

文章编号: 1672-2892(2012)02-0129-05

高动态目标信号模拟源的设计和实现

石 磊, 杨 春

(中国工程物理研究院 电子工程研究所, 四川 绵阳 621900)

摘 要: 为配合中频数字角跟踪接收机的研制, 需要一个既能够产生角误差信号, 又能够模拟多普勒、多普勒变化率等动态特性的中频模拟源。利用 FPGA 和 AD9957 硬件平台, 采用基带载波控制的方式产生多普勒频移和多普勒频移变化率, 设计了一个多调制体制、多带宽的信号模拟源。通过测试并与实际跟踪数据进行比对验证, 表明该设计合理, 模拟出的高动态特性与真实信号的动态特性一致。

关键词: 软件无线电; 多普勒; 正交调制; AD9957 器件; 现场可编程门阵列

中图分类号: TN761

文献标识码: A

Design and implementation of high dynamic target simulated signal generator

SHI Lei, YANG Chun

(Institute of Electronic Engineering, China Academy of Engineering Physics, Mianyang Sichuan 621900, China)

Abstract: For the purpose of testing the performances of tracking and receiving systems, a signal simulator is required to emulate the real signals under all kinds of conditions. In the paper, the implementation of carrier's Doppler frequency bias is discussed, and the module of Doppler and quadrature modulation are designed. The results of hardware test and the validation with real satellite signal show that the Doppler characteristics of dynamic simulation accord with that of the real satellite signal. It is proved that the design is feasible.

Key words: software radio; Doppler; quadrature modulation; AD9957; Field Programmable Gate Array(FPGA)

无线电测量技术中, 发射端与接收端之间的相对运动会产生多普勒效应, 导致载波频率产生偏移, 随着载波频率的提高, 多普勒效应对跟踪接收系统的影响也会更加严重。因此, 在跟踪接收系统设计过程中必须考虑对多普勒频移、频移变化率的处理。为了测试和评估跟踪接收系统性能以及多普勒频移的处理能力, 需要设计 1 个模拟信号源来模拟高动态环境下的无线信号。

本文利用 FPGA 和 AD9957 的硬件平台, 采用基带载波控制的方式产生多普勒频移和多普勒频移变化率, 设计并实现了一个多调制体制、多带宽的信号模拟源。设计中使用了直接数字合成(Direct Digital Synthesis, DDS)技术原理实现频移, 通过变化 DDS 控制字, 精确模拟出目标运动速度和加速度, 实现对目标动态情况的高精确度模拟。本文所设计的模拟源频率分辨率高, 多普勒频移范围广, 变化率大, 实现了中频为 70 MHz, 调制体制、码速率可选择的信号模拟源, 在文章的最后给出了相应的测试结果。

1 模拟算法的设计

根据文献[1]中提出的设计方案, 可以实现对通用数字调制信号的模拟。在文献[1]中的通用平台基础上设计了模拟多普勒算法实现对高动态目标信号的模拟, 设计了和差调制模拟算法产生角误差信号实现对天线跟踪反馈的模拟。2 种算法可以实现既能够产生角误差信号, 又能够模拟多普勒频偏、多普勒变化率等动态特性的中频信号模拟源。

多普勒频移、频移变化率 2 个参数值作为外部输入参数, 用来模拟目标的高动态状态; 方位、俯仰误差电压值等几个参数值则用来模拟目标偏离天线轴的程度, 测试跟踪接收系统对目标的跟踪情况。

收稿日期: 2011-09-23; 修回日期: 2011-10-21

系统原理框图如图 1 所示。基带调制过程分 I,Q 两路分别进行,采用正交基函数对已调制信号进行 I,Q 正交分解,这种分解可以将二维正交空间信号表示为二维矢量信号,简化后端的处理工作。已调制的 I,Q 两路基带信号(见式(4))送入和差调制模块,分别得到式(9)所示 I,Q 两路信号。

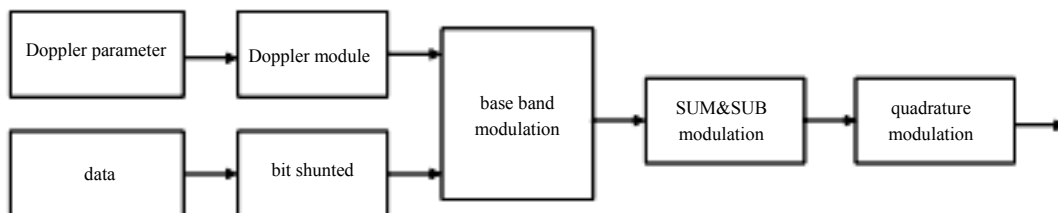


Fig.1 Diagram of the design
图 1 信号源设计框图

1.1 模拟多普勒算法

中频带通信号表示为:

$$S(t) = A \sin \left[2\pi \left(f_c + f_d + \frac{1}{2} f_a t \right) t + \theta(t) \right] \quad (1)$$

