

doi: 10.7690/bgzd.2013.05.001

基于 DDS+倍频的宽带 LFM CW 雷达信号产生设计

曾维贵, 孙迎丰, 胥辉旗
(海军航空工程学院科研部, 山东 烟台 264001)

摘要: 针对常规 LFM CW 信号产生方式存在的不足, 提出一种 DDS+倍频的宽带 LFM CW 雷达信号产生方案。在分析直接数字频率合成信号产生和线性调频连续波雷达基本原理的基础上, 给出宽带 LFM CW 信号产生设计流程图, 进行了硬件实现, 并对其相关功能和指标进行测试。测试结果表明: 该方案实用性强, 灵活性高, 硬件实现难度小。设计的硬件平台输出信号具有调频速度快、频率分辨率高、杂散水平相对较低、带内稳定平坦的特点, 可以满足雷达系统距离高分辨的要求。

关键词: 直接数字频率合成; 宽带 LFM CW; 倍频
中图分类号: TJ02 **文献标志码:** A

Design and Implementation of Wideband LFM CW Radar Signal Generation Based on DDS and Frequency Multiplication

Zeng Weigui, Sun Yingfeng, Xu Huiqi
(Department of Scientific Research, Naval Aeronautical & Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: According to the deficiency of conventional signal generation method for linear frequency modulation continuous wave (LFM CW) radar, a wideband LFM CW radar signal generation method based on DDS and frequency multiplication is proposed. On the basis of analyzing the fundamentals of direct digital synthesizer (DDS) and LFM CW radar, the design flow chart of signal generation method is presented, and the method is implemented in hardware and its function and performance are tested. The test results show that the method is practical, flexible and easily realized in hardware. For the signal generated by the designed hardware platform, the frequency tune rate and resolution are high, the spur level is low, and the in-band unflatness is small. The proposed method can satisfy the range high resolution demand in LFM CW radar systems.

Key words: DDS; wideband LFM CW; frequency multiplication

0 引言

为适应复杂电磁对抗环境和实现对目标的分选、识别, 现代雷达系统需要具有大带宽、高分辨的特性。其中, 线性调频连续波 (linear frequency modulation continuous wave, LFM CW) 是一种具有很高距离分辨率的宽带信号形式。采用 LFM CW 体制的雷达具有体积小、重量轻、结构简单、分辨率高和无距离盲区等优点, 非常适合于近距离高分辨率多目标探测与识别^[1]。LFM CW 雷达信号产生是这种体制雷达系统设计的关键之一。目前, 常规的 LFM CW 信号产生方式主要有直接频率合成、锁相频率合成 (phase locked loop, PLL)、直接数字频率合成 (direct digital synthesizer, DDS) 和混合式频率合成 4 种方式^[2-3], 它们各有优缺点, 直接频率合成技术频率转换时间短, 但是结构复杂, 且输出频率

范围有限; PLL 技术输出频谱纯度高, 但其频率转变时间较长, 频率分辨率有限; DDS 技术具有频率分辨率高、频率切换快、相位噪声低、频率稳定度高等优点, 但输出信号频率较低、带宽有限; PLL+DDS 是最常见的一种混合式频率合成技术, 但在很多情况下调频速率仍然不高^[4]。笔者提出一种 DDS+倍频的大调频斜率宽带 LFM CW 信号产生方法, 并利用 AD9858、大容量 FPGA、嵌入式主机等进行宽带 LFM CW 信号产生平台的设计与实现。

1 DDS 基本原理

DDS 信号产生原理如图 1。在参考时钟 f_{clk} 的控制下^[5], 相位累加器对频率控制字进行线性累加, 得到的相位码对 ROM 幅度表寻址, 使之输出相应的幅度码, 经过数模转换器得到相对应的阶梯波, 最后通过低通滤波器得所需频率连续变化的波形。

