

文章编号: 1007-4619 (2004)05-0419-06

合成孔径雷达基带数字信号源的设计与开发

张 毅, 周成英

(中国科学院电子学研究所, 北京 100080)

摘 要: 基带数字信号源是合成孔径雷达(SAR)系统中的关键设备, 开发基带数字信号源对于满足 SAR 向多分辨率、多模式的发展具有重要的意义。随着 SAR 信号处理的完全数字化, 基带数字信号源已经替代以往使用的声表面波器件(SAW), 成为 SAR 数字线性调频产生单元的一部分, 能够为雷达提供所需发射的各种波形信号。同时, 面对复杂的 SAR 系统, 如何测试和验证 SAR 设备的功能是开发人员所必须面对的重要环节。高速数字信号源的研制, 对测试雷达视频信号处理设备有着十分重要的意义。该文首先简要介绍了数字信号源在 SAR 中的作用, 然后, 从理论上详细分析了基带数字线性调频信号的产生原理和设计过程; 讨论并提出了数字信号源作为雷达视频信号处理测试设备的作用; 给出了按照上述两种功能研制的高速基带数字信号源的性能、组成及其设计方案。

关键词: 合成孔径雷达; 基带; 数字信号源; 线性调频信号

中图分类号: TP722.6 **文献标识码:** A

1 引 言

合成孔径雷达(SAR)是一种与可见光观测系统不同的有源微波传感器。它通过雷达发射机向成像目标发射脉冲信号, 由雷达接收机接收回波信号。通过对雷达回波信号的数字信号处理, 可以形成高分辨率的雷达图像, 是当前国际上一种应用十分广泛而先进的对地遥感系统。由于雷达波具有穿透云层的特性, 因此 SAR 相对于可见光系统而言其最重要的优势是不受天气的影响, 可以执行全天候的对地观测任务。

2 数字信号源在合成孔径雷达中的作用

对于合成孔径雷达, 其有源特性决定了雷达本身要对外发射脉冲信号。由于雷达的作用距离和发射信号的功率成正比, 在给定发射机的容限内, 增加脉冲宽度可以提高雷达的平均发射功率。而另一方面, 雷达的分辨率和发射信号的脉冲宽度成反比, 即发射脉冲的宽度越大, 分辨率越低。针对这一矛盾,

就需要在增加脉冲宽度的同时, 保持所需的带宽。为此, 就需要发射包含某种相位或频率调制的宽脉冲。在接收机中, 对此宽脉冲进行压缩以分开相邻距离分辨单元。这就是合成孔径雷达发射线性调频(chirp)信号的原因^[1,2]。雷达发射和接收的脉冲波形如图 1。

以往, SAR 发射的线性调频信号是用声表面波(SAW)这种模拟器件来产生的, 但随着数字技术的发展, 目前广泛应用的是数字线性调频的方案。数字产生技术最大的优点是灵活可变: 用同一套数字线性调频产生电路可以产生多种线性调频信号, 使得雷达可以发射多种不同的信号^[3]。目前, 合成孔径雷达正向多模式、多分辨率的方向发展, 需要发射不同时宽、带宽的线性调频信号, 而数字线性调频产生电路的研制正适合这种发展方向。本文所论述的基带数字信号源其主要功能就是用来产生雷达需要发射的各种数字式线性调频信号。

与此同时, 研制基带数字信号源另一个目的是为雷达系统提供一种功能完备的测试用信号源。其功能是代替雷达的 A/D 变换器, 产生各种基带数字信号, 以测试并验证合成孔径雷达数字信号处理设备的功能。

收稿日期: 2003-03-07; 修订日期: 2003-06-24

作者简介: 张毅(1970-), 男, 副研究员, 硕士, 毕业于中国科学院电子学研究所, 中国科学院电子学研究所星载雷达系统部副主任, 设计工程师。参与研制了中国第一代实用化的机载和星载 L 波段 SAR, 现主要从事机载、星载 SAR 数字信号处理、数据压缩和数据采集等方面的研究。发表学术论文十余篇。

