

基于混合时钟三阶 DDS 的信号多普勒模拟方法*

张鑫,李彩华,黄仰博,张国柱,欧钢
(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘要:在高动态卫星导航信号模拟器中,信号多普勒频移模拟是一项关键技术。结合现场可编程门阵列的特点,建立了分析混合时钟三阶直接数字频率综合(DDS)输出相位的仿真模型,推导了其输出相位表达式,给出了各阶 DDS 初始累加控制字的计算方法,并指出等时钟三阶 DDS 仿真模型仅为混合时钟仿真模型的特例。在分析了混合时钟速率对信号相位模拟造成的误差后,讨论了各阶 DDS 的字长设计方法,并与等时钟三阶 DDS 进行比较,说明了采用混合时钟三阶 DDS 可以降低实现资源消耗和功耗。仿真分析表明,所提方法可以实现对信号多普勒特性的高精度模拟。

关键词:信号模拟器;混合时钟三阶 DDS;多普勒模拟;现场可编程门阵列

中图分类号: TN967.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 1001-2486(2014)02-0134-06

Mixed-clock third-order DDS applied in signal Doppler frequency shift simulation

ZHANG Xin, LI Caihua, HUANG Yangbo, ZHANG Guozhu, OU Gang

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

Abstract: Doppler frequency shift simulation is a key technique in high dynamic satellite navigation signal simulator. Considering the features of field programmable gate array, a mixed-clk third-order direct digital synthesizer (DDS) simulation model was built, and its output phase expression was derived. The calculation method for initial control word for each stage DDS was given and it was pointed out that the same-clk third-order DDS simulation model is only a special case of mixed-clk simulation model. After analyzing the signal phase error caused by mixed-clk, the word length design method for each stage DDS was discussed. Comparison between the same-clk third-order DDS and the mixed-clk third-order DDS can reduce both resource and power consumption. Simulation results indicate that the proposed method can be used to simulate signal Doppler is of high precision.

Key words: signal simulator; mixed-clk third-order DDS; Doppler frequency shift simulation; field programmable gate array

高动态卫星导航信号模拟器作为一种高精度的测试设备,在各类军民用接收机测试,以及新兴卫星导航系统的工程建设中都发挥了重要作用^[1]。其典型用途包括模拟高动态卫星的发射信号以测试接收机的捕获性能,作为精度比较标准检验接收机的动态测量精度,设计特定的信号验证测量方案等^[2-3]。由于高动态卫星信号模拟器的研制涉及许多复杂与敏感技术,因此其一直是全球导航卫星系统(GNSS)领域的研究热点之一,国内相关学者也进行了大量研究。针对信号多普勒频移模拟这一关键技术,文献[4]分析了卫星与接收机之间径向相对运动产生的复杂多普勒变化对接收信号表达式的影响,提出了一种全相参的高动态多普勒模拟算法,从理论上说明了利用径向相对运动速度、加速度和加加速度来控

制 DDS 模拟产生信号多普勒频移的原理。文献[5]则对实时计算径向运动的伪距、速度、加速度和加加速度参数的方法进行了研究,提出了基于三次样条拟合的各项运动参数直接求解方法。但以上论文都未涉及多普勒频移模拟的具体实现问题。文献[6-7]提出了使用高阶 DDS 模拟高动态多普勒的方法,但均未对高阶 DDS 进行系统的仿真建模与数学分析。文献[8]对利用两级 DDS 时钟速率不一致的二阶混合时钟 DDS 模拟多普勒频移方法进行了分析,但仅局限于控制字参数的计算方法。文献[9]在各阶 DDS 时钟速率相等的条件下,建立了等时钟三阶 DDS 仿真模型,为分析等时钟三阶 DDS 多普勒频移模拟性能提供了有效手段。但其并没有对混合时钟三阶 DDS 这种更一般的实现形式进行统一的分析建模。

