

文章编号: 1671-0576(2020)01-0001-06

MIMO 雷达导引头正交波形设计与应用技术

王 静, 郑巧珍, 张 鹏, 余彩云, 邹小东

(上海无线电设备研究所, 上海 201109)

摘 要: 针对多输入多输出(Multiple Input Multiple Output, MIMO)雷达导引头发射波形设计问题,分析了正交频分复用线性调频信号的自相关和互相关特性,设计了正交频分复用线性调频波形并给出了基于直接数字频率合成芯片的波形产生方法。针对正交波形匹配接收工程实现运算量太大的问题,给出了基于现场可编程门阵列的并行正交信号匹配接收过程,对时、频域正交信号匹配接收的算法结构和运算量进行了优化和对比,为 MIMO 雷达导引头的工程实现提供了参考。

关键词: MIMO 雷达; 发射正交波形设计; 正交信号匹配滤波

中图分类号: TN958.92

文献标志码: A

DOI: 10.3969/j.issn.1671-0576.2020.01.001

Design and Application of Orthogonal Waveform of MIMO Radar Seeker

WANG Jing, ZHENG Qiao-zhen, ZHANG Peng, SHE Cai-yun, ZOU Xiao-dong

(Shanghai Radio Equipment Research Institute, Shanghai 201109, China)

Abstract: Aiming at the transmitting orthogonal waveform design problem of multiple input multiple output (MIMO) radar seeker, the auto-correlation and cross-correlation characteristics of orthogonal frequency division multiplexing linear frequency modulation (OFDM-LFM) signals are analyzed, the waveform is designed and a method based on direct digital synthesizer(DDS)is proposed. To solve the problem of large computation in engineering of orthogonal signal matching filtering, a receiving process of parallel orthogonal signal matching based on field programmable gate array (FPGA) is presented. The algorithm structure and calculation of orthogonal signal matching reception in time and frequency domain are given and compared. The proposed method provides a reference for the engineering realization of MIMO radar seeker.

Key words: MIMO radar; transmitting orthogonal waveform design; orthogonal signal matching filtering

收稿日期: 2020-01-05

作者简介: 王 静(1984—),女,硕士研究生,高级工程师,主要从事雷达导引头信号处理技术研究。E-mail: szwangjing009@163.com

0 引言

多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 雷达导引头是导引头探测技术领域研究热点^[1]。它在传统相控阵雷达导引头的基础上,发射相互正交的信号,接收端匹配滤波处理分离不同的信号分量,提高雷达的检测性能和抗干扰能力^[2]。正交波形的设计和正交波形的接收处理是 MIMO 雷达导引头工程应用必须解决的关键问题。

常用的 MIMO 雷达正交波形有正交相位编码波形和正交频率编码波形。正交相位波形设计一般采用长编码或者宽脉宽来实现高正交性波形设计^[3]。相位编码信号对多普勒敏感,且当子阵个数较大时,获得较高正交性能的波形需要的编码长度较长。雷达导引头由于发射信号脉宽限制很难实现脉内较长编码设计,而采用脉间编码设计会增加处理复杂度,且受现有器件限制,匹配接收设计也存在难度,因此正交相位编码波形不适用于 MIMO 雷达导引头。正交频率编码波形常用的有正交离散频率编码 (DFCW) 信号^[4],该波形具有较高的自相关峰值旁瓣,且对频带范围要求较高,不适合雷达导引头工程实现。

本文基于雷达导引头常用的线性调频 (Linear Frequency Modulation, LFM) 信号进行设计,介绍了正交频分复用线性调频 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing Linear Frequency Modulation, OFDM-LFM) 波形的自相关和互相关特性,并给出了该波形产生及匹配接收的工程实现方法。

1 正交波形设计

1.1 正交波形设计准则

所谓波形正交,是指 MIMO 雷达导引头发射的波形是完全不相关的,在空间不能相互抵消而减弱,也不能相互叠加而增强,空间能量分布均匀。工程实现时,正交波形设计的目标就是使得

各波形之间尽量接近正交,不仅要求信号两两之间的互相关要很弱,还需要信号自身具有很低的自相关旁瓣。因此,一般从自相关峰值旁瓣电平和互相关峰值电平两方面来衡量波形的正交性能^[5]。