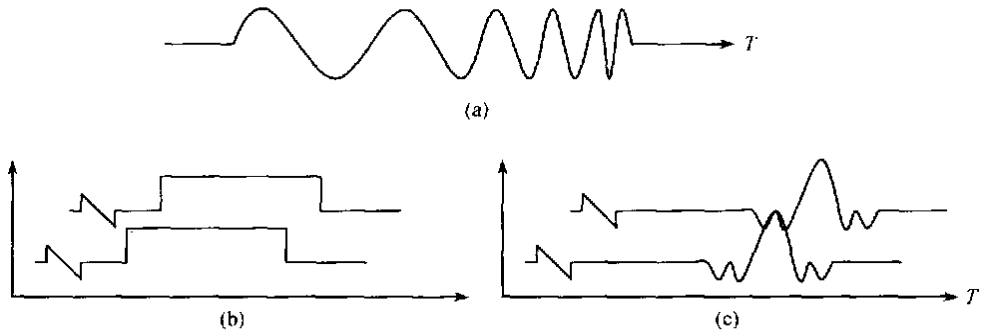


图 1 SAR 发射脉冲、接收脉冲和压缩处理后的脉冲
 (a)发射波形;(b)从相邻距离接收的脉冲;(c)分辨相邻距离目标的压缩脉冲

Fig. 1 The sending, receiving and compressed pulses of SAR

3 数字信号源的系统构成

3.1 信号源的功能模式划分

按照信号源第一种功能,产生 SAR 需要的数字线性调频信号,该系统包括:一个数据源存储模块,用来存储雷达需要发射的波形信号;一个高速数据缓冲模块,用于将存储器中的低速数据流转换成高速数据流;一个 FPGA 控制模块,对整个电路进行时序控制和一个输出驱动模块。

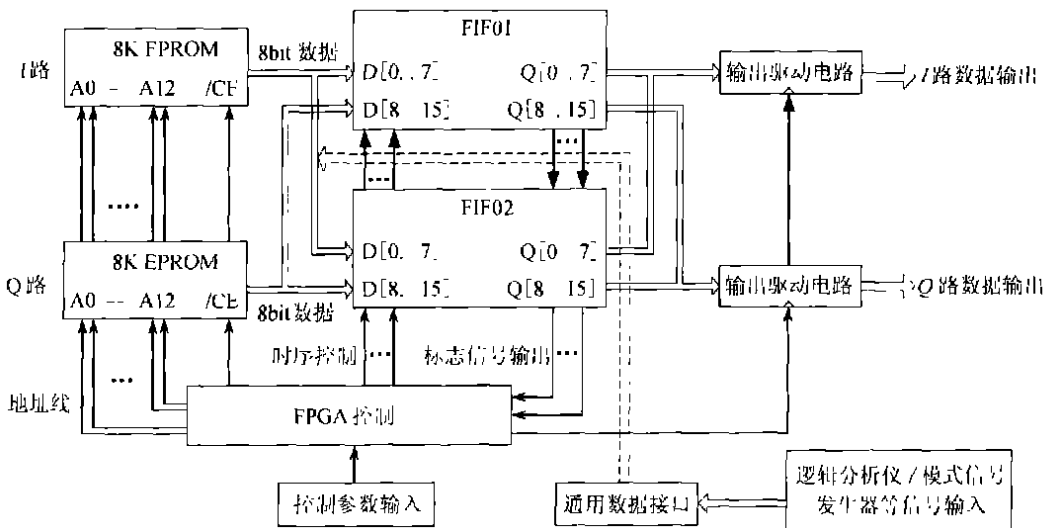
按照信号源第二种功能,用来验证后续数字处理设备,可以在存储模块(E PROM)中编制相应测试数据(例如雷达点目标数据),作为检测信号。同时,本信号源为使用通用测试仪器预留了数据接口。目前,有很多具有先进功能的逻辑分析仪、模式发生器

等测试设备,这些设备具有数据发生器或模式信号发生器的功能,能够自行编制任何输出数据。通过信号源的数据接口,接收测试仪器的已编制数据,在数据转换后输出给待检测的设备。最后再将从后续设备采集到的数据和发送的数据做比较以验证相关设备的功能。此时,只要向 FPGA 发送一个模式变换信号,就可以实现信号源从第一种功能向第二种功能的转变。