* 收稿日期:2013-09-04

作者简介:张鑫(1984—),男,湖北武汉人,博士研究生,E-mail:marmy@163.com;

欧钢(通信作者),男,教授,博士,博士生导师 E-mail:ougangcs@gmail.com

本文在分析了混合时钟三阶 DDS 的结构后,建立了相应的仿真模型,推导了该模型的输出相位表达式,给出了各阶 DDS 初始控制字参数的计算方法,并在分析了混合时钟速率对输出相位误差的影响后,进一步对各阶 DDS 字长设计方法进行了说明。

1 混合时钟三阶 DDS 仿真模型

1.1 卫星与接收机径向运动模型

在卫星导航信号模拟器中,所模拟的多普勒是由接收机与卫星间径向变速运动产生的。设在 $\tau=0$ 时刻接收机与卫星的径向距离为 R ,则描述该径向运动的模型中各参数的关系为^[4,10]:

$$\begin{cases} v(t) = v + at + \frac{\hat{a}t^2}{2} \\ s(t) = R + vt + \frac{at^2}{2} + \frac{\hat{a}t^3}{6} \end{cases} \quad (1)$$

式中 $v(t)$ 为实时的径向速度; $s(t)$ 为实时的径向伪距; R 、 v 、 a 和 \hat{a} 为初始的径向伪距、速度、加速度和加加速度; t 为运动时间。

由卫星与接收机间径向运动引起的接收信号多普勒频移可以表示为

$$f_d(t) = \frac{f_T v(t)}{c} \quad (2)$$

式中 $f_d(t)$ 为多普勒频移; f_T 为所模拟信号的标称频率; c 为光速。

相应信号相位可以表示为

$$\begin{aligned} \theta(t) &= \theta_0 + \int f_d(t) dt \\ &= \frac{f_T}{c} R + \frac{f_T}{c} \int v(t) dt \\ &= \frac{f_T}{c} \left(R + vt + \frac{a}{2} t^2 + \frac{\hat{a}}{6} t^3 \right) \end{aligned} \quad (3)$$

1.2 混合时钟三阶 DDS 建模

DDS 累加器实现的功能可表示为^[9]

$$acc(n) = \begin{cases} x & n = n_0 \\ x + \sum_{m=n_0+1}^n k(m) & n > n_0 \end{cases} \quad (4)$$

式中 acc 表示 DDS 累加器输出, n 表示时钟计数, n_0 表示累加器复位时刻的时钟计数, x 表示复位时刻的初值, k 为累加器的累加步长值。在 FPGA 中实现 DDS 累加器时,输出总是滞后输入一个时钟周期。

将三级 DDS 累加器进行级联,并将第一级与后两级用不同频率的累加时钟进行驱动,可得如图 1 所示的混合时钟三阶 DDS 模型。

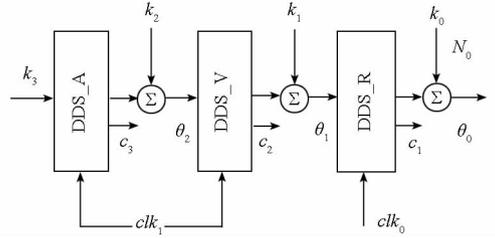


图 1 混合时钟三阶 DDS 模型

Fig. 1 Mixed-clk third-order DDS model

图 1 中三级 DDS 累加器分别定义为加速度累加器 DDS_A,速度累加器 DDS_V 和相位累加器 DDS_R。 $k_0 \sim k_3$ 表示各级 DDS 累加器的初始累加参数, $\theta_0 \sim \theta_2$ 为各级累加器的输出, N_0 为 k_0 的字长, $c_1 \sim c_3$ 则表示各级累加器输出与初始累加参数求和时需要的截断位数。 clk_0 与 clk_1 分别是驱动第一级和后两级 DDS 累加器的时钟信号,并且有

$$clk_0 = W \times clk_1 \quad (5)$$

其中时钟分频系数 $W \geq 1$ 且为整数,表示 clk_0 时钟速率为 clk_1 的整数倍。这是因为若 $clk_0 < clk_1$,且两者也为整数倍关系时,后两级 DDS 累加器对第一级 DDS 累加器的影响可以等效为等时钟速率的情况,并且 clk_1 速率提高还会增加设计运行的功耗。当式(5)中 $W=1$ 时,模型退化为各阶时钟速率相等条件下的模型。