假设信号为 $s(t)$, $s^*(t)$ 为 $s(t)$ 的共轭,其自相关函数为

$$r_{ss}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t)s^*(t-\tau)dt \quad (1)$$

式中: τ 为回波信号延时。

信号的自相关函数有主瓣和多个旁瓣。有限长度的信号,其自相关函数在 $\tau=0$ 时出现一个最大值,即相关峰,相关峰的出现时刻表明了回波信号的真正迟延。旁瓣能够导致错误的决策而出现虚警,自相关峰值旁瓣电平是衡量这一性能的有效参数。因此,波形设计要求信号的自相关函数具有窄主瓣、低旁瓣的特性。

假设信号集为 $\{s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)\}$, 则任意两个信号 $s_k(t), s_i(t)$ 之间的互相关函数定义为

$$r_{s_k s_i}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s_k(t)s_i^*(t-\tau)dt, k \neq i \quad (2)$$

式中: τ 为回波信号延时。

波形设计要求信号的互相关函数值尽可能地小,也就是互相关峰值电平尽可能地小。

1.2 OFDM-LFM 信号

正交频分复用 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 技术采用多载波调制方式,在通信系统中被广泛用来克服多径干扰。LFM 波形是雷达导引头常用的波形,为了获得低自相关峰值旁瓣电平和互相关峰值电平的正交波形,可以把 OFDM 和 LFM 结合起来形成 OFDM-LFM 信号。

MIMO 雷达导引头由于体积限制,一般采用子阵设计。发射 OFDM-LFM 信号时,每个子阵发射的都是载波频率不同的线性调频信号。相邻两个子阵间频率间隔相差 Δf 。

假设某 MIMO 雷达导引头子阵数为 M , 发射信号脉冲宽度为 T_p , 脉冲重频周期为 T , 发射信号载频为 f_0 。各发射信号的时-频示意图如图 1 所示。

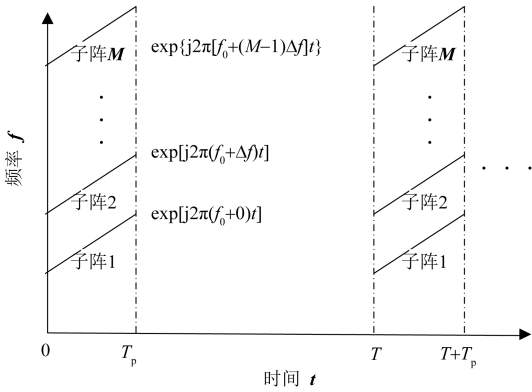


图 1 OFDM-LFM 信号的时频关系

第 i 个子阵的发射信号表示为

$$s_i(t) = \frac{1}{\sqrt{T_p}} \text{rect}\left(\frac{t}{T_p}\right) \times \exp\left[j2\pi\left(f_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2 + c_i \Delta f t\right)\right] \quad (3)$$

式中: $\mu = B/T_p$ 为调频斜率, B 为该子阵发射信号带宽; c_i 为第 i 个子阵与第 1 个子阵频率间隔的倍数。子阵 k 和子阵 i 发射信号互相关积分为

$$\int_{-\infty}^{+\infty} s_k(t - \tau_k) s_i^*(t - \tau_i) dt \approx \frac{\sin[\pi(c_k - c_i)\Delta f T_p]}{\pi(c_k - c_i)\Delta f T_p} \exp[-j2\pi(f_0 + c_k \Delta f)\tau_k] \times \exp[j2\pi(f_0 + c_i \Delta f)\tau_i] \quad (4)$$

由式(4)可看出,只要 $\Delta f T_p$ 为任一整数,则各个子阵所发射的信号彼此都正交。为了使互相关峰值幅度尽量小,OFDM-LFM 信号中两个波形之间的频率间隔要尽量大,而频率间隔的增大,会增加 MIMO 雷达的信号总带宽,给信号处理带来压力,因此,需要综合考虑合理设置。