3.2 性能指标

输出数据流宽度:8bit×2路;输出数据流深度:8192点(单路);最大输出数据率:83Mbit/s;输出数字信号电平:TTL/RS-422(可根据实际需求而定);功耗:<3W。

3.3 系统组成框图



(C)1994-2021 China Academic Electronic Journal Publishing House. All rights reserved. http://www.cnki.net

Fig. 2 The block diagram of base-band digital signal generator

4 基带数字信号源的设计方案

4.1 线性调频信号的产生和设计原理

线性调频信号一般可以表示为:

$$X(t) = \cos\left[\omega_0 t + \frac{1}{2} \mu t^2\right] \quad (1)$$

ω_0 称为发射机的中心频率, 一般比较大, 例如, 对于 L 波段而言, ω_0 为 1250MHz。

将(1)式展开得到:

$$X(t) = \cos \omega_0 t \cos \frac{1}{2} \mu t^2 - \sin \omega_0 t \sin \frac{1}{2} \mu t^2 \quad (2)$$

$\cos \omega_0 t$ 是频率为 ω_0 的正弦信号, 这个信号是较为简单的。关键问题就是产生 $\cos \frac{1}{2} \mu t^2$, 即中心频率为 0 的线性调频信号。 $\frac{1}{2} \mu t^2$ 在(1)式中相当于相位函数 $\varphi(t)$, 可以由下式计算:

$$\varphi(t) = \int 2\pi k t dt = \pi k t^2$$

k 即为调频斜率, $k = \frac{B}{T}$ 。

于是,

$$\varphi(t) = \pi \frac{B}{T} t^2 \quad (3)$$

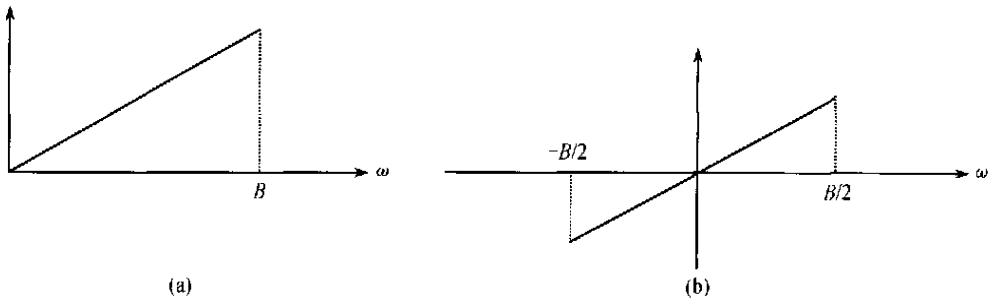


图3 线性调频信号频带变换示意图

(a) 普通线性调频信号; (b) 中心频率在零点的线性调频信号

Fig. 3 The sketch map of band conversion of Chirp signal

从(3)式推出的中心频率在零点的调频信号的相位函数可以表示为:

$$\varphi(t) = \pi \frac{B}{T} \left[t - \frac{T}{2}\right]^2, \quad -\frac{T}{2} \leq t \leq \frac{T}{2} \quad (6)$$

由 $N = \frac{T}{\Delta t}$, N 代表满足时宽、带宽需要的信号采样点数, Δt 为采样时间间隔, 经过数字采样, 相位函数表示为:

则(2)式中的 $\mu = 2 \frac{\pi B}{T}$ 。

为了用数字方法直接得到 $\varphi(t)$, 我们从另一个角度再分析一下线性调频信号 $X(t)$ 。 $X(t)$ 可以看作是复信号 $\theta(t) = e^{j(\omega_0 t + \varphi(t))} = e^{j\omega_0 t} \cdot e^{j\varphi(t)}$ 的实部, 即 $X(t) = \text{Re } \theta(t)$ 。则利用(3)式的结果可以得到,

$$e^{j\varphi(t)} = e^{j\pi \frac{B}{T} t^2} = \cos \pi \frac{B}{T} t^2 + j \sin \pi \frac{B}{T} t^2 \quad (4)$$