式中: f_c 是载波频率; f_d 是多普勒频率偏移量; f_a 是多普勒频移变化率; $\theta(t)$ 是载波相位,由二进制信源信息的映射得到^[2]。

将 $S(t)$ 分解为 $I(t)$, $Q(t)$ 两路,多普勒参数值 f_a, f_d 由外部输入至多普勒模块,产生多普勒频移的载波输出。对式(1)进行正交展开得到^[1]:

$$S(t) = A \sin 2\pi f_c t \cdot I_c(t) + A \cos 2\pi f_c t \cdot Q_c(t) \quad (2)$$

$$\begin{cases} I_{out1}(t) = \cos 2\pi \left[f_d + \frac{1}{2} f_a t \right] \\ Q_{out1}(t) = \sin 2\pi \left[f_d + \frac{1}{2} f_a t \right] \end{cases} \quad (3)$$

$I_{out1}(t)$, $Q_{out1}(t)$ 信号经过调制模块完成符号映射,得到 $I_c(t)$, $Q_c(t)$:

$$\begin{cases} I_c(t) = \cos \left[2\pi \left(f_d + \frac{1}{2} f_a t \right) t + \theta(t) \right] \\ Q_c(t) = \sin \left[2\pi \left(f_d + \frac{1}{2} f_a t \right) t + \theta(t) \right] \end{cases} \quad (4)$$

1.2 和差调制模拟算法

当和信号为 $\Sigma = S(t)$ 时,对应的差信号为^[3]:

$$\Delta = \Delta_H \cdot \mu \cdot \cos \varphi \cdot S(t) + \Delta_V \cdot \mu \cdot \sin \varphi \cdot S(t + \pi/2) \quad (5)$$

式中: μ 是相对斜率,即目标偏离单位角后,和差信号幅度比的倒数; Δ_H 为方位误差角; Δ_V 为俯仰误差角; φ 为目标夹角,如图 2 所示。真实接收信号中有一个高频和差信号相位差,可以通过移相处理消除这种相位差,所以此设计中未考虑。

令

$$\gamma = \arctan \frac{\Delta_V \sin \varphi}{\Delta_H \cos \varphi} \quad (6)$$

差信号经过四相移相后,与和信号合成 1 路信号,可以表示为:

$$\Sigma + \Delta = S(t) + \mu \cdot \sqrt{\Delta_H^2 \cos^2 \varphi + \Delta_V^2 \sin^2 \varphi} \cdot S[t + \gamma + K(t)] \quad (7)$$

将式(2)带入式(6)中可得:

$$\Sigma + \Delta = A \sin 2\pi f_c t \cdot I(t) + A \cos 2\pi f_c t \cdot Q(t) \quad (8)$$

$$\begin{cases} I(t) = I_c(t) + \mu \cdot \sqrt{\Delta_H^2 \cos^2 \varphi + \Delta_V^2 \sin^2 \varphi} \cdot I_c(t + \gamma + K(t)) \\ Q(t) = Q_c(t) + \mu \cdot \sqrt{\Delta_H^2 \cos^2 \varphi + \Delta_V^2 \sin^2 \varphi} \cdot Q_c(t + \gamma + K(t)) \end{cases} \quad (9)$$

T 为和差调制方波信号的周期, $K(t)$ 可以根据要求,选择不同星座分布:

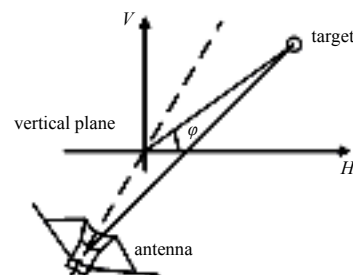


Fig.2 Sketch map of φ
图 2 角度 φ 示意图

$$K(t) = \begin{cases} 0 & 2nT < t < 2nT + T/4 \\ \pi/2 & 2nT + T/4 < t < 2nT + T/2 \\ \pi & 2nT + T/2 < t < 2nT + 3T/4 \\ 3\pi/2 & 2nT + 3T/4 < t < 2nT + T \end{cases}, \quad n = 0, 1, 2, L \quad (10)$$

2 方案设计

基于上面对多普勒算法的分析,在工程中使用 FPGA 来实现信号处理,包括产生多普勒频移、信号调制、成型滤波等;用 AD9957 实现内插滤波、正交调制(上变频)和 D/A 输出。