假设某 MIMO 雷达,收发子阵数 $M = 4$,每个子阵信号带宽 $B = 12$ MHz,信号脉宽 $T_p = 5 \mu\text{s}$,频率间隔 $\Delta f = 12$ MHz。仿真得到子阵 1 信号自相关特性。未加窗自相关旁瓣归一化峰值功率约 -13.5 dB,如图 2(a)所示。采用汉明窗加窗处理后,自相关旁瓣归一化峰值功率降为约 -38 dB,如图 2(b)所示。

4 个子阵信号两两互相关特性如图 3 所示。可见,信号间互相关峰值较低,且互相关峰值位置离自相关峰值位置较远,符合正交波形设计准则。

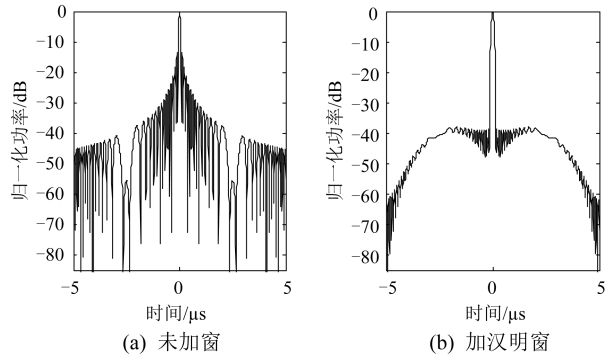


图 2 OFDM-LFM 信号自相关特性仿真

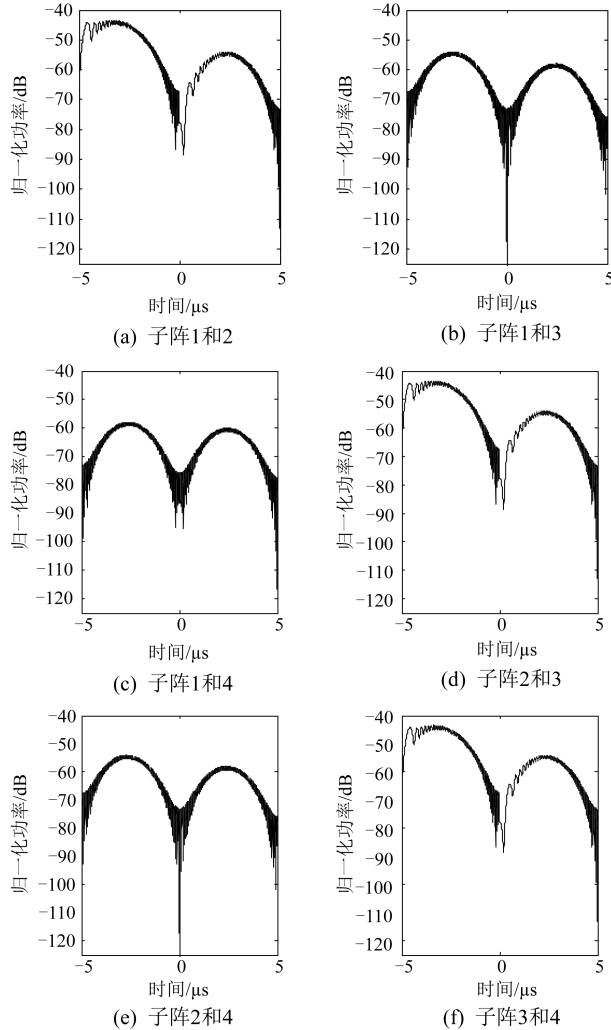


图 3 OFDM-LFM 信号互相关特性仿真

2 正交波形匹配接收技术

MIMO 雷达正交信号处理时,首先需要将接

收到的信号进行匹配滤波,分离出 M 个发射信号,然后在接收端进行波束形成^[6]。

第 m 个子阵接收的信号为

$$x_m(t) = \delta \exp[-j(m-1)\varphi] \left[\mathbf{a}^T(\theta) \cdot \mathbf{s}(t) \right] + n_m(t) \quad (5)$$