由(4)式可以得出两个正交的信号:

$$I(t) = \cos \pi \frac{B}{T} t^2; Q(t) = \sin \pi \frac{B}{T} t^2, \text{ 代入(4)式:}$$

$e^{j\varphi(t)} = I(t) + jQ(t)$ 。于是, 复信号 $\theta(t) = e^{j\omega_0 t} \cdot (I(t) + jQ(t))$, 将 $e^{j\omega_0 t}$ 展开计算并取实部后可以得到:

$$X(t) = \text{Re } \theta(t) = I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t \quad (5)$$

这样, 就可以很清楚地看出, 线性调频信号是两路正交信号和频率为 ω_0 的信号相调制而产生的^[4]。这一结论和我们直接将(1)式展开得到的(2)式的结果是一样的。

合成孔径雷达在实际设计中, 从减小设备工作频率的角度出发, 要降低带宽, 通常将基带信号变为中心频率在零点的形式^[5,6], 如图3。

$$\varphi(n) = \pi \frac{BT}{N^2} \left[n - \frac{N}{2}\right]^2, \quad -\frac{N}{2} \leq n \leq \frac{N}{2} \quad (7)$$

这里, n 即为第 n 点的采样值。因此, 两路正交信号 $I(t)$, $Q(t)$ 也可以用数字方法表示为:

$$\begin{aligned} I(n) &= \cos \pi \frac{BT}{N^2} \left[n - \frac{N}{2}\right]^2, \\ Q(n) &= \sin \pi \frac{BT}{N^2} \left[n - \frac{N}{2}\right]^2. \end{aligned} \quad (8)$$

我们可以按照给定的信号带宽,制定相应的采样率,并按照所需的采样点数,用计算机计算出采样值,存入 EPROM 中。根据图 3 所示,由于采用了中心频率在零点的线性调频信号产生方法,在信号带宽恒定不变的情况下,信号的最高频率降低了一半,为后续设备减轻了压力。

以 60Mbit 的视频带宽信号为例,写入 EPROM 存储器的数据是一个频率从 -30MHz 到 $+30\text{MHz}$ 的采样序列。其最高频率由 60MHz 降到了 30MHz,雷达相应的采样率也可以从 133MHz 降到 66.667MHz。若采样时宽为 $30\mu\text{s}$,存储器中需要的采样点数则为:

$$\text{时宽 } T \times \text{采样率} = 30\mu\text{s} \times 66.667\text{MHz} = 2000$$

4.2 基带数字信号源的实现

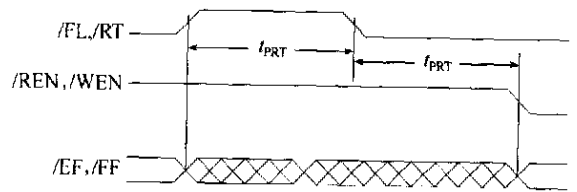
雷达信号都是经过正交解调后经下变频形成 I、Q 两路视频(基带)信号,因此基带信号源也被设计为 I、Q 两路数据输出的形式,每路 8bit。首先,依据(8)式,向 EPROM 中写入经过分析、计算好的发射波形的数字化采样值。然后,由可编程控制器 FPGA 控制将 EPROM 中的数据经过速率转换后再同步输出。

4.2.1 数字信号的数据率转换

EPROM 中线性调频信号的设计在 4.1 节中已有了详细的论述,现重点讨论如何将 EPROM 数据变为雷达需要的高速基带信号,即对低速 EPROM 数据做数据率的转换。数据率转换工作主要是由先进先出存储器(FIFO)完成。在本信号源中选用的 FIFO 芯片是 CYPRESS 公司开发的 CY7C4245 芯片。该芯片为用户提供的-一个重要特点是具有数据重发(Retransmit)功能。Retransmit 功能在按某一固定时间间隔发送相同的数据时具有特别的优势:它可使设计人员在设计需要重复发送的数据包时,将从 EPROM 中读出的低速数据流一次写入 FIFO 中,利用芯片的 Retransmit 功能便可使采样数据被反复地发送。该功能正好适合基带信号源周期性地发送数字化的基带线性调频信号的要求。

