

# 高分辨率成像冰川厚度探测雷达 数字接收机设计与实现

赵 博<sup>1,2</sup>, 刘小军<sup>1</sup>, 方广有<sup>1</sup>

(1. 中国科学院电子学研究所高功率微波与电磁辐射重点实验室, 北京 100080;

2. 中国科学院研究生院, 北京 100049)

**摘要:** 雷达技术是陆地和极地冰川厚度探测的重要手段。高分辨率成像冰川厚度探测雷达工作在 VHF 波段, 接收机采用了高低增益两个通道, 提高了系统的接收灵敏度。回波信号的采集采用直接中频采样技术, 对获取的数字信号进行数字脉冲压缩处理, 降低了接收机系统的复杂性。给出了采样频率的选取和脉冲压缩技术的实现方法, 通过对实测数据的分析表明该设计是可行的。

**关 键 词:** 冰川探测雷达; 带通采样; 中频采样; 正交检波; 数字脉冲压缩; Chirp 信号

**中图分类号:** TN 957.5      **文献标识码:** A      **文章编号:** 1004-0323(2008)01-0093-05

## 1 引 言

冰川厚度对全球气候变化具有良好的指示作用, 可用来分析气候变暖带来的影响。冰下地形为研究冰川地貌形成过程与机制提供了重要的参考价值, 而有效地探测冰储量对于冰川水资源评估具有十分现实的意义<sup>[1]</sup>。同时, 由于冰川具有对无线电波衰减小、冰体成层性和均质性好的优点, 利用电磁波进行冰川探测成为一种有效的技术手段。为此, 中科院高功率微波与电磁辐射重点实验室完成了一套工作于 VHF 波段的高分辨率成像冰川厚度探测雷达(HRI-GPR), 实现对冰川厚度、冰下地形和冰储量的探测, 为相关领域的研究提供科学依据。

采用不同的发射功率和天线形式, HRI-GPR 可工作于机载或地面模式。系统信号源采用线性调频脉冲(chirp), 接收机包含高增益(HGC)和低增益(LGC)两个通道。采用双通道设计可有效提高系统的动态范围<sup>[2]</sup>。为了在接收数据处理中使用合成孔径方法, 需要对接收信号进行正交相干检波得到正交的两路基带信号, 保留回波信号的幅度和相位信息。传统方法使用相位检波器来完成, 但需要接收机具有模拟混频器和低通滤波器, 两个通道共需四

个检波器, 这会增加接收机的复杂性和系统成本。同时模拟电路受器件差异性的影响较大, 再加温度漂移而导致 IQ 通道幅相不平衡, 常常会产生难以消除的镜像分量<sup>[3]</sup>。高速 ADC 的发展, 使中频采样技术的工程应用成为可能。HRI-GPR 雷达系统在设计中采用了直接中频采样技术, 这样可以很好地解决模拟正交相位检波带来的问题。

对雷达回波信号进行正确的采样是信号存储和处理的前提。数字脉冲压缩作为信号处理中重要的一步, 其结果对系统性能有重要影响。在此基础上, 经过适当的信号处理, 反演出目标信息。

## 2 带通采样原理

由 Nyquist 采样定理(低通采样定理)知, 一个信号的频谱如果只占据  $-\omega_m \sim +\omega_m$  的范围, 则该信号可以用等间隔的抽样值唯一地表示, 而采样频率不小于  $2f_m$  (其中  $\omega_m = 2\pi f_m$ )<sup>[4]</sup>。对于频谱分布在  $(f_L, f_H)$  的带通信号, 当然仍然可以按照 Nyquist 采样定理进行采样。但如果  $f_H \gg B = f_H - f_L$ , 会造成采样频率相对较高, 以致难以实现, 同时有很多频段会出现空白。此时, 选用带通采样可有效降低采样速率。

收稿日期: 2007-09-30; 修订日期: 2008-01-23

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60551002)。

作者简介: 赵博(1983—), 男, 博士研究生, 主要从事探地雷达数据采集和信号处理等方面的研究。E-mail: zhao-bo04@mails.gucas.ac.cn。

