航和测控领域得到了广泛应用。直接序列扩频(DSSS)是扩频的一种方式,它通过在二元信息数字序列调制高速的伪随机码来实现频谱扩展^[1]。在扩频前,数字信号的码率一般在 50Hz~1MHz,经过频谱扩展之后,其码率可达 1MHz~100MHz。

关于扩频信号的仿真数据生成,目前已有许多文献进行了阐述^[2-4]。扩频信号的生成一般有两种方式。一种是采用相关后模型,该模型可以有效缩短仿真时间,但对相关后的结果进行建模,忽略了码片级的细节,文献[5]对该模型进行了详细的分析;另一种是相关前模型,这种模型可以实现高保真的扩频信号生成,缺点是仿真运算量大,生成效率不高。为保证信号生成的高保真特性,本文采用相关前模型,同时结合扩频信号自身特点,提出了一种高效的信号源计算机实现方法。

目前,大部分扩频信号生成方式没有给出信道滤波器的影响,而大量研究表明,信道滤波器的通道非理想特性对高精度测距将产生很大的影响^[6-11],因此在进行信号生成时最好能考虑信道滤波器对信号的影响。

1 数据生成模型

对于一个 DSSS 系统,其基带信号处理之前的信号模型可用图 1 来表示。这里信号滤波器和噪声滤波器独立设置,使得模型更具有有一般性。此外,图 1 中没有画出混频电路,但是利用信号的等效低通表示方法^[1],可使该模型方便地应用于带通信号的建模。我们需要获得的仿真数据就是图中的 $z(n)$ 。

图 1 中,扩频信号的表达式为 $s(t) = AD(t)c(t)$,其中 $D(t)$ 是码宽为 T_b 的二元信息, $c(t)$ 是码宽为 T_c 的扩频码,它们均取 ± 1 ,一般 $T_b/T_c \geq 1$ 。

* 收稿日期:2011-12-07

作者简介:倪少杰(1978—),男,山东莱阳人,讲师,博士研究生,E-mail:n_s_j@126.com

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

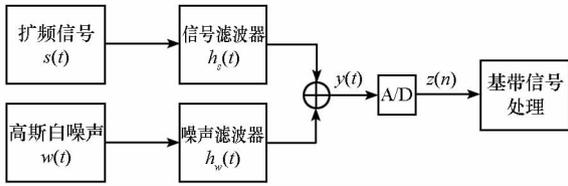


图 1 仿真数据的连续模型

Fig. 1 Continuous model of simulation data

$100^{[1]}$, A 是信号的幅度。 $w(t)$ 是功率谱密度为 $N_0/2$ 的零均值高斯白噪声, 它表征了高斯信道噪声和接收机的热噪声。 $h_s(t)$ 为 A/D 采样之前所有信号滤波器综合后的等效形式, $h_w(t)$ 为 A/D 采样之前所有噪声滤波器综合后的等效形式, 我们假定是线性时不变的。滤波器带宽与扩频码的码率相当, 其时域波形可看成时间有限的(超过一定时间间隔之后, 波形已经衰减到很小了)。A/D 是一个采样过程, 假定采样间隔为 T_s , 则其输出表达式为

$$\begin{aligned} z(n) &\triangleq y(nT_s) \\ &= [AD(t)c(t) * h_s(t) + w(t) * h_w(t)] \big|_{t=nT_s} \\ &= \int_{-\infty}^{+\infty} AD(\tau)c(\tau)h_s(nT_s - \tau) d\tau \\ &\quad + \int_{-\infty}^{+\infty} w(\tau)h_w(nT_s - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (1)$$

计算机只能计算处理离散的数值信号, 而在连续模型中, 用到了连续积分, 需要用离散求和逼近。假定离散化的基本分析间隔 T_B 足够小, 确保扩频信号波形基本不失真, 则式(1)中的第一项扩频信号可表示为

$$\begin{aligned} z_s(n) &= \sum_i \int_{iT_B}^{(i+1)T_B} AD(\tau)c(\tau)h_s(nT_s - \tau) d\tau \\ &\approx AT_B \sum_i D(iT_B)c(iT_B)h_s(nT_s - iT_B) \end{aligned} \quad (2)$$

文献[12]指出, 为使波形不失真, 要求 $T_c/T_B > 100$ 。因此这种离散化数据更新率可达到 GHz 级。

式(1)中的第二项噪声部分可表示为

$$\begin{aligned} z_w(n) &= \sum_i \int_{iT_B}^{(i+1)T_B} w(\tau)h_w(nT_s - \tau) d\tau \\ &\approx \sum_i h_w(nT_s - iT_B) \int_{iT_B}^{(i+1)T_B} w(\tau) d\tau \\ &\triangleq \sum_i h_w(nT_s - iT_B)w_i \end{aligned} \quad (3)$$