具体的控制过程为:向 FIFO 写完数据后,再向 FIFO 的 RT(Retransmit)端发送一个高电平的脉冲信号(时序要求见图 4),此时 FIFO 内部的读指针会被复位到物理地址 0 的位置。然后,随着读时钟的输入和读使能端(/REN)有效,读指针不断增加,直至与写指针地址相等后停止从 FIFO 中读出数据。读写时钟可以是连续时钟,但是在 RT 高电平期间和

高电平后 t_{RTR} 时间(Retransmit 恢复时间)内必须为无效状态。



t_{PRT} 为 Retransmit 脉冲宽度,CY7C4245-10 芯片要求大于 12ns;

t_{RTR} 为 Retransmit 恢复时间,CY7C4245-10 芯片要求大于 12ns。

图 4 FIFO 芯片 Retransmit 功能时序要求

Fig. 4 Retransmit timing diagram

4.2.2 FPGA 对信号源的控制过程

每次信号源加电后,会向电路发送复位信号,由复位信号触发从 EPROM 中开始读出数据。此时 FPGA 负责对 EPROM 的输出数据计数,当 I 路和 Q 路的数据量达到 8192 点后,FPGA 发出禁止 EPROM 输出的指令。

A. 写操作 以 I 路为例,由于目前带有 Retransmit 功能的高速 FIFO(存取时间 $< 12\text{ns}$)的存储深度一般是 4K 字节,所以采用一种特殊的级联方案:当第一片 FIFO 写满后,发出/FF1(第一片满信号),该信号直接引到第二片 FIFO 的写使能(/WEN)端,开始向第二片 FIFO 写入后 4K 数据。当所有 8192 点数据都写完后,第二片的 FIFO 输出/FF2(第二片满信号)。FPGA 监测到/FF2 有效后,控制 EPROM 输出为高阻。这就完成了从 EPROM 向 FIFO 传送数据的写操作。

B. 读操作 随着/FF2 信号的有效,FPGA 开始接收同步信号:PRF。每个 PRF 的上升沿触发产生一个读使能信号,连同读时钟一起由 FPGA 发送到 FIFO 的输出控制端。当第一片 FIFO 数据读空后,读空信号/EF1 直接引到第二片 FIFO 的读使能(/REN)端,允许从第二片 FIFO 中读出后 4096 点数据。当第二片 FIFO 数据读空后,发出/EF2 信号,触发 RT(Retransmit)信号由低变高,让读指针重新回到 0 地址,同时令读使能信号无效。在 RT 高电平持续时间大于 CY7C4245 芯片所要求的脉冲宽度后,RT 信号又由高变低,此时 FPGA 等待下一个 PRF,重复读数据过程。具体的读、写操作设计框图如图 5。