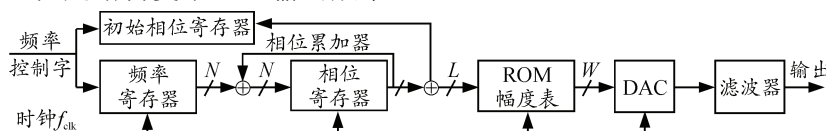


图 1 DDS 工作原理

收稿日期: 2012-11-06; 修回日期: 2012-12-07

作者简介: 曾维贵 (1984—), 男, 江西人, 博士研究生, 从事雷达波形设计与信号处理研究。

在 DDS 系统中，若频率寄存器的位数为 N 位，并以频率控制字 K 置为步长进行累加，则频率寄存器每经过 $2^N / K$ 个系统时钟后就回到初始位置，这时系统就输出一个正弦波。该正弦波的周期为：

$$T_{out} = T_{clk} \times 2^N / K \quad (1)$$

式中， T_{clk} 是系统时钟周期，且 $T_{clk} = 1 / f_{clk}$ 。

因此，对一个相位累加器位数已确定的 DDS，其输出信号频率取决于使用的系统时钟 f_{clk} 和设定的频率控制字 K 。在进行波形设计时，可根据输出信号的频率 f_{out} 确定频率寄存器的设置值为 $K = 2^N \times f_{out} / f_{clk}$ ，从而得到的输出信号 $S(n)$ 为

$$S(n) = \sin(2\pi f_{out} n T_{clk}) = \sin(2\pi n \times K / 2^N) \quad (2)$$

通常相位累加器位数 N 是很大的，如 32 位、48 位等，因此用 DDS 产生的信号频率分辨率非常高。当 $K=1$ 时，输出的信号频率分辨率是 $f_{clk}/2$ ，而相位分辨率为 $2\pi/2^N$ 。对于一个 32 位 DDS 芯片而言，在 1 000 MHz 的系统时钟下，其频率分辨率可达 0.23 Hz，远远高于一般的信号产生方式。根据奈奎斯特准则，DDS 产生信号频率 f_{out} 最大不超过 $f_{clk}/2$ ，则 $K \leq 2^{N-1}$ 。在实际应用中，受杂散位置和低通滤波器 (low pass filter, LPF) 的限制，通常产生的信号的最大频率取时钟频率 f_{clk} 的 40% 左右^[6]。

2 LFM CW 雷达工作原理分析

LFMCW 雷达的基本工作原理可以概括为：雷达信号发射机产生 LFM CW 信号，并通过天线将信号发射出去，信号经目标反射后调频斜率和带宽不变，但与发射信号之间存在延迟 t_d ，然后经天线接收和微波前端放大、滤波后与耦合分路的发射信号进行混频，得到差拍信号 f_d ，再经过雷达信号处理系统采样、处理后可以得到目标距离信息^[7]。其中，LFMCW 体制雷达的基本结构如图 2 所示。

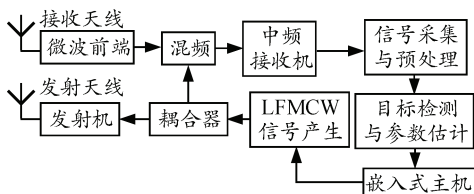


图 2 LFM CW 体制雷达基本结构

与简单脉冲测距雷达原理不同的是，LFMCW 雷达通过测量目标回波与发射信号之间差频来得到目标的距离，其测距原理示意图如图 3 所示。

设锯齿波线性调频连续波雷达发射信号为

$$S_t(t) = A \cos 2\pi [f_i(t)t + \theta] \quad (3)$$

式中： $f_i(t)$ 为线性调频连续波信号瞬时频率； θ 为

信号的初始相位，且 $f_i(t)$ 可以表示为

$$f_i(t) = f_0 + \mu t \quad 0 < t < T \quad (4)$$

其中： $\mu = B/T$ 为信号调频斜率； B 为调频带宽； f_0 为发射信号中心频率； T 为调频周期。设目标距离为 r ，则目标回波相对于发射信号的延迟为 $t_d = 2r/c$ ， c 为电磁波传播速度，一般取光速，通常取 $t_d \leq T$ ， $S_r(t)$ 可表示为

$$S_r(t) = A \cos[2\pi f_i(t) + \phi] = A \cos[2\pi f_0 t + 2\pi B(t - t_d) / T + \phi] \quad (5)$$