由于 $w(t)$ 为零均值高斯白噪声, 其分段积分数值 w_i 为零均值高斯白序列, 方差为

$$\begin{aligned} E[w_i w_i] &= \int_{iT_B}^{(i+1)T_B} \int_{iT_B}^{(i+1)T_B} E[w(u)w(v)] du dv \\ &= \frac{N_0}{2} T_B \end{aligned} \quad (4)$$

2 快速生成方法

通过公式(2)、(3)生成基带信号处理所需的输入数据基于 T_B 间隔的数据计算得到, 其数据速率可达到 GHz 量级。事实上, 利用扩频信号和噪声的特性, 我们可以使信号生成的运算量仅与 T_s 相关而与 T_B 无关, 从而可以通过减小 T_B 的方式提高采样数据的逼真度而不增加运算量。为了使计算机生成数据方便, 令 T_B 足够小, 且满足 $T_s = M_s T_B, T_c = M_c T_B$ 。

2.1 扩频信号的生成

由于 $D(t)$ 和 $c(t)$ 的取值为 ± 1 , 而且在扩频系统中两者的边沿对齐, 假定时刻 0 为它们的符号边沿, 则在时间段 $mT_c \sim (m+1)T_c$ 内 $D(t)$ $c(t)$ 的数值不会改变, 记为 c_m , 取值为 ± 1 , 则式(2)可改写为

$$\begin{aligned} z_s(n) &= \sum_m \int_{mM_c T_B}^{(m+1)M_c T_B} Ac_m h_s(nM_s T_B - \tau) d\tau \\ &= \sum_m Ac_m \int_0^{M_c T_B} h_s(nM_s T_B - mM_c T_B - \tau) d\tau \end{aligned} \quad (5)$$

式(5)比较复杂, 可将其简化为

$$z_s(n) = \sum_m Ac_m H_s(M_{m,n} T_B) \quad (6)$$

其中:

$$M_{m,n} \triangleq nM_s - mM_c \quad (7)$$

$$H_s(t) \triangleq \int_0^{M_c T_B} h_s(t - \tau) d\tau \quad (8)$$

由于 $H_s(t)$ 在各个 T_B 间隔采样点的数据可事先计算并存储, 且忽略数值较小的点, 从而存储是有限的。数据生成只需根据 m 和 n 获得 $M_{m,n}$ 和 c_m 值, 从而可以得到 T_s 采样时刻的数值。这样信号部分的数据计算已经从先前的 T_B 间隔计算减少到 T_c 间隔的数据运算, 运算量大大减少。由于运算量与 T_B 无关, 可以减小 T_B 以满足某些高精度仿真的场合, 其代价是 $H_s(t)$ 表格的规模将线性增大。

2.2 基于 AR 过程的快速噪声生成

对于噪声的生成也可以利用高斯序列的优良特性, 从而快速生成。在式(3)中 $z_w(n)$ 由高斯白序列 w_i 线性变换后得到, 因此还是高斯序列。对于高斯分布的随机变量而言, 其分布特征完全由变量的一阶矩和二阶矩决定。换言之, 一旦我们计算出噪声在 T_s 抽取后的一阶矩和二阶矩, 则只需设计一个 T_s 抽样间隔下的数字滤波器, 使得高斯白序列经该滤波器之后的阶矩与先前计算的相

同,即可保证有相同的统计特性。

我们用 AR 过程来建立 $z_w(n)$ 的模型,从而噪声生成滤波器可设计成一个 N 阶 FIR 滤波器,如图 2 所示。其中,滤波器的输入 $v(n)$ 为 T_s 间隔的方差为 1 的高斯白序列,滤波器的系数 $g(n)$ 可通过对 $z_w(n)$ 的功率谱密度进行谱分解计算得到。滤波器系数可事先计算并存储。滤波器的输出即为满足要求的高斯随机变量。