根据图 1 的模型,在 W 为未知参数的条件下逐级推导各级 DDS 累加器的输出。

加速度累加器的初值为 k_2 ,步长值为 k_3 , m 为累加时钟个数,相应的输出序列为

$$\theta_2(m) = k_2 + \frac{mk_3}{2^{c_3}} \quad (m \geq 0) \quad (6)$$

同理,速度累加器的初值为 k_1 ,步长值为 θ_2 ($m-1$),相应输出序列表示为

$$\begin{aligned} \theta_1(m) &= k_1 + \sum_{j=1}^m \frac{\theta_2(j-1)}{2^{c_2}} \\ &= k_1 + \frac{mk_2}{2^{c_2}} + \frac{k_3(m^2 - m)}{2 \times 2^{c_2+c_3}} \quad (m \geq 0) \end{aligned} \quad (7)$$

对于第 1 级相位累加器的输出序列,其初值为 k_0 ,累加步长值为 $\theta_1(n-1)$, n 为第一级累加器累加时钟个数,可得输出序列为

$$\theta_0(n) = k_0 + \sum_{j=1}^n \frac{\theta_1(j-1)}{2^{c_1}} \quad (8)$$

然而由于 W 为未知参数,因此式(8)右边第二项并不能直接展开求和。

令 $Y = \lfloor \frac{n}{W} \rfloor$,其中 $\lfloor \cdot \rfloor$ 表示下取整,可以证明式(9)成立。

$$\sum_{j=1}^n \frac{\theta_1(j-1)}{2^{c_1}} = \frac{W \sum_{i=1}^Y \theta_1(j-1) + (n - YW)\theta_1(Y)}{2^{c_1}} \tag{9}$$

将式(9)代入式(8),可得混合时钟下第一级相位累加器输出序列为

$$\begin{aligned} \theta_0(n) &= k_0 + \sum_{j=1}^n \theta_1(j-1)/2^{c_1} \\ &= k_0 + [W \sum_{i=1}^Y \theta_1(j-1) + (n - YW)\theta_1(Y)]/2^{c_1} \\ &= k_0 + \frac{YWk_1}{2^{c_1}} + \frac{k_2 W(Y^2 - Y)}{2 \times 2^{c_1+c_2}} + \frac{Wk_3(Y^3 - 3Y^2 + 2Y)}{6 \times 2^{c_1+c_2+c_3}} \\ &\quad + \frac{(n - YW)k_1}{2^{c_1}} + \frac{(n - YW)Yk_2}{2^{c_1+c_2}} + \frac{(n - YW)k_3(Y^2 - Y)}{2 \times 2^{c_1+c_2+c_3}} \\ &= k_0 + \frac{nk_1}{2^{c_1}} + \frac{k_2(2Yn - WY - Y^2W)}{2 \times 2^{c_1+c_2}} + \frac{k_3 W(Y^3 - 3Y^2 + 2Y) + k_3 3(n - YW)(Y^2 - Y)}{6 \times 2^{c_1+c_2+c_3}} \\ &= k_0 + \frac{nk_1}{2^{c_1}} + \frac{k_2(2Yn - WY - Y^2W)}{2 \times 2^{c_1+c_2}} + \frac{k_3(3nY^2 - 2Y^3W - 3nY + 2WY)}{6 \times 2^{c_1+c_2+c_3}} \quad (n \geq 0) \end{aligned} \tag{10}$$