回波信号 $S_r(t)$ 与耦合的发射信号混频，得到差拍信号，差拍信号的频率 f_d 可以表示为

$$f_d = f_i(t) - f_r(t) = \mu t_d, t_d < t < T \quad (6)$$

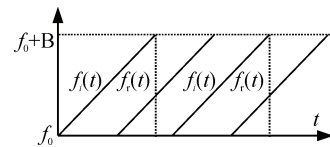
由式 (6) 可知，差拍频率是一个与回波距离延迟成正比的函数，将 $t_d = 2r/c$ 代入式 (6) 可得目标距离为

$$r = \frac{c f_d}{2\mu} = \frac{cT}{4B} f_d \quad (7)$$

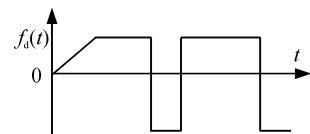
对式 (7) 求一阶导数可得：

$$\frac{dr}{df_d} = \frac{cT}{4B} \quad (8)$$

由式 (8) 可知，在频率分辨率和调频周期 T 确定的情况下，增加调频带宽 B 可以有效提高雷达的距离分辨率。



(a) 发射和回波信号的频率-时间关系



(b) 差拍信号的频率-时间关系

图 3 LFM CW 雷达测距原理示意图

3 DDS+倍频的宽带 LFM CW 信号产生方案

由上述分析可知，要提高 LFM CW 雷达的距离分辨率，必须提高雷达信号的频率分辨率和增加信号带宽。为了实现对目标一维高分辨距离成像，设计的 LFM CW 信号参数指标需满足以下要求：

- 调频带宽：1.200~1.600 GHz；
- 调频周期： ≤ 5 ms；
- 频率分辨率： ≤ 400 Hz；
- 信号无杂散动态范围： ≥ 40 dBc。

虽然利用 DDS+上变频的方式产生 LFM CW 信

号实现难度小、频率分辨率高,但 DDS 输出信号频谱杂散较高,且调频带宽受限于 DDS 的系统工作时钟,使这种方式在宽带雷达信号产生上的应用有很大的局限性。为了突破这种局限,可以考虑采用 DDS 信号产生技术与倍频相结合的方式来实现宽带 LFM CW 信号的产生。这样,既可以发挥 DDS 信号产生的频率分辨率高、相位噪声低、频率切换快等优点,又可以在保证信号杂散水平的前提下利用倍频方式提高信号调频速率和调频带宽。目前,性能优异的高速 DDS 信号产生芯片比较多,倍频器件也常用于微波信号设计中。笔者在结合 DDS 信号产生与信号倍频的基础上,利用嵌入式系统设计技术,提出如图 4 所示的宽带 LFM CW 信号产生方案。

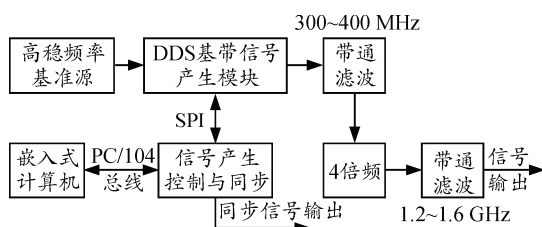


图 4 宽带 LFM CW 信号产生方案示意图

由图 4 可以看出,宽带 LFM CW 信号产生系统由嵌入式计算机、信号产生控制与同步模块、DDS 基带信号产生模块、4 倍频与滤波电路以及高稳基准源组成。其中,嵌入式计算机负责装订信号参数诸如调频范围、调频速率、频率分辨率等,并将参数值换算成 DDS 芯片的寄存器控制值,再通过总线将这些值传递给信号产生控制与同步模块;信号产生控制与同步模块负责将寄存器控制值通过 SPI 接口写入 DDS 对应的寄存器中并按照同步关系启动 DDS 芯片使之产生相应的基带信号;带通滤波器 1 用于基带信号滤波,降低输入倍频电路信号的杂散水平;4 倍频电路和带通滤波器 2 用于信号倍频和滤波降低输出信号杂散。

此方案具有以下优点:1) 频率分辨率高,信号杂散水平相对较低;2) 系统灵活性高,参数可重配置;3) 信号调频带宽宽、调频斜率陡;4) 通用性较强,可以适合不同的应用场合。