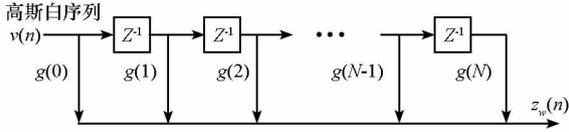


图 2 相关噪声生成滤波器结构

Fig. 2 Filter structure to generate noise

由于滤波器系数可以离线计算,这样噪声生成的输入数据速率也从 $1/T_B$ 降低到 $1/T_s$,提高了计算效率。

2.3 仿真数据的生成

前面分别介绍了滤波后的信号和噪声的生成方式,最终的仿真数据生成框图如图 3 所示。

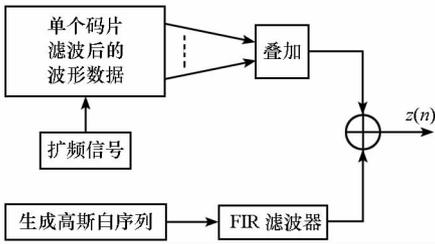


图 3 仿真数据的生成框图

Fig. 3 Scheme of simulation data generation

由图 3 可知,所有信号的运算都是在最终的采样率即 $1/T_s$ 下进行,与前端离散化处理的采样率无关,因此用该方法允许前端用非常高的采样率离散化而不会增加运算量。图 3 中,单个码片波形数据的采样间隔可根据应用需求来设定,如在高精度测距应用中,其间隔可设为 1ns,对于 $1\mu s$ 的码宽,波形截断为 $10\mu s$,则需存储 10 000 个数据点。

3 运算量评估

3.1 伪码信号生成的运算量评估

伪码信号生成把常规的生成式(2)简化为式(6)。对于给定的 $h_s(t)$ 和 $H_s(M)$,可事先计算获得。因此数据的计算可以从常规的 T_B 间隔计算减少到 T_c 间隔,约提高了 M_c 倍。

如果某个高精度仿真系统,码片宽度 T_c 为

976ns,基本分析间隔 T_B 为 1ns,则快速计算方法的速度可提高 976 倍。

从式(6)还可以看出,快速生成方法的运算量与分析间隔 T_B 无关,因此可以根据仿真精度的要求,适当降低 T_B 。

3.2 噪声生成的运算量评估

由于 AR 模型的参数可以事先计算获得,同时考虑到高斯白序列的计算,最复杂最占资源,因此运算量评估可考察新旧方法对白序列数量的需求获得。

快速生成算法的高斯白序列每 T_s 数据时间间隔生成一个,而在传统的方法中需要 T_B 时间产生一个,因此计算效率可提高 M_s 倍。仍以伪码信号生成评估中的例子,取采样率为扩频码率的两倍,则快速计算方法的速度可提高 488 倍。噪声生成的快速方法其运算量也与 T_B 无关。

4 仿真验证

具体的仿真验证框图如图 4 所示。两个扩频信号仿真数据生成模块采用本文提出的方法分别生成原始扩频信号 $z(n)$,两者合成后通过通道滤波器 $h_1(n)$ 、 $h_2(n)$ 的信号分别为 $z_1(n)$ 与 $z_2(n)$,软件接收机对这两路信号分别进行跟踪处理进而得到两路信号与原始扩频信号的相关函数 $R_1(\tau)$ 、 $R_2(\tau)$,将两者与理论的相关函数做对比可验证扩频信号仿真数据生成的正确性。两路信号与原始扩频信号相关函数的理论表达式为:

$$R'_1(\tau) = \int_{-b_1}^{b_1} \text{sinc}^2(f) H_1(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (9)$$

$$R'_2(\tau) = \int_{-b_2}^{b_2} \text{sinc}^2(f) H_2(f) e^{j2\pi f\tau} df \quad (10)$$

其中 $H_1(f)$ 与 $H_2(f)$ 分别为通道滤波器 $h_1(n)$ 和 $h_2(n)$ 的频域表达式, b_1 、 b_2 分别为通道滤波器的归一化带宽。

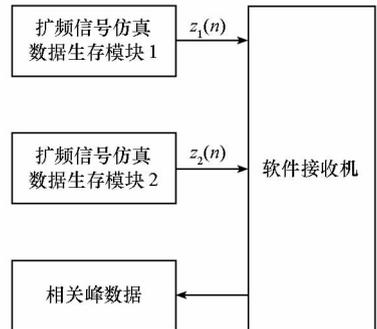


图 4 仿真验证框图

Fig. 4 Scheme of emulation test

仿真条件设置如下:扩频码率为 10MHz,

通道滤波器 1 为理想低通滤波器,单边带带宽为 1 倍码率,即 $b_1 = 1$;通道滤波器 2 的单边带带宽为 1 倍码率,即 $b_2 = 1$,其幅频特性理想,群时延特性为抛物线形状,群时延波动在带内的波动幅度为 100ns,如图 5 所示。采用抛物线群时延特性的滤波器是因为其在实际工程中较为常见。