设一时间连续型带通信号  $m(t)$ , 其幅度谱  $|M(\omega)|$  如图 1 所示。

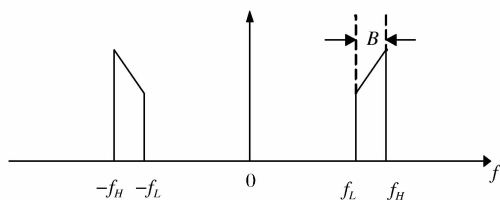


图 1 带通信号幅度谱

Fig. 1 The amplitude spectrum of band pass signal

该信号频率范围为  $(f_L, f_H)$ , 中心频率  $f_0 = (f_H + f_L)/2$ , 最高频率可用带宽来表示, 即  $f_H = nB + kB$ , 其中  $0 < k < 1, n = [f_H/B], [\cdot]$  为取整符号。对  $m(t)$  进行时间间隔为  $T_s$  的均匀采样, 采样后信号可表示为:

$$m_{T_s}(t) = m(t) \times \delta_T(t) = \sum_n m(nT_s) \delta(t - nT_s) \quad (1)$$

则该信号的频谱为:

$$\begin{aligned} M_{T_s} &= \int_{-\infty}^{\infty} \sum_n m(nT_s) \delta(t - nT_s) e^{-j\omega t} dt \\ &= \frac{1}{T_s} \sum_k M(\omega - k\omega_s) \end{aligned} \quad (2)$$

其中:  $M(\omega)$  为信号  $m(t)$  的频谱函数,  $\omega_s = 2\pi f_s$  为采样角频率。图 2 给出了采样后信号的幅度谱, 它相当于将原带通信号的频谱以  $f_s$  为周期做周期延拓。

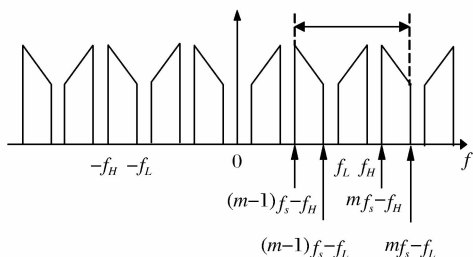


图 2 采样信号幅度谱

Fig. 2 The amplitude spectrum of sampled signal

在图 2 中横向箭头标注范围内, 频谱包括原带通信号的负频谱分量右移  $m-1$  次项和右移  $m$  次项以及原带通信号的正频谱分量。为保证带通信号频谱在周期延拓时不混叠, 只要求采样后被搬到正频谱左右两侧的负频谱不与该正频谱交叠即可。写成表达式为:

$$\begin{cases} (m-1)f_s - f_L \leq f_L \\ mf_s - f_H \geq f_H \end{cases}$$

整理得:

$$\frac{2f_H}{m} \leq f_s \leq \frac{2f_L}{m-1} \quad (3)$$

显然上式成立还要求  $\frac{2f_H}{m} \leq \frac{2f_L}{m-1}$ , 即  $m \leq f_H/B$ ,

所以正整数  $m$  的取值范围是  $1 \leq m \leq n$ 。若采样频率满足(3)式, 则让采样后信号通过中心频率为  $f_0$ 、带宽为  $B$  的带通滤波器就可无失真地恢复出原带通信号  $m(t)$ 。

若要求搬移过来的负频谱恰好等间隔地分布在正频谱的两侧, 如图 2 所示, 则采样频率除要符合(3)式要求外, 还应满足下式:

$$\begin{aligned} f_L + f_H &= \frac{2(m-1)f_s - f_H - f_L}{2} + \\ &\quad \frac{2mf_s - f_H - f_L}{2} \end{aligned}$$

化简得:

$$f_s = \frac{4f_0}{2m-1} \quad (4)$$

联合(3)式和(4)式可求得此时  $f_s$  需满足下列关系:

$$\begin{cases} f_s = \frac{4f_0}{2m-1} \\ 1 \leq m \leq n \end{cases} \quad (5)$$

这时, 正频谱两侧的过渡带宽度相等, 降低了对低通滤波器的过渡带要求, 进而简化了雷达系统设计。需说明的是, (3)式是中频采样的通用情况, 式(5)只是(3)式的特殊情况。

### 3 带通采样及脉冲压缩的设计实现

在 HRI-GPR 雷达系统中, 发射信号是频率范围为 100~150 MHz 的线性调频脉冲, 数据采集电路使用中频采样技术对接收机输出的 RF 信号进行直接采样。按照(3)式要求  $\frac{2 \times 150}{m} \leq f_s \leq \frac{2 \times 100}{m-1}$