2 模型参数计算

为了利用混合时钟三阶 DDS 实现对信号多普勒频移的高精度模拟,需要对相应模型中的各级初始累加参数和字长参数进行求解及约束。

2.1 各级初始累加参数

将式(3)表示的信号相位离散化,采样时钟为第一级相位累加器的工作时钟,时钟周期为 T_c 。 $= 1/f_c$,可得理想情况下所需模拟产生信号的相位序列为式(11)。

$$p(n) = \frac{f_T}{c} \left(R + \frac{v}{f_c} n + \frac{a}{2f_c^2} n^2 + \frac{\hat{a}}{6f_c^3} n^3 \right) \tag{11}$$

$$\begin{cases} \frac{f_T}{c} R = \frac{k_0}{2^{N_0}} \\ \frac{f_T}{c} \left(R + \frac{v}{f_c} W + \frac{a}{2f_c^2} W^2 + \frac{\hat{a}}{6f_c^3} W^3 \right) = \left(k_0 + \frac{Wk_1}{2^{c_1}} \right) \frac{1}{2^{N_0}} \\ \frac{f_T}{c} \left(R + \frac{v}{f_c} 2W + \frac{2a}{f_c^2} W^2 + \frac{4\hat{a}}{3f_c^3} W^3 \right) = \left(k_0 + \frac{2Wk_1}{2^{c_1}} + \frac{Wk_2}{2^{c_1+c_2}} \right) \frac{1}{2^{N_0}} \\ \frac{f_T}{c} \left(R + \frac{v}{f_c} 3W + \frac{9a}{2f_c^2} W^2 + \frac{27\hat{a}}{6f_c^3} W^3 \right) = \left(k_0 + \frac{3Wk_1}{2^{c_1}} + \frac{3Wk_2}{2^{c_1+c_2}} + \frac{Wk_3}{2^{c_1+c_2+c_3}} \right) \frac{1}{2^{N_0}} \end{cases} \tag{13}$$

解方程组(13)得

$$\begin{cases} k_0 = \frac{f_T}{c} R \times 2^{N_0} \\ k_1 = \frac{f_T}{c} \left(\frac{v}{f_c} + \frac{a}{2f_c^2} W + \frac{\hat{a}}{6f_c^3} W^2 \right) \times 2^{N_0+c_1} \\ k_2 = \frac{f_T}{c} \left(\frac{a}{f_c^2} W + \frac{\hat{a}}{f_c^3} W^2 \right) \times 2^{N_0+c_1+c_2} \\ k_3 = \frac{f_T \hat{a}}{c f_c^3} W^2 \times 2^{N_0+c_1+c_2+c_3} \end{cases} \tag{14}$$

$W = 1$ 时,式(14)退化为各阶 DDS 时钟速率

易知,混合时钟三阶 DDS 输出相位与所模拟信号相位应具有足够精确的对应关系。为求解各级初始累加参数,令 $n = 0, W, 2W, \dots, iW, i \in Z^+$ 时三阶 DDS 输出满足下式

$$p(iW) = \frac{\theta_0(iW)}{2^{N_0}} \tag{12}$$

以式(12)作为约束条件, N_0 和 $c_1 \sim c_3$ 作为已知参数,可对式(10)中的 $k_0 \sim k_3$ 进行求解。取 $n = 0, W, 2W, 3W$,由式(12)可得方程组式(13)。

