

## 一种新的多通道扩频接收机中频噪声模拟算法

宋峙峰 崔巍 付竹 张阁  
(北京理工大学信息科学技术学院 北京 100081)

**摘要:** 该文提出了一种新的多通道直接序列扩频接收机中频回波噪声模拟算法。该算法将通道间扩频信号互相关的影响等效为噪声叠加,由此提出了一种新的适用于多通道直接序列扩频信号合成并保证输出功率恒定的比例因子计算方法,并将该方法成功应用于某多通道直接序列扩频接收机的中频回波噪声模拟中。实验结果表明利用该方法产生的中频信号信噪比模拟精度远优于传统的实现方法。

**关键词:** 直接序列扩频; 中频信号模拟; 高斯白噪声; 信噪比

**中图分类号:** TN955+.1

**文献标识码:** A

**文章编号:** 1009-5896(2010)07-1703-04

**DOI:** 10.3724/SP.J.1146.2008.01464

## A New Algorithm of IF Noise Simulation for a Multichannel Spread-Spectrum System

Song Zhi-feng Cui Wei Fu Zhu Zhang Ge

(College of Information Science Technology, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

**Abstract:** A new algorithm of IF noise simulation for a multichannel direct spread-spectrum system is proposed. The influences between each channel of spread-spectrum signals are treated as noise in this algorithm. A new algorithm of proportional divisor that is suitable for the signals mixture of a multichannel spread-spectrum system is put forward based on this noise simulation algorithm. This algorithm is applied successfully to an IF signal simulator of one multichannel direct spread-spectrum system. The experimental results show that the precision of IF signal generated by this algorithm is much better than it generated in traditional way.

**Key words:** Direct spread-spectrum system; IF signal simulation; WGN; SNR

### 1 引言

非相干扩频测控系统完成非相干情况下地面站与星载应答机之间距离、速度、星地时差的测量以及星地设备之间的遥控和遥测。非相干扩频测控系统的核心电路是星载应答机多通道直接序列扩频信号处理电路。扩频应答机中频接收信号产生和模拟电路可以用于静态或动态地模拟由地面站发射经扩频应答机接收后输出的中频接收信号,用以验证非相干扩频应答机的静态和动态测量精度。扩频应答机中频接收信号产生和模拟电路的核心为多通道直接序列扩频中频回波模拟电路,即接收机热噪声与直接序列扩频信号合成后的混合信号产生电路。

本文介绍了一种新的多通道直接序列扩频接收机中频回波噪声模拟算法。该算法可根据任意设定的信噪比产生精确的接收机热噪声与多通道直接序列扩频信号的合成信号。并且提出了一种用于多通道直接序列扩频信号合成的比例因子计算方法。实

验结果表明利用该方法产生的中频扩频合路信号信噪比模拟精度远强于传统的实现方法<sup>[1,2]</sup>。

### 2 噪声产生及模拟算法

高斯白噪声本质上是具有高斯分布的随机序列。高斯白噪声的产生通常有两种方法:直接产生方法和间接产生方法。直接产生方法是指直接使用专用噪声发生器来产生所谓的真随机噪声,这些产品具有良好的噪声性能及适用于不同需要的技术特性,但缺点是所产生的噪声可重复性差,因而对于特定的实验场景的恢复较为困难。另一种产生噪声的方法即间接产生方法是采用数字方法产生伪随机序列,通过D/A器件转化为白噪声信号<sup>[3,4]</sup>。使用数学方法在计算机或专用集成电路上产生的随机数应被称为伪随机数,因为这样的随机数实际上是由递推公式计算出来的,从产生机理上并不具有真正的随机性,但是这些由公式计算出来的序列可以当作统计上的随机序列加以利用。本设计中的噪声模拟采用间接产生法,根据Box-Muller变换抽样法作为数学模型,通过超大规模FPGA实时计算得到数字高斯白噪声,与直接序列扩频信号进行精确合成后,

通过 D/A 转换器得到所需模拟的中频扩频信号。

### 2.1 噪声产生方法(Box-Muller 变换法)

Box-Muller 变换抽样公式为

$$\begin{cases} x_1 = \sqrt{-2 \ln r_1} \cdot \cos 2\pi r_2 \\ x_2 = \sqrt{-2 \ln r_1} \cdot \sin 2\pi r_2 \end{cases} \quad (1)$$

其中  $r_1$  和  $r_2$  是两个在  $[0,1]$  区间内独立的均匀分布随机数, 则  $x_1$  和  $x_2$  相互独立并且均服从标准正态分布<sup>[5,6]</sup>。