其中  $1 \leq m \leq 3$ 。不同  $m$  值对应的采样频率取值范围在下表 1 中列出。

表 1 不同  $m$  值对应的采样频率范围

Table 1 Range of sampling frequencies for different values of  $m$

$m$ 值	$f_s$ 取值范围(MHz)
1	300~+∞
2	150~200
3	100

$m=1$  对应 Nyquist 采样情况, 采样频率应大于信号最高频率的两倍。 $m=3$  时, 采样频率为带宽的两倍, 频谱处于临界混叠状态。因此取  $m=2$  来选择采样频率。按照(5)式要求, 最佳采样频率  $f_s = 500/3$  MHz。在 HRI-GPR 系统中, 采样时钟和

Chirp 信号由任意信号发生器给出,而任意信号发生器是由直接数字频率合成器(DDS)实现的。采用了双通道 DDS 芯片 AD9958,其输出的单一频率为<sup>[5]</sup>:

$$f_s = \frac{(\text{FTW})(f_{\text{SYSCLK}})}{2^{32}} \quad (6)$$

其中:FTW 是频率调谐字,它的取值范围是  $0 \leq \text{FTW} \leq 2^{31}$ ,  $f_{\text{SYSCLK}}$  是 DDS 内部系统时钟频率,为了保证输出信号质量,该频率应大于 400MHz。HRI-GPR 系统中的  $f_{\text{SYSCLK}}$  是由 AD9958 芯片内部的倍频器 PLL 来产生的<sup>[4]</sup>。

$$f_{\text{SYSCLK}} = f_{\text{OSC}} \times M \quad (7)$$

其中:  $f_{\text{OSC}}$  为外接温补晶振的输出频率,  $4 \leq M \leq 20$  为倍频次数。HRI-GPR 系统的控制部分用 FPGA 来实现,它的参考时钟由上面提到的温补晶振来提供,与脉冲重复频率(PRF)相关的控制信号都用时钟  $f_{\text{OSC}}$  来产生。由于系统有相干性要求,一个脉冲重复周期内的采样时钟数目必须为整数,写成表达式为:

$$\frac{N_1}{f_{\text{OSC}}} = \frac{N_2}{f_s} \quad (8)$$

其中:  $N_1$ 、 $N_2$  为正整数。根据(6)、(7)、(8)式和表1的限制,最终选定  $f_s = 162.5 \text{ MHz}$ ,  $f_{\text{OSC}} = 26 \text{ MHz}$ ,  $M=16$ 。需要注意的是,在该采样频率下,RF 信号的频谱搬移到基带(12.5~62.5 MHz)后,其频率对应关系是相对中心频率“反折”的,即 RF 信号通带上的高频分量对应基带上的低频分量,低频分量对应基带上的高频分量,这需要在信号处理中加以补偿。

回波信号经过采样后,首先进行正交检波提取信号的幅度和相位信息,同时完成由基带信号向视频信号(DC)的下变频。在雷达信号处理中常采用的正交检波方法有4种:低通滤波法、数字乘积检波(Digital Product Detector, DPD)法、Hilbert 滤波方法及 Bessel 滤波法<sup>[6]</sup>。这里采用低通滤波法,先将采样信号与本振信号  $e^{j2\pi f_c t}$  ( $f_c = 37.5 \text{ MHz}$ )混频,移去载频,再通过低通滤波器滤除混频时产生的上边带信号和高次谐波信号。低通滤波器(LPF)采用 128 阶的 FIR 滤波器,其截至频率等于  $\frac{B/2}{f_s/2}$ 。

线性调频体制雷达在不影响距离分辨率的前提下,可通过增加脉冲宽度来提高平均发射功率,这是依靠脉冲压缩来实现的。雷达脉冲压缩既可在模拟域又可在数字域实现,本系统采用数字脉冲压缩方