C. FPGA 仿真结果 FPGA 的读操作控制时序仿真波形如图 6。

4.2.3 软件设计

由于整个信号源的控制都由 FPGA 完成,因此

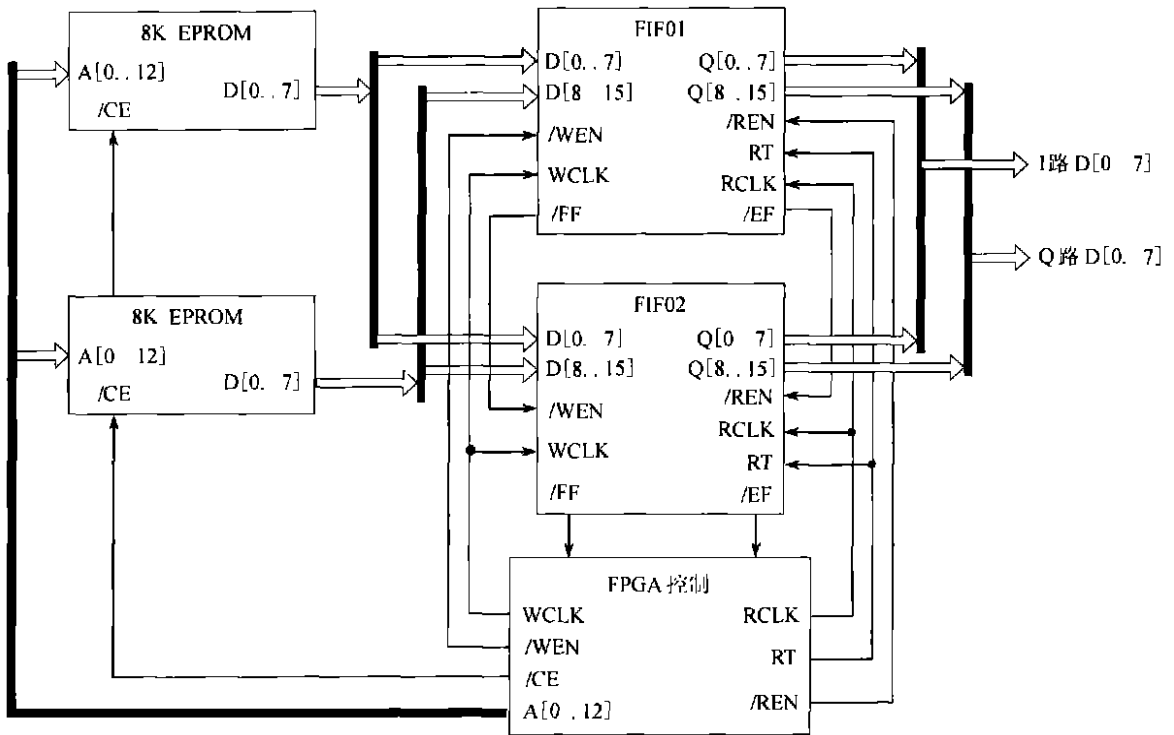
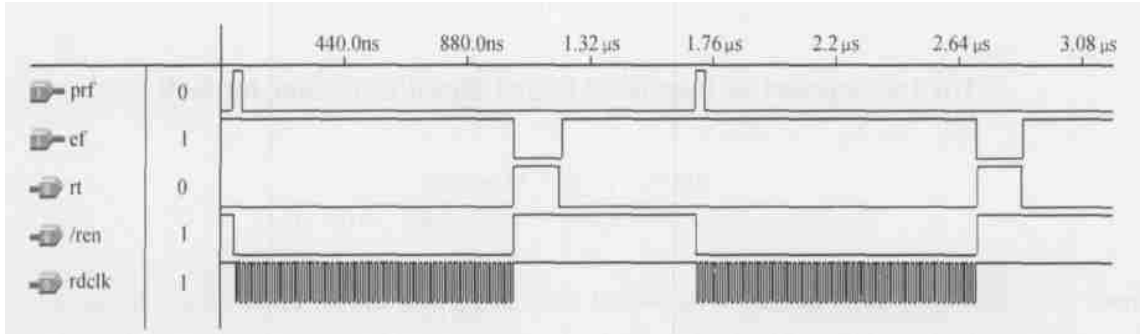


图 5 信号源读、写操作设计框图

Fig.5 Write and read operation block diagram of the signal generator



(说明:prf: 同步信号;cf: FIFO2 空信号;rt: Retransmit 信号;/ren: 读使能信号;rdclk: 读时钟信号,共 8192 个。)

图 6 FPGA 对 FIFO 芯片读操作的控制时序仿真图

Fig.6 The simulation timing diagram of read operation control

FPGA 的软件编制是信号源研制的一个重要部分。FPGA 负责监控信号源的各种操作状态,因此软件的编制主要是用来判断当前的工作状态,并产生和输出各芯片读/写时所需的控制信号。具体的流程图如图 7。

4.2.4 数据信号源作为检测设备的操作过程

此时,只要向 FPGA 发出一个模式转换信号,就可以直接从外接数据接口接收测试数据。在该模式中,EPROM 的输出为高阻,因此,可以向 FIFO 写入数据。同时,由于设计的通用性,将存储模块 (EPROM)中的数据替换为检测信号序列(在 SAR 中