相等时的结果^[9]。

由于混合时钟三阶 DDS 后两级 DDS 时钟速率低于第一级 DDS 时钟速率,在每个 clk_1 时钟周期内,三阶 DDS 表现为一阶 DDS 特性。因此由式(14)计算得到的各阶 DDS 初始累加参数在运行时会产生大于等时钟速率三阶 DDS 的伪距误差。不考虑字长量化效应,该误差可表示为

$$e(n) = [p(n) - \frac{\theta_0(n)}{2^{N_0}}] \frac{c}{f_T} \tag{15}$$

式(15)的解析表示较为复杂,因此通过仿真

方法对误差量级进行分析。取 $f_c = 100\text{MHz}$, $W \leq 50$ 且满足式(5)条件时,仿真 $v = 10000\text{m/s}$, $a = 10000\text{m/s}^2$, $\hat{a} = 10000\text{m/s}^3$ 的高动态条件下三阶 DDS 输出伪距误差。仿真 DDS 运行 20ms 后,不同 W 条件下的最大伪距误差结果如图 2 所示。当 W 增加时,混合时钟造成的最大伪距误差相应增加。但在 $W \leq 10$ 的情况下,最大伪距误差始终小于 10^{-10}m 。

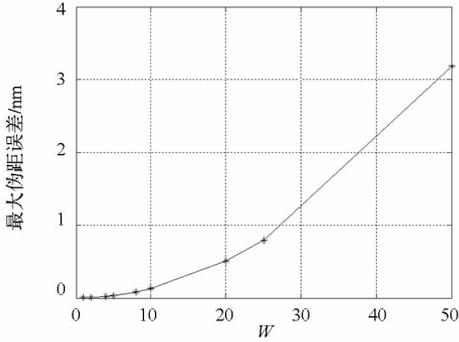


图 2 不同 W 时的最大伪距误差

Fig.2 Maximum pseudorange error at different W

以上分析说明在 f_c/W 足够大时,由式(14)求得的初始累加参数对混合时钟条件下多普勒频移的模拟误差影响可忽略不计。对于目前的 FPGA 器件水平,这一条件较为容易满足。

2.2 各级 DDS 字长参数

将 N_0 和 $c_1 \sim c_3$ 作为已知参数的条件下,求得式(14)的各级初始累加参数,并分析认为所求参数对模拟误差造成的影响可忽略。那么混合时钟三阶 DDS 多普勒模拟误差可以认为完全由各级参数字长的量化误差产生。因此为了达到设计指标要求的仿真参数分辨率,需要对各级 DDS 的字长进行设计。

设 ΔR 、 Δv 、 Δa 和 $\hat{\Delta a}$ 分别为伪距、速度、加速度和加加速度的分辨率。以 $k_i = 1$ 时表示的各参数值应优于相应仿真参数分辨率为条件,可由式(14)得到

$$\begin{cases} N_0 = \left\lceil lb \frac{c}{f_r \Delta R} \right\rceil, \\ c_1 = \left\lceil lb \frac{c f_c}{f_r \Delta v} \right\rceil - N_0, \\ c_2 = \left\lceil lb \frac{c f_c^2}{f_r \Delta a W} \right\rceil - N_0 - c_1, \\ c_3 = \left\lceil lb \frac{c f_c^3}{f_r \hat{\Delta a} W^2} \right\rceil - N_0 - c_1 - c_2, \end{cases} \quad (16)$$

式中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。

易知,式(16)给出的各级 DDS 字长分别为

$N_0 + c_1$ 、 $N_0 + c_1 + c_2$ 和 $N_0 + c_1 + c_2 + c_3$ 。这些字长仅为各级 DDS 可取字长的下界,实际设计时为了保证精度通常可取大于下界的字长。

3 仿真分析

根据上述模型对混合时钟三阶 DDS 进行仿真分析,首先需要根据式(16)确定各级 DDS 的字长。以 GPS L1 载波频率 1575.42MHz 为标称频率,采样率为 100MHz, $W = 10$, 伪距、速度、加速度和加加速度分辨率要求分别为 5cm、1mm/s、10mm/s² 和 10mm/s³。由式(16)可计算得到 $N_0 = 2$ 、 $c_1 = 33$ 、 $c_2 = 20$ 和 $c_3 = 23$ 。保留一定的设计裕量,取 $N_0 = 6$ 。