法。通过时域卷积直接作匹配滤波进行脉冲压缩的运算量相对较大,因而通常利用 FFT 的高效性在频率域完成。但应注意,使用 FFT 实现的是圆周卷积,为使圆周卷积和线性卷积等价,需对待处理信号加零延伸,以避免卷积后发生混叠<sup>[7]</sup>。频率域中数字脉冲压缩步骤如下:首先产生频率范围为  $-25 \text{ MHz} \sim 25 \text{ MHz}$  的基带线性调频信号,其调频斜率与发射信号相同,这同时意味着两者脉宽相等。再对其进行加窗处理,合适的加权可使脉冲压缩后产生的  $\sin c$  函数旁瓣得到有效抑制,提高峰值旁瓣比。之后对其做 FFT 处理,将参考信号变换到频率域。在对低通滤波后的采样信号做 FFT 后,将采样信号和参考信号的频谱直接相乘,最后做 IFFT,得到时宽为  $1/B$  的窄脉冲。完整的脉冲压缩算法如图3所示。该步骤与常用的算法不同,它将参考信号与采样信号的频谱直接相乘,而没有取共轭运算,这是由上文提到的“反折”现象决定的。

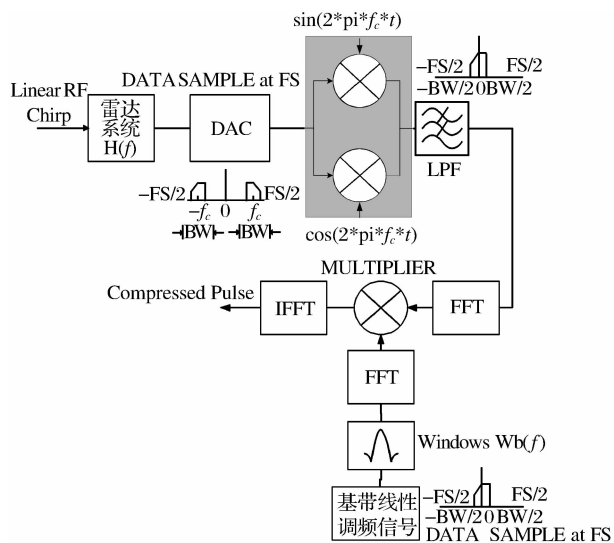


图3 数字脉冲压缩算法

Fig.3 Digital pulse compression

## 4 实验结果

在 HRI-GPR 雷达系统中,高速 ADC 器件选用的是 Analog Device 公司的 AD9411-200。该芯片输入带宽为 700M,差分输入电压量程为 1.536V 或 0.766V,转换速率最高为 200 MHz,分辨率 10 位,有效位典型值为 9.7 bits,输出为差分 LVDS 电平。射频带通信号采用系统中 DDS 产生的 Chirp 信号,其数学表达式为  $m(t) = a(t)\cos(2\pi \times 125 \times 10^6 t + \pi \times 5 \times 10^{12} t^2)$ ,其中  $t$  的取值范围是  $-5\mu s \leq t \leq 5\mu s$ ,  $a(t)$  为信号源中滤波器和放大器的非线性对

幅度的加权。实验中只采集一个脉冲宽度,其余时间内信号幅度为零,来模拟一个理想点目标的回波。对该信号进行频率为 162.5 MHz 的采样后,得到的欠采样归一化波形如图 4,对应的频谱如图 5 所示,其中的零频成分是由 AD 量化时产生的直流分量引起的,可通过均值滤波来消除。图5给出了中频带