通常为点目标数据),就可以利用原设计实现信号源的测试功能。具体的控制和操作流程同上所述。

5 结论

随着合成孔径雷达的分辨率和带宽的不断增加,基带数字信号源在雷达中发挥着越来越大的作用。当雷达的采样率增加时,按照上述设计思想,只要更换相应的 FIFO 芯片并改变 FPGA 中的控制程序就可以提高信号源的输出速率。本文所论述的信号源可以充分满足空间分辨率优于 $2.5\text{m} \times 2.5\text{m}$ 的

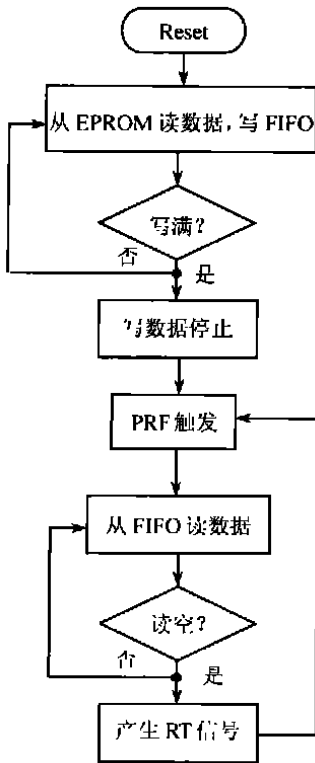


图 7 数字信号源 FPGA 软件控制流程图

Fig. 7 Flow chart of FPGA software design

SAR 的要求。实际上,当采用 SRAM 或 SDRAM 替代 FIFO 时可以很容易地使系统达到 120MHz—150MHz 的输出速率,能够满足优于 1m 分辨率 SAR 的要求;此外,在存储器中写入不同的发射波形信号,就能够满足 SAR 多模式的发展要求。

参考文献(References)

- [1] Zhang C B. The Theory, Systems Analysis and Application of Synthetic Aperture Radar [M]. Beijing: Science Press, 1989. [张澄波. 综合孔径雷达原理、系统分析与应用. 北京: 科学出版社, 1989.]
- [2] Kirk J C Jr. Digital Synthetic Aperture Radar Technology [R]. The Record of the IEEE International Radar Conference, 1975.
- [3] Cook C E, Bernfeld M. Radar Signals an Introduction to Theory and Application [M]. Academic Press, 1967.
- [4] Klauder J R, Price A C, Darlington S *et al*. The Theory and Design of Chirp Radars [J]. *BSTJ* 39, 1960, 2(4): 745—808.
- [5] Eber, L O, Soule H H Jr. Digital Generation of Wideband LFM Waveforms[R]. *IEEE 1975 International Radar Conference*, 1975.
- [6] Campbell B D. High-Resolution Radar Coherent Linear FM Microwave Source [J]. *IEEE Trans. on Aerospace and Electronic Systems*, 1970, 1(1): 62—73.

The Development of Base-band Digital Signal Generator for SAR

ZHANG Yi, ZHOU Chengying

(Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 100080, China)

Abstract: Base-band digital signal generator is an essential device in Synthetic Aperture Radar (SAR). It plays an important role in satisfying the development of multi-resolution and multi-mode of SAR system. With the digitization of SAR signal processing, base-band digital signal generator has substituted for SAW devices, and functioned as a part of the digital linear frequency modulator (chirp), which generates various sending signals for the radar. Facing more and more complicated SAR systems, in the meanwhile, developers must deal with testing and validation problems of the system. So it's necessary to develop a device that can help developers to validate the functions of SAR sub-assemblies, and digital signal generator just functions as a test device for the base-band signal processing devices of the radar. The author first introduces the functions of high-speed digital signal generator developed for SAR system, then analyses the principle and design process of linear frequency modulation signals, and discusses on the test function of the signal generator. The performance, composition and design scheme of a high-speed base-band digital signal generator is presented according to the above two functions.

Key words: synthetic aperture radar(SAR); base-band; digital signal generator; linear frequency modulation signal