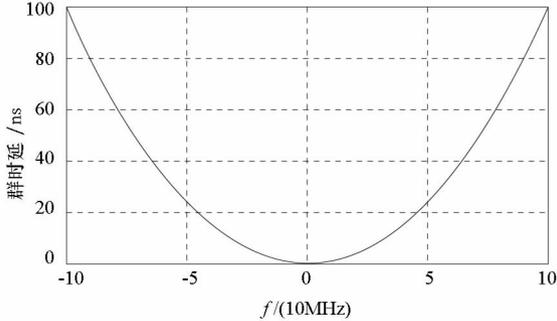


图 5 通道滤波器 2 的群时延特性
Fig. 5 Group delay of channel filter 2

图 6 为软件接收机对两路生成信号进行处理得到的相关函数,经比较其与理论相关函数完全吻合,这验证了本文所提出的扩频信号仿真数据生成方法的有效性。

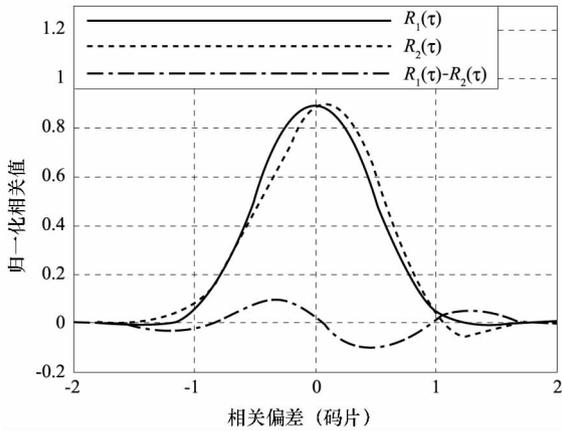


图 6 相关函数比较
Fig. 6 Comparison of correlator function

另外,可以发现通道非理想对相关峰有明显影响,这说明信道的非理想特性在高精度测距等仿真过程中不可忽略,而本文提出的方法可灵活控制信道影响因素。

5 结束语

提出的信号源生成方法使信号生成的运算量与最小数据分析间隔无关,而仅与扩频码的码宽以及最终采样间隔相关,从而在保证信号生成质量的同时有效降低了运算量,加快扩频信号的仿真速度。同时,该方法充分考虑到了信道模型对仿真数据的影响,这对高精度测距等场景下的仿

真具有重要意义。相关成果可用于 CDMA、GPS、北斗二号等直接序列扩频信号仿真数据的快速生成。

参考文献 (References)

- [1] Porakis J G. Digital Communications [M]. 3rd ed. Beijing: Electronic Industry Press, 1998.
- [2] 宋金玲,蔡丽. 扩频通信系统的实验设计[J]. 实验技术与管理, 2008, 25(9): 86-88.
SONG Jinling, CAI Li. Simulation design of spread spectrum communication experiment system [J]. Experimental Technology and Management, 2008, 25(9): 86-88. (in Chinese)
- [3] 朱璇,何海波,周巍,等. GPS 数字中频信号仿真[J]. 测绘工程, 2009, 18(2): 38-41.
ZHU Xuan, HE Haibo, ZHOU Wei, et al. Simulation of digital GPS IF signal [J]. Engineering of Surveying and mapping, 2009, 18(2): 38-41. (in Chinese)
- [4] 康嵩山,黄勇,张望全,等. GPS 中频信号源及精频捕获仿真[J]. 计算机技术与发展, 2010, 20(6): 43-50.
KANG Songshan, HUANG Yong, ZHANG Wangquan, et al. GPS signal source of intermediate frequency and fine frequency acquisition simulation [J]. Computer Technology and Development, 2010, 20(6): 43-50. (in Chinese)
- [5] Golshan A R. Post-correlator modeling for fast simulation and joint performance analysis of GNSS code and carrier tracking loops [C]//Proceedings of the 2006 National Technical Meeting of The Institute of Navigation, Monterey, CA, January 2006: 312-318.
- [6] Betz J W. Generalized theory of GPS code tracking accuracy with an early-late discriminator, part 1: lower bound and coherent processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1538-1556.
- [7] Betz J W. Generalized theory of GPS code tracking accuracy with an early-late discriminator, part 2: noncoherent processing and numerical results [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2009, 45(4): 1557-1564.
- [8] Soellner M. The impact of linear and non-linear signal distortions on Galileo code tracking accuracy [C]// Proc of ION GPS, OR, Portland, September 2002: 1270-1285.
- [9] Adams D. The effects of SAW GROUP delay ripple on GPS and glonass signal [M]. NovAtel Inc, Calgary Alberta, 2005.
- [10] Revol M, Guichon H. Group delay and carrier phase bias assessment and performances impacts on GALILEO thales test user receiver [J]. ENC GNSS, 2009.
- [11] Felhauer T. On the impact of RF front-end group delay variations on GLONASS pseudorange accuracy [C]// Proc of Inst of Navigation, Kansas City, MO, USA, February, 1997: 1527-1532.
- [12] Beaulieu N C, Leung C. On the performance of three suboptimum detection schemes for binary signaling [J]. IEEE Trans. on Communications, 1985, 33(3): 241-245.