式中: δ 为目标散射系数和传输损耗总和; φ 为发射子阵间的空间相位差; $\mathbf{a}(\theta) = [1, \exp(-j\varphi), \exp(-j2\varphi), \dots, \exp(-j(M-1)\varphi)]^T$, 为发射导向矢量; $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_M(t)]^T$, 为发射信号矢量; $n_m(t)$ 为第 m 个阵元接收信号的噪声分量。

假设 $s_k(t), s_i(t)$ 完全正交,即

$$\int_{T_p} s_k(t) s_i^*(t) dt = \begin{cases} c, & k = i \\ 0, & k \neq i \end{cases} \quad (6)$$

式中: c 为常数。

$s_i(t)$ 与 $x_m(t)$ 匹配滤波得到的输出为

$$\begin{aligned} z_{mi} &= \int_{t_i}^{t_i+T_p} x_m(t) s_i^*(t) dt \\ &= \delta \exp[-j(m-1)\varphi] \exp[j(i-1)\varphi] c + n_{mi}(t) \end{aligned} \quad (7)$$

式中: t_i 为第 i 个距离单元的时间。可得

$$\begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \\ \vdots \\ z_{mM} \end{bmatrix} = \delta \exp[-j(m-1)\varphi] \times \begin{bmatrix} 1 \\ \exp(j\varphi) \\ \vdots \\ \exp[j(M-1)\varphi] \end{bmatrix} c + \begin{bmatrix} u_{m1} \\ u_{m2} \\ \vdots \\ u_{mM} \end{bmatrix} \quad (8)$$

将式(8)写成向量形式,可得

$$\mathbf{z}_m = \delta \exp[-j(m-1)\varphi] \mathbf{a}^*(\theta) c + \mathbf{u}_m \quad (9)$$

式中: \mathbf{u}_m 为匹配滤波输出的噪声信号矢量。

可见经过匹配滤波器组处理后,由不同发射信号引起的回波成分就能被分离出来了。

假设某 MIMO 雷达,收发子阵数均为 $M=4$, 每个信号带宽 $B=12$ MHz, 信号脉宽 $T_p=5$ μ s, 频率间隔 $\Delta f=12$ MHz, 信号总带宽为 48 MHz; 信号中频为 210 MHz, 采样率为 120 MHz。接收信号频谱如图 4 所示。

经过匹配滤波后,分离出 4 路信号频谱如图 5 所示。可见经过匹配滤波器组处理后,4 路回波信号就被分离出来了。

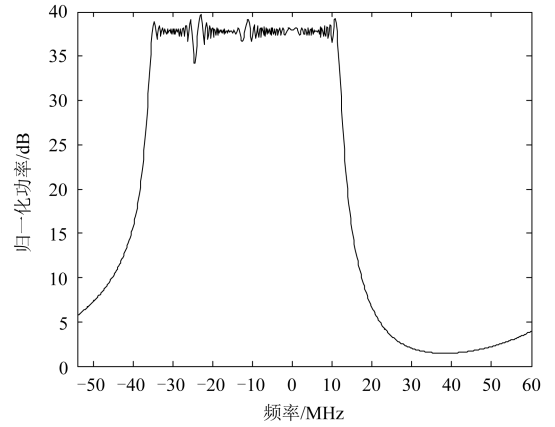


图 4 接收的正交信号频谱

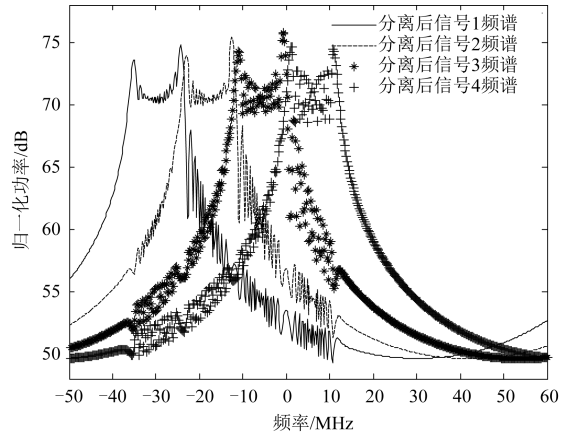


图 5 匹配滤波后信号频谱

3 正交波形产生和匹配接收的工程实现

3.1 基于 DDS 的正交波形产生

MIMO 雷达正交波形性能的好坏直接影响雷达的目标检测性能、参数估计精度以及抗干扰性能等。随着集成电路工艺的发展,直接数字合成技术(DDS)在雷达中取得广泛应用。DDS 具有频率切换过程快、频率分辨率高、相位变化连续、输出波形灵活性强等优点,适用于 MIMO 雷达导引头发射正交波形的产生。