设初始速度 $v = 10000\text{m/s}$, 加速度 $a = 10000\text{m/s}^2$, 加加速度 \hat{a} 分别设为 100m/s³、1000m/s³ 和 10000m/s³ 的高动态条件,将由三阶 DDS 模型输出的相位与理论值进行比较。为了防止各级 DDS 字长量化导致长时间累加的误差积累,仿真过程中每隔 20ms 对 DDS 进行重新初始化。取每个 20ms 仿真间隔内相位累加器 DDS_R 输出相位与理论值误差的最大值,可以得到图 3 所示的最大相位误差。由图 3 可见在不同加加速度条件下,混合时钟三阶 DDS 输出相位的最大误差始终小于 0.03mrad, 并且误差分布范围基本相同。

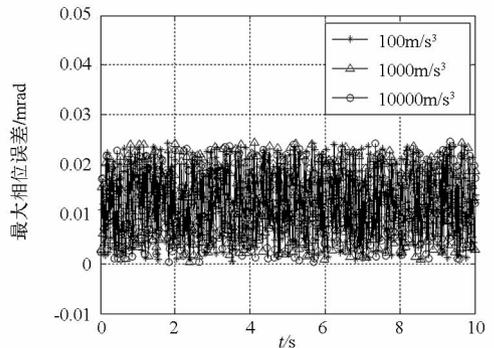


图 3 不同加加速度下最大相位误差

Fig.3 Simulation results of maximum phase error with different jerk

取每个仿真时间间隔内 DDS 输出的相位序列,并由该序列直接采用相位建模法^[11]估计产生的多普勒频移,避免高动态条件下接收机测量精度不足对分析结果的影响。仿真多普勒频移与理论值比较后,可得如图 4 所示的多普勒频移模拟误差。

由图 4 可见,在不同的高动态条件下,混合时钟三阶 DDS 可以保持很高的多普勒模拟精度,误差小于 2.5mHz。

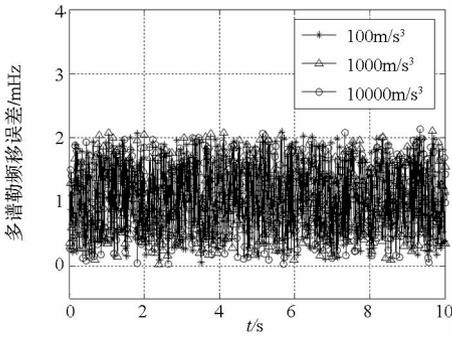
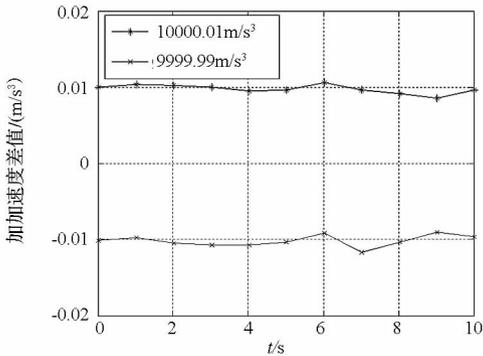
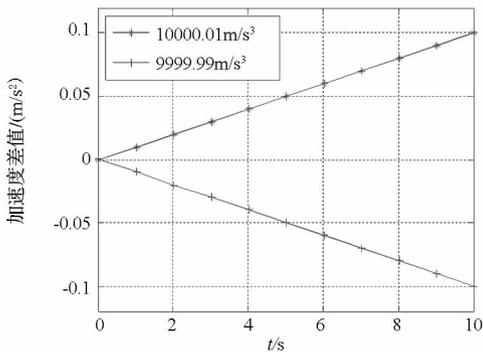


图 4 不同加加速度下多普勒频移仿真误差
Fig. 4 Simulation error of Doppler frequency shift with different jerk