2.1 系统结构

模拟源系统结构如图 3 所示。

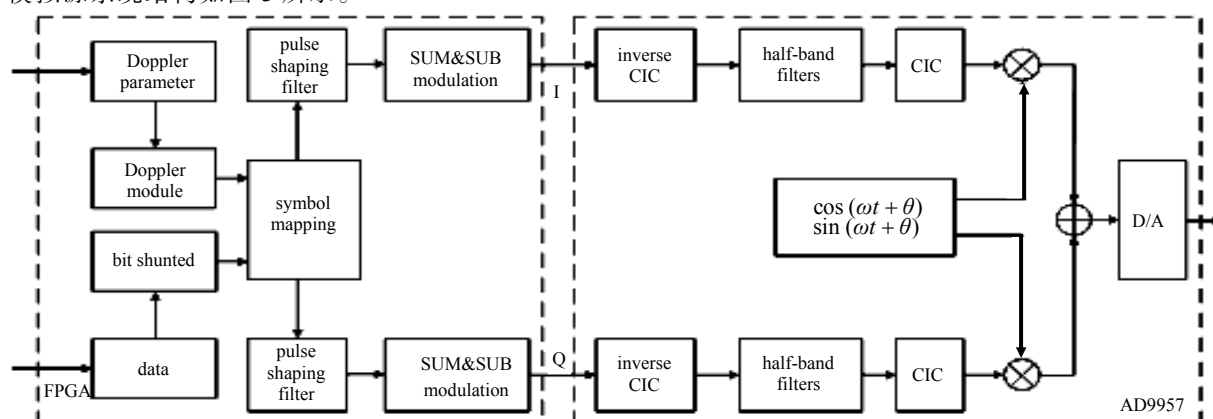


Fig.3 Structure of the system
图3 信号模拟源实现系统结构

系统工作流程:

在 FPGA 内部,给定多普勒参数后,系统的多普勒模块产生 I,Q 两路载波,载波频率由多普勒频移和变化率确定,此时的载波最高频率值为多普勒频移最大值。将基带数据与载波同时送进调制模块,通过复数乘法器来完成符号映射,即对基带信号的调制。成型滤波后送至和差调制模块,完成 I,Q 两路和差调制,输出如式(9)所示信号,将信号送至 AD9957。

I,Q 两路信号在 AD9957 里经一系列滤波后,分别与载波 $\sin/\cos$ 相乘后再相加,产生中频调制信号,中频调制信号最后乘以 1 个系数进行放大,再由 DAC 转变为模拟信号送至输出端。

2.2 多普勒频移的实现

设计中采用 DDS 技术^[4],产生所需的基带载波,控制载波频率以实现高动态的真实模拟,就必须有可灵活产生所需频率的高精度频率源。

多普勒模块的内部结构如图 4 所示。累加器完成频移和变化率的计算,输出为:

$$D_{out} = f_d + \frac{1}{2} f_a t \quad (11)$$

需要注意时间 t 的换算关系, t 与最小步进和累加器工作频率相关。累加器的位数一般需要很大,以满足最小步进要求,但后端 DDS 输入位宽有限,故需要在保证精确度的前提下对输出截位,这会对 t 的换算产生影响。DDS 采用频控模式(Phase Increment, PINC), I,Q 两路载波输出频率为:

$$f_{out} = \frac{f_{clk}}{2^{\theta(n)}} \Delta\theta \quad (12)$$

2.3 参数计算

按照设计要求,频率分辨力为 $f_{min} = 0.1 \text{ Hz}$, 需要模拟的多普勒频偏范围为 $\pm 1 \text{ MHz}$, 即 $f_{d,max} = 1 \text{ MHz}$, 变化

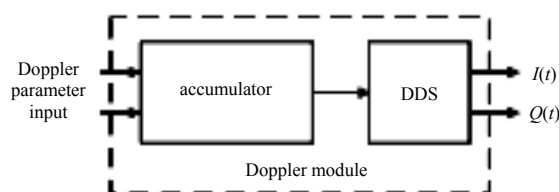


Fig.4 Doppler module
图4 多普勒模块

率最大值为 $f_{a,\max} = 80 \text{ kHz/s}$ 。为了保证 DDS 输出波形的平滑性, PINC 输入最大允许范围为满量程的 $1/4$ 。因此, DDS 的工作频率不能低于 4 MHz , 设置 DDS 工作时钟频率 $f_{\text{clk}} = 5 \text{ MHz}$ 。

$$\theta(n) = \left\lceil \log_2 \frac{f_{\text{clk}}}{f_{\min}} \right\rceil = \left\lceil \log_2 \frac{5 \text{ MHz}}{0.1 \text{ Hz}} \right\rceil \approx 26 \quad (13)$$