由 1.2 节可知,正交发射波形的信号总带宽为

$$B_s = MB \quad (10)$$

式中: B 为每个子阵发射信号的带宽; M 为收发子阵数。可见,当收发子阵数较多时, MIMO 雷达接收信号总带宽成倍增加。

常用的中频信号产生方案有两种,现场可编

程门阵列+模数转换器(FPGA+DAC)方式和现场可编程门阵列+直接数字频率合成器(FPGA+DDS)方式。采用 FPGA+DAC 的方式产生中频信号具有波形灵活、硬件电路简单的优点,但是由于 FPGA 资源和速率的限制,很难做到大带宽、高频率分辨率。FPGA+DDS 方式采用专用 DDS 芯片,可以产生高中频、高频率分辨率、高相位分辨率的信号。基于 FPGA+DDS 方式产生 M 路正交波形的功能框图如图 6 所示。

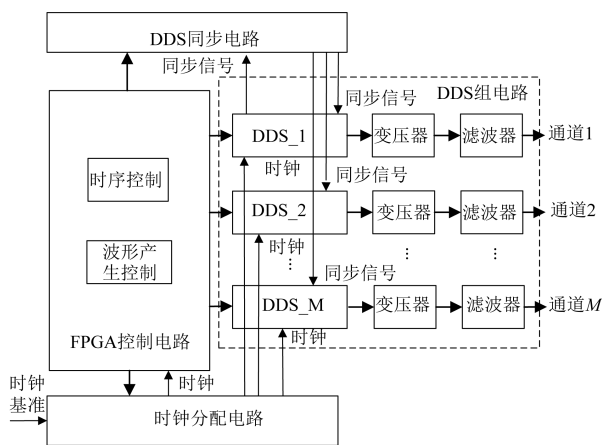


图 6 基于 DDS 的正交波形产生框图

采用多片专用 DDS 芯片完成多路正交波形的产生设计的难点在于多片 DDS 芯片同步。多芯片的同步包括各芯片工作时钟的一致性和工作状态的一致性。工作时钟的一致性可以通过时钟树和路径的严格等长来保证。工作状态的一致性需要采用多器件主从同步工作模式,通过从器件向主器件对齐的方式实现多器件同步,其实现框图如图 7 所示。

基于此方法产生 OFDM-LFM 波形,MIMO 雷达参数设置与 1.2 节相同。测试得到子阵 1 信号自相关特性和 4 个子阵信号两两互相关特性如图 8 和图 9 所示。

可见,基于 DDS 芯片产生的正交波形的自相关和互相关特性与仿真基本一致,其加窗后自相关旁瓣归一化峰值功率约 -38 dB,互相关峰值功率均在 -40 dB 以下,满足工程使用要求。