由式(1)可知, 如果能够产生两个在  $[0,1]$  区间内独立分布的均匀随机序列, 利用 Box-Muller 变换抽样公式就可以得到两个相互独立的标准正态分布随机序列。利用该方法得到的随机数精度高, 计算速度快, 而且可以同时产生一对相互独立的标准正态分布随机数, 是一种性能优良的高斯白噪声合成方法。

### 2.2 单通道噪声模拟算法

在该设计中信号与噪声的信噪比比例因子的计算是在保证多通道直接序列扩频中频回波模拟电路输出的总功率恒定的情况下进行的。比例因子的功能是调节信号以及噪声的功率比, 使多通道直接序列扩频中频回波模拟电路产生的包含噪声的合路中频扩频信号的信噪比满足要求。

假设模拟器模拟的为单通道测量信号, 则包含加性高斯白噪声的中频扩频发射信号的形式可以表示为

$$S_n = K_s \cdot S + K_n \cdot N \quad (2)$$

式中  $S_n$  为噪声与中频信号的合成信号;  $S$  为调制了伪码和中频载波的中频扩频信号;  $K_s$  为信号的比例因子;  $K_n$  为噪声的比例因子;  $N$  为加性高斯白噪声。由式(2)可知信号的功率为  $P_s = (K_s^2/2)A^2$ , 噪声功率为  $P_n = K_n^2\sigma^2$ ; 则信号的信噪比计算公式如下:

$$\text{SNR} = 10 \lg \frac{K_s^2 A^2}{2\sigma^2 K_n^2} \quad (3)$$

式中  $A$  为中频扩频信号  $S$  的幅度;  $\sigma$  为噪声的方差; SNR 为中频扩频发射信号  $S_n$  的信噪比。

中频载波为使用直接数字信号合成方法产生的幅度为 1 的正弦波, 伪码调制方式为 BPSK 调制, 因此中频扩频信号  $S$  的幅度也为 1。加性高斯白噪声的均值为 0, 方差  $\sigma$  为 1, 因此信噪比计算公式(3)可以简化为

$$\text{SNR} = 10 \lg \frac{K_s^2}{2K_n^2} \quad (4)$$

因为设计中采用保证多通道直接序列扩频中频回波模拟电路输出功率恒定的方法, 即信号与噪声的功率和为定值, 设为 1, 则有

$$\frac{K_s^2}{2} A^2 + \sigma^2 K_n^2 = \frac{K_s^2}{2} + K_n^2 = 1 \quad (5)$$

根据式(4)与式(5)有

$$\begin{cases} 2aK_n^2 = K_s^2 \\ K_s^2 + 2K_n^2 = 2 \end{cases} \quad (6)$$

其中  $a = 10^{\text{SNR}/10}$ , 式(6)的解为  $K_n = \sqrt{1/(a+1)}$ ,  $K_s = \sqrt{2a/(a+1)}$ 。

因此当给定单通道中频扩频发射信号  $S_n$  的信噪比 SNR 时。可以根据上述方法计算得到相应的比例因子  $K_s$  和  $K_n$ 。根据这两个比例因子即可产生如式(2)形式的中频发射信号。

### 2.3 多通道噪声模拟算法

传统信号模拟器的噪声模拟通常仅有单通道中频回波的噪声模拟。根据非相干扩频测控系统的特点及要求, 本设计需要能够同时模拟产生不同信噪比的多通道中频扩频(码分多址)测控信号。

在多通道直接序列扩频信号模拟模式下, 因为扩频测控系统的各通道数据的伪码均不相同, 且各通道使用的扩频伪码均为平衡 Gold 码, 各通道伪码之间的互相关值均很小, 中频信号经过同址码组扩频并解扩后能量可以得到恢复, 若经过异址码组解扩后能量依然均匀分布在接收机带宽内, 在这种情况下则可以近似认为每一通道(码组)的信号相对于其它通道(码组)的信号而言等效为噪声。为了能够更加精确地产生符合预设信噪比的信号不能忽略这种通道间互相关的影响。假设多通道直接序列扩频中频回波模拟电路最多可以同时模拟 5 个通道的中频扩频信号, 设各通道预设的信噪比分别为  $\text{SNR}_1$ ,  $\text{SNR}_2$ ,  $\text{SNR}_3$ ,  $\text{SNR}_4$  和  $\text{SNR}_5$ , 各通道信号对应的比例因子为  $K_1$ ,  $K_2$ ,  $K_3$ ,  $K_4$  和  $K_5$ , 各通道的中频扩频信号分别为  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$ ,  $S_4$  和  $S_5$ , 加性高斯白噪声为  $N$ , 噪声对应的比例因子为  $K_n$ , 则总的中频扩频发射合路信号可以表示为

$$\begin{aligned} S_n = & K_1 \cdot S_1 + K_2 \cdot S_2 + K_3 \cdot S_3 \\ & + K_4 \cdot S_4 + K_5 \cdot S_5 + K_n \cdot N \end{aligned} \quad (7)$$