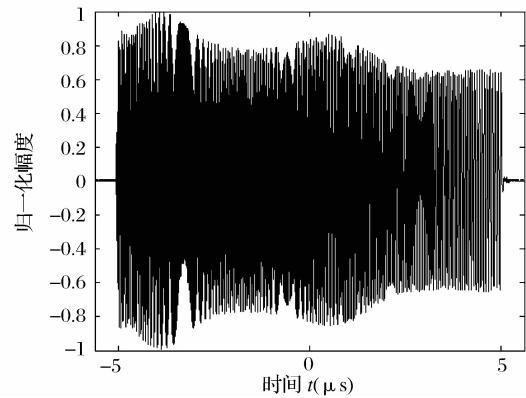


图 4 时域采样波形

Fig. 4 The waveform of sampled signal

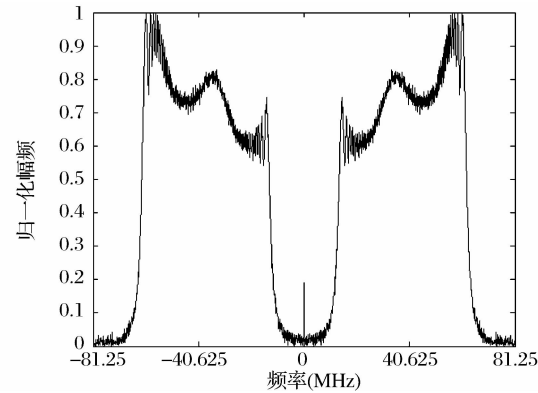


图 5 采样信号频谱

Fig. 5 The amplitude spectrum of sampled signal

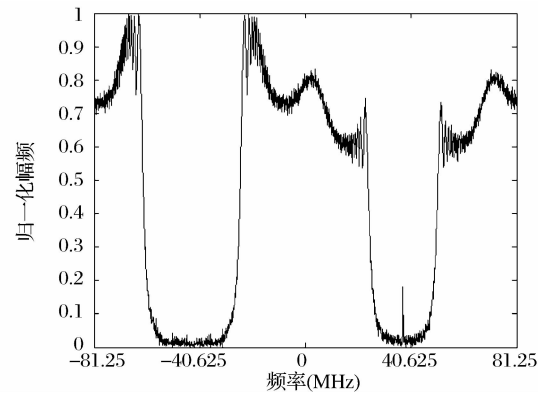


图 6 数字混频后信号频谱

Fig. 6 The spectrum of sampled signal after mix

通信号采样后产生的基带信号的带宽为 50MHz,中心频率为 37.5MHz。基带信号在经过数字混频后得到的视频信号频谱如图 6。显然,信号频谱两侧的过渡带宽度不等,这是由于采样频率不满足式(5)所引起的,为了达到同样的镜频抑制比效果,低通滤波器的设计应以右侧窄过渡带的参数为依据。经过低通滤波后,滤除了高频分量,信号频谱如图 7 所示。最后进行脉冲压缩,得到的幅度 DB 图如图 8,

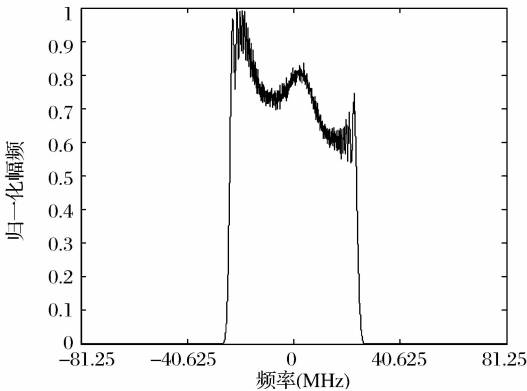


图 7 低通滤波后信号频谱

Fig. 7 The spectrum of signal after low pass filter

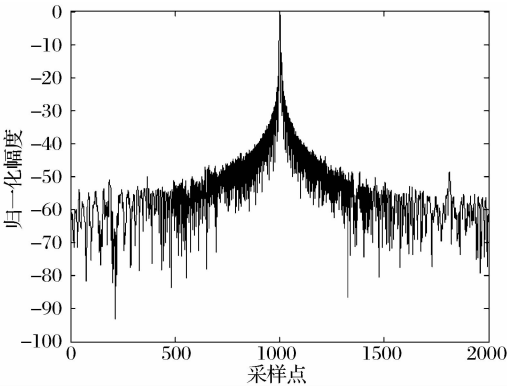


图 8 脉冲压缩后信号幅度图

Fig. 8 The amplitude fig of compressed signal

其中主瓣宽度为 7 个采样点,最大的第一对旁瓣为主峰电平的一 12.6dB。在图 9 中,给出了理想 Chirp 信号脉冲压缩输出的仿真结果,其主瓣宽度为 6 个采样点,其最大的第一对旁瓣为主峰电平的一 13.2dB。为便于比较,在实测数据和仿真数据的压缩过程中,都未对参考信号做加权处理。由图可见,实测结果与理论输出比较吻合。

通过对图 8 的分析,可以得知基于带通采样技术的数字接收机可以实现传统 IQ 正交解调的功能,通过对应的脉冲压缩处理算法,能够对目标回波的距离向实现压缩,以此提高距离向的分辨率。