3.2 基于 FPGA 的并行匹配滤波实现

从第 2 章正交波形匹配接收技术分析可知,MIMO 雷达中,在每个接收通道,采用匹配滤波

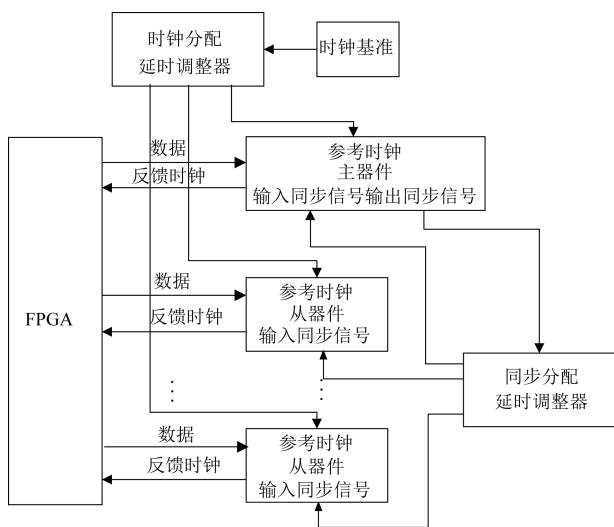


图 7 多器件主从同步连接示意图

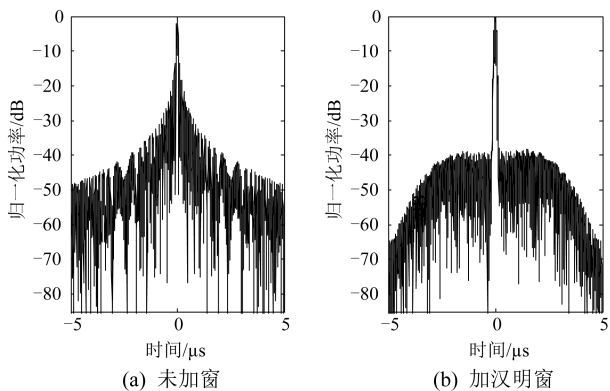


图 8 实测 OFDM-LFM 信号自相关特性

器可以从回波信号中分离出由不同的发射信号引起的回波。假设某 MIMO 雷达,发射和接收子阵均为 M 个,其信号处理流程如图 10 所示。

可以看出,正交波形的匹配接收处理是 MIMO 雷达与常规相控阵雷达信号处理区别最大的地方,需要同时进行 $M \times M$ 路匹配滤波,当 M 比较大时,运算量成倍增加。

下面具体分析信号的匹配滤波过程。

匹配滤波的实现有时域和频域两种方法。基于多相滤波的时域匹配滤波算法结构如图 11 所示^[7]。由于输入信号为复信号,且 FIR 滤波器对称,故 FIR 滤波使用 2 个实 FIR 滤波器来实现。滤波器阶数取决于信号脉宽和采样率。每路信号匹配滤波所需乘法器个数为