4 设计实现

4.1 关键器件选型

为保证输出信号的质量,笔者选用 AD9858 高速 DDS 芯片来产生基带 LFM CW 信号。它是 AD 公司于 2003 年推出的一款高性能 DDS 芯片,用于雷达频率合成及宽带信号产生等方面^[8-9]。AD9858 的

主要性能指标为:1) 具有 1 GSPS 的采样速率;2) 内部集成 10-bit DAC;3) 自动频率扫频功能;4) 带有 8 位并行及串行外围设备接口(serial peripheral interface, SPI);5) 集成 2 GHz 的模拟混频器;6) 输出信号频率可高达 400 MHz。AD9858 芯片通过设置不同的控制寄存器,写入不同的频率控制字和相位偏移控制字,产生需要的信号,其内部可用资源包括控制寄存器(control function register, CFR)、1 组步进频率调节字(delta frequency tuning word, DFTW)寄存器和步进频率斜率字(delta frequency ramp rate word, DFRRW)寄存器、4 组 32 位的频率调节字(frequency tuning word, FTW)寄存器和 16 位相位偏移字(phase offset word, POW)寄存器。

此外,选用 1 GHz 高稳晶振作为信号产生的频率基准源;信号产生控制与同步模块的核心器件选用 Altera 公司的 EP2S30F484C5 FPGA;采用高可靠的嵌入式计算机作为 LFM CW 信号参数计算和人机交互的主机;选用成熟的微波带通滤波器和 4 倍频器产品提高信号质量和扩展信号带宽。

4.2 宽带 LFM CW 雷达信号产生设计流程

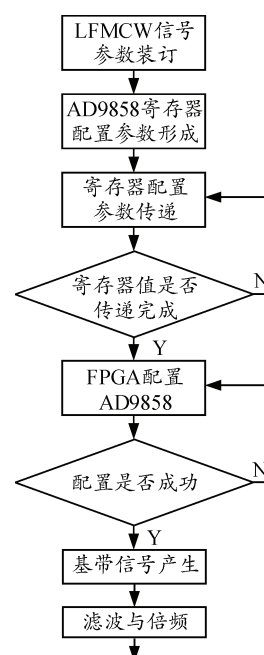


图 5 宽带 LFM CW 雷达信号产生基本流程

宽带 LFM CW 信号产生设计流程如图 5。通过嵌入式计算机装订信号参数,计算机根据装订的具体参数计算需要配置的 AD9858 寄存器的参数值,并通过 PC/104 总线将寄存器参数值传递给信号产生控制与同步模块的 FPGA;FPGA 在确认参数传递完成的情况下,通过 SPI 接口将参数值写入对应

的寄存器并启动 AD9858; AD9858 则根据配置的参数产生相应的基带信号并通过滤波和倍频后输出。

4.3 硬件设计

宽带 LFM CW 雷达信号产生方案硬件设计的核心是 LFM CW 信号产生控制逻辑的实现,其主要作用是将输入的信号参数转换成相应的控制参数并按照严格的时序要求将参数配置给 DDS 芯片使之产生预想的信号。利用 EP2S30F484C5 FPGA 设计的信号产生控制逻辑示意图如图 6 所示。

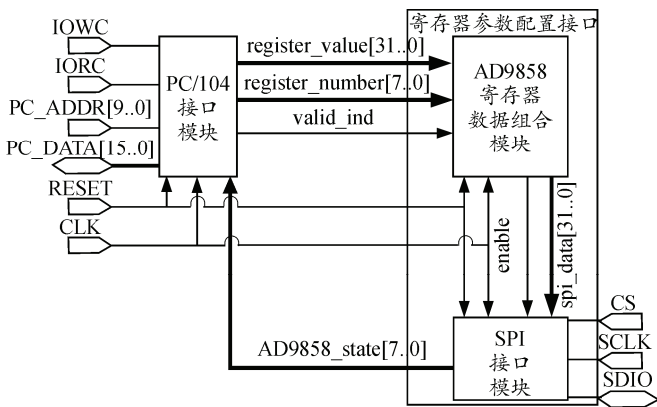


图 6 宽带 LFM CW 信号产生控制逻辑示意图

设计的信号产生控制逻辑分为 PC/104 总线接口模块和 AD9858 寄存器参数配置接口模块 2 个部分。其中,PC/104 接口模块的主要作用是实现信号产生控制与同步模块与嵌入式计算机的数据通信。设计的接口利用了 16-bit 数据传输模式,通过地址总线 PC_ADDR[9..0]和写信号 IOWC 锁存主机传递过来的寄存器参数值 PC_DATA[15..0]并组合成 32-bit 的 AD9858 寄存器配置数据 register_value[31..0]。利用 AD9858 产生 LFM CW 基带信号需要配置 5 个寄存器,分配的嵌入式计算机地址范围为 0x110~0x11F。