为了验证混合时钟条件下后两级 DDS 产生的加速度与加加速度分辨率是否满足设计要求,在加加速度 \hat{a} 为 10000.01m/s^3 和 9999.99m/s^3 的条件下进行仿真分析。两种加加速度设置值是在 $\hat{a} = 10000\text{m/s}^3$ 的基础上分别按加加速度分辨率进行了调整。调整后仿真计算得到的加加速度值和加速度值与 $\hat{a} = 10000\text{m/s}^3$ 时的仿真计算值进行比较,可以得到图 5 所示结果。



(a)



(b)

图 5 高动态条件下动态分辨率分析
Fig. 5 Dynamic resolution analysis under high dynamic condition

由图 5 的仿真分析结果可见,在高动态条件下加加速度值能够按照分辨率要求进行变化,加速度值的步进也可以满足相应分辨率要求。

在相同的设计指标和仿真条件下,也对 $W = 1$ 的等时钟情况进行了仿真,仿真得到的最大相位和多普勒频移误差范围与 $W = 10$ 时基本相同。然而由式(16)可见, $W > 1$ 时后两级 DDS 的字长下界相对 $W = 1$ 时减小,并且减小位数满足

$$\lceil lbW \rceil \geq \Delta c_2 \geq \lfloor lbW \rfloor \quad (17)$$

$$\lceil 2lbW \rceil - \Delta c_2 \geq \Delta c_3 \geq \lfloor 2lbW \rfloor - \Delta c_2 \quad (18)$$

其中 Δc_2 和 Δc_3 分别为后两级 DDS 的字长下界减少位数。设计字长的减少可以降低 DDS 累加器实现时的资源消耗和静态功耗。同时由于 $W > 1$ 时,后两级 DDS 累加器的累加速度降低为等时钟条件下的 $1/W$,因此其动态功耗也可近似降低 $1/W$ 。由此可见,混合时钟条件下三阶 DDS 资源和功耗的降低,是由后两级 DDS 的字长减小和时钟速率降低产生的。具体的资源和功耗降低程度需要在 W 取值和实现结构确定后,通过分析得到。

在 $W = 1$ (等时钟)与 $W = 10$ (混合时钟)条件下,对单个三阶 DDS 后两级在 FPGA 中的实现资源与功耗进行分析,可得表 1。

表 1 单个三阶 DDS 实现资源与功耗分析

Tab. 1 Resource and power consumption analyzing for single third-order DDS

时钟分频系数 W	占用 Slice	静态功耗 (mW)	动态功耗 (mW)
1	221	97	39
10	204	95	4

表 1 中数据所使用的 FPGA 为 XC6SLX150,功耗由 Xilinx XPower Analyzer 分析得到。可见,当 $W > 1$ 时,单个三阶 DDS 相对等时钟速率条件下资源消耗和功耗都有所降低。但由于在 $W = 10$ 条件下后两级 DDS 累加器字长减少仅为三位,因此资源消耗和静态功耗降低并不明显。而受时钟速率影响的动态功耗下降约 W 倍,构成了总功耗降低的主要部分。这些资源和功耗降低,在小型化和便携式高动态卫星导航信号模拟器的实现中具有重要意义。

4 结束语

本文针对卫星导航系统中的多普勒模拟这一关键技术,结合 FPGA 中的实现结构,提出了基于混合时钟三阶 DDS 的多普勒仿真模型,推导了模型相位输出序列的表达式,并分析给出了各阶 DDS 的字长选取准则,说明了等时钟三阶 DDS 为混合时钟三阶 DDS 的特例,所提仿真模型可以作为两者的统一仿真模型。通过相位建模方法估计

三阶 DDS 仿真运行产生的多普勒频移,验证了所提仿真模型与方法的正确性,并对比说明了 $W > 1$ 时混合时钟三阶 DDS 能降低实现资源消耗和功耗。

参考文献 (References)