$$N_{\text{mt}} = 2ML = 2M\tau f_s \quad (11)$$

式中: L 为滤波器阶数; τ 为信号脉宽; f_s 为信号

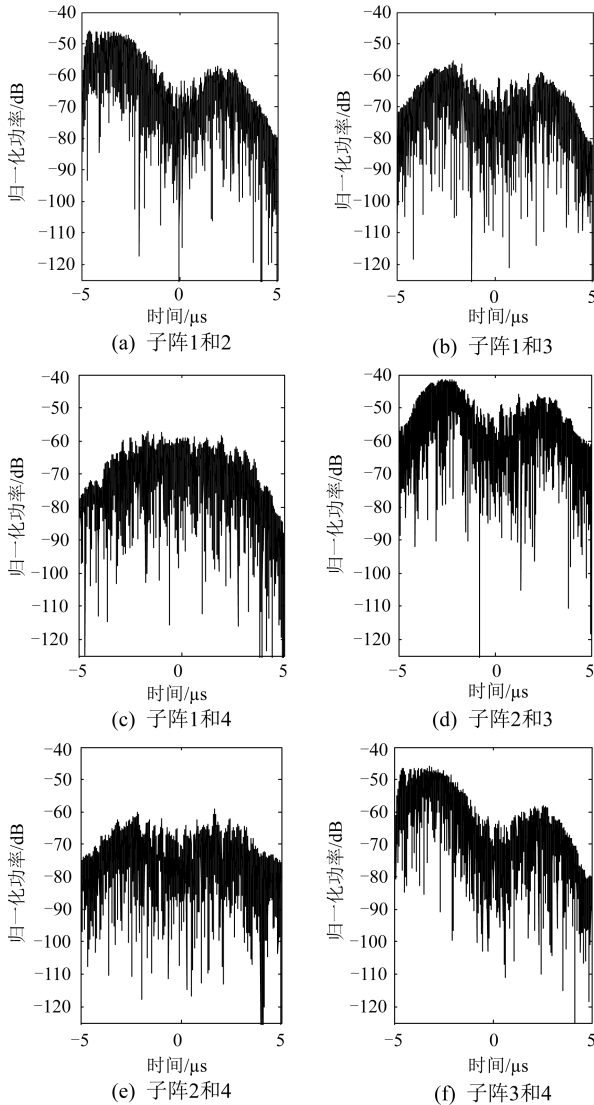


图 9 实测 OFDM-LFM 信号互相关特性

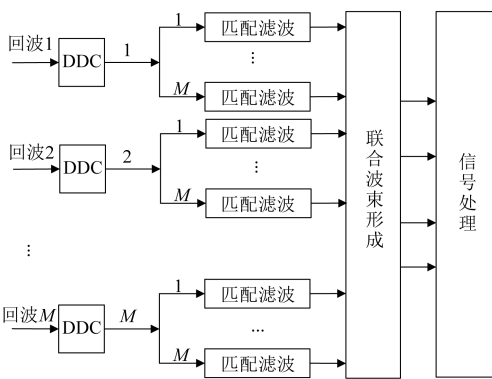


图 10 MIMO 雷达接收信号处理流程

采样率。

频域匹配滤波采用离散傅里叶变换(FFT)和离散傅里叶反变换(IFFT)在频域实现。在

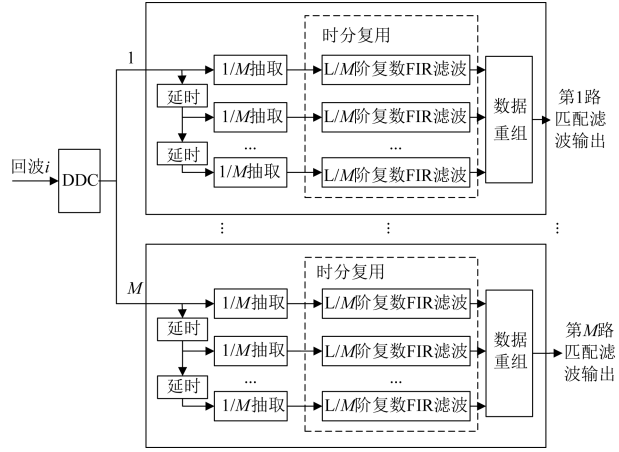


图 11 时域匹配滤波算法结构

FPGA中工程实现时,IFFT 和 FFT 调用同一知识产权(IP)核,所以在资源上是一样的。资源使用的多少取决于 FFT 点数。频域匹配滤波算法结构如图 12 所示。可见,采用频域匹配滤波处理时,每路信号匹配滤波所需乘法器个数为

$$N_{mp} = N_{FFT}(M+1) + 3M \quad (12)$$

式中: N_{FFT} 为 N 点 FFT 所需的乘法器数。

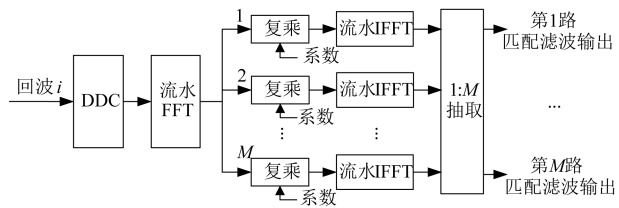


图 12 频域匹配滤波算法结构

依据式(11)和式(12),按照不同收发子阵个数、脉宽、采样率、FFT 点数分别对时频域匹配滤波所需的乘法器资源进行了对比,结果如表 1 所示。可见:当信号脉宽比较小,匹配滤波器阶数不高时,采用时域匹配滤波法,工程实现简单;当收

表 1 不同算法结构消耗资源对比

| 子阵数 | 4 | 12 | 4 | 12 |
|-------------------|-------|-------|-------|--------|
| 脉宽/ μs | 0.1 | 0.1 | 5.0 | 5.0 |
| 采样率/MHz | 100 | 100 | 200 | 200 |
| FFT 点数 | 1 024 | 1 024 | 2 048 | 2 048 |
| FFT 乘法器数 | 37 | 37 | 47 | 47 |
| 时域匹配滤波乘法器数 | 80 | 240 | 8 000 | 24 000 |
| 频域匹配滤波乘法器数 | 197 | 517 | 247 | 647 |

(下转第 11 页)