寄存器参数配置接口负责将 AD9858 寄存器配置数据 register_value[31..0]准确无误地写入 AD9858 的寄存器。AD9858 产生 LFM CW 信号需要配置的寄存器包括:功能控制寄存器(32-bit,寄存器地址 0x00)、步进频率调节字寄存器(32-bit,寄存器地址 0x01)、步进频率斜率字寄存器(16-bit,寄存器地址 0x02)、频率调节字寄存器 0(32-bit,寄存器地址 0x03)、相位偏移字寄存器 0(16-bit,寄存器地址 0x04)。利用 SPI 接口配置 AD9858 寄存器时,需要将寄存器地址和对应的配置数据组合并按照 SPI 接口协议的时序要求将数据写入寄存器;因此,设计的寄存器参数配置接口分为 2 部分:

寄存器数据组合模块和 SPI 接口模块。寄存器数据组合模块负责将寄存器地址和配置数据组合、打包;而 SPI 接口模块负责将打包好的数据按照 SPI 协议时序要求将数据写入对应的寄存器并产生寄存器更新信号,同时将监控 AD9858 的工作状态并将 AD9858_state[7..0]通过 PC/104 接口模块回传给嵌入式计算机。

5 测试结果分析

笔者对设计的宽带 LFM CW 雷达信号产生平台进行相关的功能和指标测试。其中,PC/104 数据通信接口时序实测结果如图 7 所示,寄存器参数配置接口时序实测结果如图 8 所示。

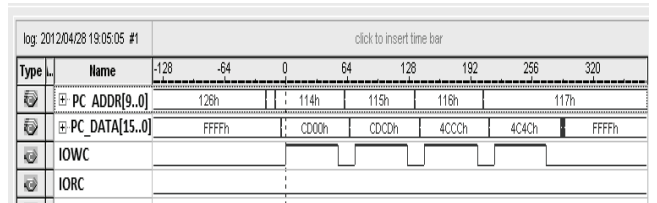


图 7 PC/104 数据通信接口时序测试结果

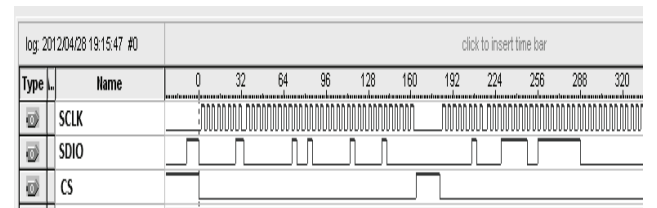


图 8 寄存器参数配置接口时序测试结果

产生的 LFM CW 基带信号调频范围为 300.0~400.0 MHz,步进频率为 200.0 Hz,步进间隔为 8.0 ns,调频周期 $T=4.0$ ms,平台输出的 LFM CW 基带信号频谱如图 9。经测试,基带信号的无杂散动态范围(spurious free dynamic range, SFDR)约为 52.0 dBc,带内不平坦度小于 1.0 dB;经过带通滤波和 4 倍频后输出的宽带 LFM CW 信号频谱如图 10 所示,其 SFDR 不小于 42.0 dBc,带内不平坦度小于 1.5 dB。

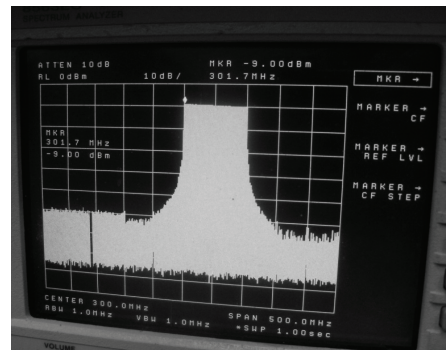


图 9 DDS 基带信号实测频谱