式中 $\lceil \cdot \rceil$ 表示向上取整。DDS 的 PINC 输入为最大 $\theta(n)-1$ 位无符号数。由式(13)可得:

$$\Delta\theta = f_{\text{out}} \frac{2^{\theta(n)}}{f_{\text{clk}}} \quad (14)$$

累加器位宽 M , 最高位为符号位, 截取高 $\theta(n)$ 位, 去除最高位符号位, 送至 DDS。实际频移 f_d 与输入参数 D_{in} 之间存在如下关系:

$$D_{\text{in}} = \Delta\theta \cdot 2^{M-[\theta(n)-1]} = 2^{M-[\theta(n)-1]} f_d \frac{2^{\theta(n)}}{f_{\text{sys}}} \quad (15)$$

f_d 从 -1 MHz 变化至 1 MHz , 需要时间 t 完成频率变化, 则:

$$t = \frac{f_{d,\max} - f_{d,\min}}{f_a f_{\text{sys}}} = \frac{2f_{d,\max}}{f_a f_{\text{sys}}} \quad (16)$$

实际的 f_a 对应的 $Erfc$ 输入值为:

$$Erfc = \frac{2f_{d,\max}}{tf_{\text{clk}} f_{a,\max}} f_a 2^{M-[\theta(n)-1]} \quad (17)$$

3 测试结果

根据设计的系统方案, 利用某遥测系统的跟踪接收机平台完成实测。测试结果如图 5、图 6、图 7 所示, 信号输出中频频率为 70 MHz , 基带码速率均设置为 2.5 Mbps 。

未设置多普勒参数时, 单音信号和 QPSK 调制信号频谱如图 5 所示。设置频移 f_d 为 100 kHz , 变化率 f_a 为 20 kHz/s , 经过 35 s 后的单音信号及 QPSK 调制信号频谱如图 6 所示。由图 6 可见, 中心频率由原来 70 MHz 漂移至 70.8 MHz , 主瓣两侧的旁瓣为和差调制中差信号采用 $K(t)$ 四相移相所产生, 与真实信号吻合。实际测试结果表明, 多普勒频移最高可以设置到 $-1.50 \text{ MHz} \sim 1.50 \text{ MHz}$, 变化率最大值可至 200 kHz/s , 30 s 时间可以完成 1 次 $68.50 \text{ MHz} \sim 71.50 \text{ MHz}$ 往返扫频。由于频谱仪与系统时钟非同源, 故实际测试中结果与理论分析值稍有偏差, 属于工程中正常情况。从卫星接收到的单音信号如图 7 所示, 信号主瓣值由于信道中的损失, 低于模拟信号主瓣值, 但频谱特性相同。由图 6 与图 7 对比可知, 模拟源所模拟的信号各种特性基本与真实信号一致^[5]。

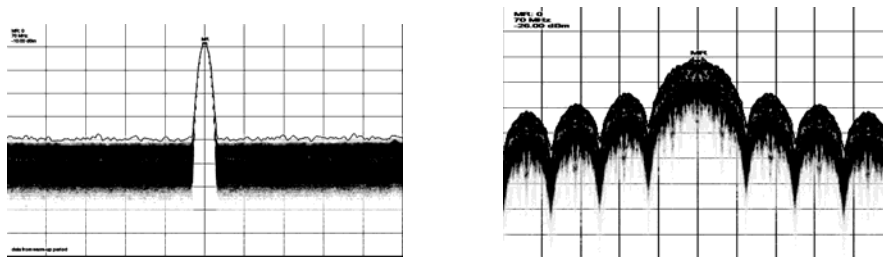


Fig.5 Spectrum without Doppler parameters

图 5 未设置多普勒参数的信号频谱

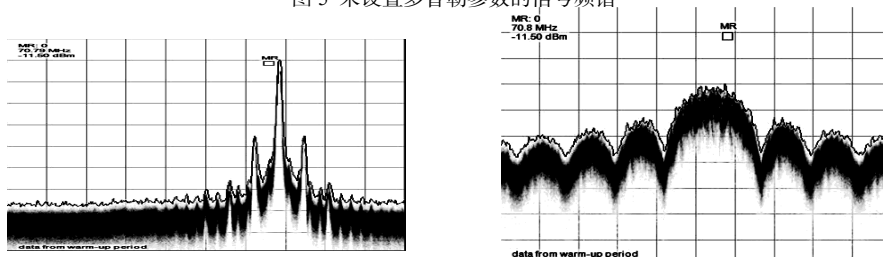


Fig.6 Spectrum with Doppler parameters

图 6 设置多普勒参数后的信号频谱

(下转第142页)