因为各通道的中频扩频信号幅度均为 1, 模拟产生的加性高斯白噪声的方差为 1, 考虑通道间互相关的影响, 由单通道信噪比比例因子的计算方法可以得到方程组如式(8):

$$\begin{cases} K_1^2 - aK_2^2 - aK_3^2 - aK_4^2 - aK_5^2 - 2aK_n^2 = 0 \\ -bK_1^2 + K_2^2 - bK_3^2 - bK_4^2 - bK_5^2 - 2bK_n^2 = 0 \\ -cK_1^2 - cK_2^2 + K_3^2 - cK_4^2 - cK_5^2 - 2cK_n^2 = 0 \\ -dK_1^2 - dK_2^2 - dK_3^2 + K_4^2 - dK_5^2 - 2dK_n^2 = 0 \\ -eK_1^2 - eK_2^2 - eK_3^2 - eK_4^2 + K_5^2 - 2eK_n^2 = 0 \end{cases} \quad (8)$$

式中  $a = 10^{\text{SNR}_1/10}$  ,  $b = 10^{\text{SNR}_2/10}$  ,  $c = 10^{\text{SNR}_3/10}$  ,  
 $d = 10^{\text{SNR}_4/10}$  和  $e = 10^{\text{SNR}_5/10}$  。

为保证输出功率恒定, 则有

$$\frac{K_1^2}{2} + \frac{K_2^2}{2} + \frac{K_3^2}{2} + \frac{K_4^2}{2} + \frac{K_5^2}{2} + K_n^2 = 1 \quad (9)$$

将式(8)与式(9)联合建立新的方程组, 并求解方程组可得新方程组的解为

$$K_1 = \sqrt{\frac{2a}{a+1}}, K_2 = \sqrt{\frac{2b}{b+1}}, K_3 = \sqrt{\frac{2c}{c+1}}$$

$$K_4 = \sqrt{\frac{2d}{d+1}}, K_5 = \sqrt{\frac{2e}{e+1}}$$

$$K_n = \sqrt{1 - \left( \frac{a}{a+1} + \frac{b}{b+1} + \frac{c}{c+1} + \frac{d}{d+1} + \frac{e}{e+1} \right)}$$

由此可见, 当给定各通道中频回波信号的信噪比后, 根据式(8)和式(9)可计算得到各通道中频扩频信号和噪声对应的比例因子, 从而产生形式如式(7)的中频扩频合路信号。

### 3 电路实现及测试结果分析

#### 3.1 多通道直接序列扩频中频回波模拟及测试电路

根据第 2 节介绍的模拟算法, 多通道直接序列扩频中频回波模拟电路设计如图 1<sup>[7,8]</sup>。

噪声生成模块根据 Box-Muller 变换法产生加性高斯白噪声。由 Box-Muller 变换法可知, 为了产生高斯白噪声序列需要先生成两路相互独立的均匀分布随机序列。均匀分布随机序列采用反馈移位寄存器(FSR)法产生。同时由 Box-Muller 变换法可知, 产生均匀分布的随机数以后, 需要对其进行三角、对数、平方根等运算。考虑噪声产生的简单性、高效性以及实时实现性等要求, 本设计采用 CORDIC

算法来实现这些运算<sup>[9]</sup>。

通道模拟模块用来产生各通道的中频扩频信号, 首先利用直接数字信号合成方法生成中频载波信号, 然后与调制伪码产生模块生成的各通道的扩频伪码分别进行 BPSK 调制, 产生各通道的中频扩频信号。比例因子计算模块依据预设的各个通道的信噪比计算得到 BPSK 调制信号以及噪声的比例因子, 用以调整信号与噪声的功率。功率调整后的各通道信号与噪声在中频回波合成模块中进行合成, 产生最终的中频扩频合路信号。