- [1] 范国清,王威,郗晓宁. 高精度 GPS 观测数据的实时仿真研究[J]. 国防科技大学学报, 2009, 31(3): 60 - 64.
FAN Guoqing, WANG Wei, XI Xiaoning. High precision real-time simulation of GPS measurement [J]. Journal of National University of Defense Technology, 2009, 31(3): 60 - 64. (in Chinese)
- [2] Lee D U, Luk W, Villasenor J D, et al. A Gaussian noise generator for hardware-based simulations [J]. IEEE Transactions on Computers, 2004, 53(12): 1523 - 1534.
- [3] Brown A, Grew N, Taylor K. Modeling and simulation of GPS using software signal generation and digital signal reconstruction [C]//Proceedings of the ION National Technical Meeting, USA, The Institute of Navigation, 2000: 646 - 652.
- [4] 齐巍,常青,张其善,等. 高动态信号模拟器中的多普勒模拟算法[J]. 航空学报, 2008, 29(5): 1252 - 1257
QI Wei, CHANG Qing, ZHANG Qishan, et al. Arithmetic of Doppler simulation in high dynamic signal simulator [J]. Acta Aeronautica ET Astronautica Sinica, 2008, 29(5): 1252 - 1257. (in Chinese)
- [5] 刘旻,吴嗣亮. 实时高动态 GNSS 信号模拟器高精度伪距生成方法[J]. 北京理工大学学报, 2011, 31(9): 1053 - 1057
LIU Min, WU Siliang. Method of high accuracy pseudorange generation for real-time high dynamic GNSS signal simulator [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2011, 31(9): 1053 - 1057. (in Chinese)
- [6] 向洋,胡修林. 高动态 GPS 中频信号模拟器的关键技术研究[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2009, 37(12): 9 - 12.
XIANG Yang, HU Xiulin. Key technique for an IF signal simulator in high dynamic GPS [J]. Journal of Huazhong University of Sci&Tech (Natural Science), 2009, 37(12): 9 - 12. (in Chinese)
- [7] Zhang B, Liu G B, Jiao W, et al. High-order DDFS applied in simulated high-dynamic GNSS signal synthesis [C]//Proceedings of 9th International Conference on Electronic Measurement and Instruments, Beijing, China, IEEE Computer Society, 2009: 4102 - 4106.
- [8] 周雪娟,董立桥. 一种产生高精度动态时钟的新方法[J]. 无线电工程, 2011, 41(11): 37 - 39.
ZHOU Xuejuan, DONG Liqiao. A new method for high-precision dynamic clock in navigation simulator [J]. Radio Engineering, 2011, 41(11): 37 - 39. (in Chinese)
- [9] 宋媛媛,曾大治,曾涛. 基于三阶 DDS 的卫星信号多普勒模拟方法[J]. 北京理工大学学报, 2010, 30(10): 1213 - 1216.
SONG Yuanyuan, ZENG Dazhi, ZENG Tao. Satellite signal Doppler simulator method based on third-order DDS [J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2010, 30(10): 1213 - 1216. (in Chinese)
- [10] 李成军,陆明泉,冯振明. GPS 中频信号模拟器的数学模型及实现[J]. 清华大学学报(自然科学版), 2008, 48(10): 1582 - 1585.
LI Chengjun, LU Mingquan, FENG Zhengming. Mathematical model and realization for GPS IF signal simulator [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2008, 48(10): 1582 - 1585. (in Chinese)
- [11] 陈明建,刘春生,王秀. 相位建模法与平滑相位差分法在瞬时频率估计中的应用[J]. 舰船电子对抗, 2008, 31(6): 73 - 77.
CHEN Mingjian, LIU Chunsheng, WANG Xiu. Application of phase modeling method and smooth phase difference method to instantaneous frequency estimation [J]. Shipboard Electronic Countermeasure, 2008, 31(6): 73 - 77. (in Chinese)