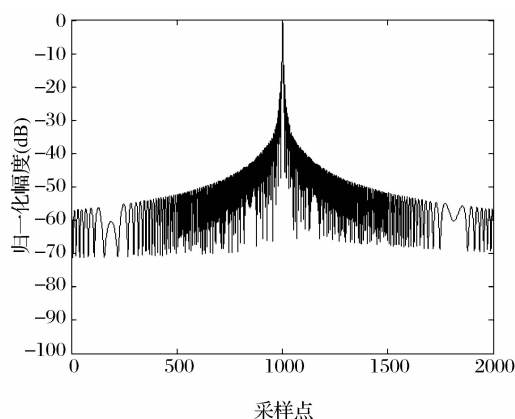


图9 理想信号脉冲压缩输出

Fig. 9 The compressed pulse of ideal chirp

## 5 结 语

直接中频采样因实现简单、能降低系统体积和功耗、有效克服传统正交采样的造成的镜频误差而受到越来越多的重视。本文在阐述带通采样原理的基础上,推出了采样频率应该满足的重要条件,并成功应用于本实验室研制的高分辨率成像冰川厚度探测雷达系统中。系统实测数据表明,基于带通采样技术设计的数字接收机性能可靠。

### 参考文献:

[1] Sun B, He M B, Zhang P, *et al.* Determination of Ice Thickness,

Subice Topography and Ice Volume at Glacier No. 1 in the Tian Shan, China, By Ground Penetrating Radar[J]. Chinese Journal of Polar Research, 2003, 15(1): 35-44. [孙波, 何茅兵, 张鹏, 等. 天山1号冰川厚度和冰下地形探测与冰储量分析[J]. 极地研究, 2003, 15(1): 35-44.]

[2] Liu X J, Zhao B, Zhao M M, *et al.* A Wide Band Coherent Ice Penetrating Radar Receiver and Related EMC Considerations [C]. The 4th International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Qingdao, China, 2007.

[3] Sun X B, Bao Z. Sampling of IF Signal and Quadrature Coherent Detector[J]. Systems Engineering and Electronics, 1993, 15(5): 1-9. [孙晓兵, 保铮. 中频信号采样与正交相干检波[J]. 系统工程与电子技术, 1993, 15(5): 1-9.]

[4] Zheng J L, Ying Q H, Yang W L. Signals and Systems (Second Edition)[M]. Beijing: Higher Education Press, 2000. [郑君里, 应启珩, 杨为理. 信号与系统(第二版)[M]. 北京: 高等教育出版社, 2000.]

[5] Analog Devices Inc. AD9958, 2-Channel 500 MSPS DDS with 10-Bit DACs[Z]. United States of America: Analog Devices Inc., 2005, 9.

[6] Xu Y B. Improvement of Radar IF Sampling Theorem[J]. Modern Electronics Technique, 2006, 20: 124-126. [徐仰彬. 雷达中频采样理论的改进[J]. 现代电子技术, 2006, 20: 124-126.]

[7] Bao Z, Xing M D, Wang T. Radar Imaging Techniques[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2005. [保铮, 邢孟道, 王彤. 雷达成像技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2005.]

# The Design and Implementation of Digital Receiver for High Resolution Imaging Glacier Penetrating Radar System

ZHAO Bo<sup>1,2</sup>, LIU Xiao-jun<sup>1</sup>, FANG Guang-you<sup>1</sup>

( 1. The Key Laboratory of High Power Microwave and Electromagnetic Radiation, The Institute of Electronics, Chinese Academy of Sciences, Beijing 10080, China;

2. Graduate University of Chinese Academy of Sciences, Beijing 100049, China )

**Abstract:** Radar is the important means for land and polar glacier depth sounding. High-resolution imaging glacier penetrating radar (HRI-GPR) works at VHF band. A dual-channel receiver is introduced for improving the performance of HRI-GPR system. In order to reduce the complexity of the receiver, an immediate I. F. sampling technology is adopted for signal acquisition and the pulse compression in digital domain is done in the receiver. The selection of sampling frequency and implementation method of pulse compression are presented in this paper. The designed receiver is successfully applied in our HRI-GPR system.

**Key words:** Glacier Penetrating Radar; Band pass sampling; I. F. sampling; Quadrature detection; Digital pulse compression; Chirp signal