扩频信号将信号的功率平均分配到整个扩频信号带宽内, 不利于直接观测各通道扩频中频信号的信噪比。为了对输出的信号进行测试以验证信噪比模拟的准确性, 增加了专用测试模块。在该测试模块中采用解扩伪码生成电路产生某一通道的扩频伪码, 用于对中频扩频合路信号进行解扩。经解扩后对应通道的信号被还原, 经 D/A 转换后可以借助频谱仪对信噪比进行分析。上述多通道直接序列扩频中频回波模拟电路数字部分采用 XILINX 公司的 Virtex 4 FPGA 实现<sup>[10]</sup>。

#### 3.2 测量结果及分析

利用 CHIPSOCPE 软件对 FPGA 内噪声产生模块产生的高斯白噪声进行 210 MHz 的采集并回放, 产生高斯白噪声的结果如图 2 所示:

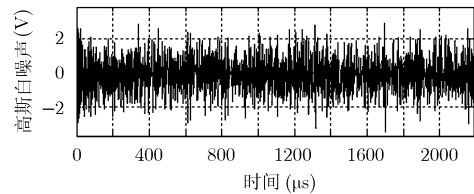


图 2 模拟电路产生的高斯白噪声

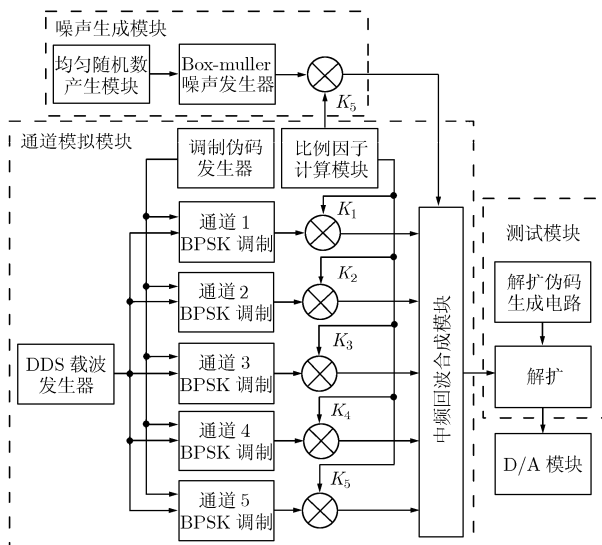


图 1 多通道直接序列扩频中频回波模拟电路

使用频谱仪观测多通道直接序列扩频中频回波模拟电路产生的中频扩频合路信号频谱如图 3 所示。其中通道 1-5 的预设信噪比分别为 -10.2 dB, -15.2 dB, -20.2 dB, -25.2 dB 和 -30.2 dB。其中, 图 3(a)为扫描范围为 50 MHz 的中频扩频合路信号的频谱, 图 3(b)为扫描范围为 100 kHz 的中频扩频合路信号的频谱, 图 3(c)为测试模块使用通道 1 的伪码对中频扩频合路信号进行解扩后的中频信号的频谱, 图 3(d)为测试模块利用通道 5 的伪码对中频扩频合路信号进行解扩后的中频信号的频谱。

中频扩频合路信号在输入频谱仪前通过的带通滤波器带宽为 20 MHz, 由图 3(a)可以看出经扩频后信号的能量平均分配到输出滤波器的整个带宽

内。由图 3(b)可以看出由于扩频伪码周期为 0.1 ms 因此每距中心频率 10 kHz 处均有一个小的谱峰,符合扩频原理。采用 DDS 方法产生中频信号时的采样时钟以为  $f_s = 210$  MHz, 因此中频扩频载波调制信号的载噪比可以定义为  $CNR = SNR + 10 \lg(f_s/2) = SNR + 80.2$  dB。图 3(c)中测量信号与噪声基底的功率差为 26.78 dBm, 频谱仪的 RBW 为 20 K, 因此信噪比为 69.78 dB 与预设值 70 dB 相差 0.22 dB, 图 3(d)中测量信号与噪声基底的功率差为 6.88 dBm, 频谱仪的 RBW 为 20 K, 因此信噪比为 49.88 dB 测量信噪比与预设值 50 dB 相差 0.12 dB。

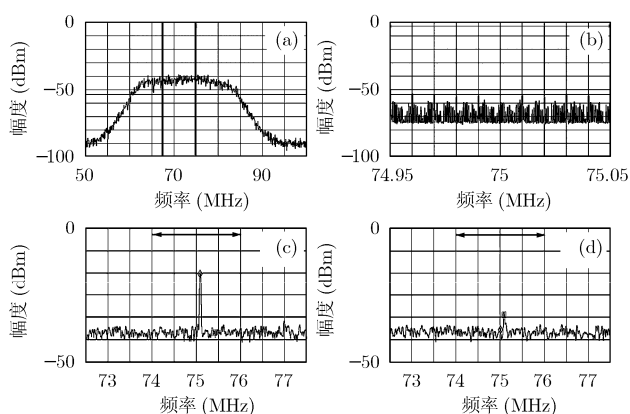


图 3 中频载波调制信号频谱

表 1 给出了预设信噪比和对多通道直接序列扩频中频回波模拟电路通过测试模块后的中频信号的信噪比测量值的比较。由表 1 可知, 信噪比模拟误差小于 0.22 dB。利用传统的噪声模拟方法, 单接收通道信噪比模拟误差通常为 0.5 dB 左右, 即本文提出的噪声模拟方法不仅可以同时模拟多通道中频扩频合路信号, 而且在信噪比模拟精度方面也优于传统方法。

表 1 中频噪声模拟电路信噪比预设值、测量值与采用传统方法的测量值

信噪比预设值	信噪比测量值	传统方法测量值
-10.20 dB	-10.42 dB	-10.83 dB
-15.00 dB	-15.10 dB	-14.64 dB
-20.00 dB	-20.07 dB	-20.41 dB
-25.00 dB	-25.14 dB	-24.70 dB
-30.00 dB	-30.03 dB	-30.51 dB
-30.20 dB	-30.32 dB	-30.73 dB

## 4 结束语

本文提出了一种多通道直接序列扩频接收机中

频回波噪声模拟新算法。该算法考虑了不同通道间扩频信号互相关的影响, 在保证中频回波模拟电路输出功率近似恒定情况下, 可精确得到各通道中频扩频信号以及噪声对应的比例因子, 从而能进行精确的多通道直接序列扩频接收机中频噪声模拟。实测结果表明, 本文提出的多通道扩频接收机中频回波噪声模拟方法的信噪比模拟误差小于 0.22 dB。

## 参考文献

- [1] Zheng Zhe, Li Jia-qi, and Wu Si-liang. The design of special processor for wireless fuse solid target video frequency echo simulator based on FPGA [J]. *Infrared and Laser Engineering*, 2005, 34(3): 360-363.
- [2] Zheng Zhe, Li Jia-qi, and Wu Si-liang. Design of a radar signal simulator based on Virtex-II series FPGA [J]. *Journal of Beijing Institute of Technology-English Edition*, 2006, 15(1): 106-110.
- [3] Alimohammad A, Fard S F, Cockburn B F, and Schlegel C. A compact and accurate Gaussian variate generator [J]. *IEEE Transactions on Very Large Scale Integrating(VLSI) Systems*, 2008, 16(5): 517-527.
- [4] Balente P. Exact GPS simulation and optimal fair scheduling with logarithmic complexity [J]. *IEEE/ACM Transactions on Networking*, 2007, 16(5): 1454-1466.
- [5] Thistleton W J, Marsh J A, Nelson K, and Tsallis C. Generalized Box-Muller method for generating q-Gaussian random deviates [J]. *IEEE Transactions on Information Theory*, 2007, 53(12): 4805-4810.
- [6] Lee Dong-U, Villasenor J D, Luk W, and Leong P H W. A hardware Gaussian noise generator using the Box-Muller method and its error analysis [J]. *IEEE Transactions on Computers*, 2006, 55(6): 659-671.
- [7] Brown A and Gerein N. Advanced GPS hybrid simulator architecture [C]. Proceedings of ION 57th Annual Meeting. Albuquerque, 2001: 1-8.
- [8] Meng Jian, Wang Chun-li, and Li Qi-qin. Research of GPS simulation technique [C]. 3rd International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology Proceedings 2002: 365-368.
- [9] Cui Wei. FPGA implementation of wave pipelining CORDIC algorithms [J]. *Journal of Beijing Institute of Technology-English Edition*, 2008, 17(1): 76-80.
- [10] Xilinx Inc. Virtex-4 user guide [M]. San Jose: [s. n.], 2005.

宋峙峰: 男 1979 年生, 博士生, 研究方向为扩频信号处理。

崔 隼: 男 1976 年生, 副教授, 研究方向为扩频信号处理、雷达信号处理。

付 竹: 女 1983 年生, 硕士, 研究方向为扩频信号处理。

张 阔: 男 1984 年生, 硕士生, 研究方向为扩频信号处理。