

层叠分段傅里叶变换的数字 Stretch 实现新方法*

林钱强¹, 秦正阳^{1,2}, 莫璨瑜^{1,2}

(1. 国防科技大学 电子科学学院 ATR 重点实验室, 湖南 长沙 410073; 2. 西安电子工程研究所, 陕西 西安 710100)

摘要:针对数字 Stretch 处理在大抽取倍数情况下硬件资源消耗大、难以工程实现的问题,提出了层叠分段快速傅里叶变换处理的数字 Stretch 实现算法,将数字混频后的数据序列通过层叠分段与重组,利用小点数的快速傅里叶变换运算实现数字 Stretch 处理。实测数据验证了算法的有效性。资源消耗分析表明,与常规的数据滤波抽取处理方法相比,该算法可有效减少数字 Stretch 处理的硬件资源消耗。

关键词:数字 Stretch; 抗混叠滤波器; 数据抽取; 层叠分段

中图分类号:TN957.51 文献标志码:A 开放科学(资源服务)标识码(OSID):

文章编号:1001-2486(2023)05-157-07



听语音
与作者互动
聊科研

Novel digital Stretch implementation method based on cascading segmented Fourier transform

LIN Qianqiang¹, QIN Zhengyang^{1,2}, MO Canyu^{1,2}

(1. National Key Laboratory of Science and Technology on ATR, College of Electronic Science and Technology, National University of Defense Technology, Changsha 410073, China; 2. Xi'an Electronic Engineering Research Institute, Xi'an 710100, China)

Abstract: To resolve the problem of high hardware consumption and difficulty in engineering implementation in digital Stretch processing with large decimation multiples, a new method based on cascading segmented FFT (fast Fourier transform) processing was proposed. The data sequence after digital mixing is cascading segmented and reorganized, and then the digital Stretch processing was realized by using the less points FFT operation. The experimental results based on the measured data prove the effectiveness of the presented strategy. The resource consumption analysis demonstrates that the proposed method can implement digital Stretch more hardware-efficiently compared with the conventional method.

Keywords: digital Stretch; anti-aliasing filter; data decimation; cascading segmented

当前,在采用线性调频(linear frequency modulated, LFM)信号的雷达系统中,Stretch(又称 Dechirping)处理技术被广泛应用于时延测量^[1-2]、抗干扰处理^[3-4]、参数估计^[5]、宽带信号脉冲压缩^[6-7]等领域,有效降低了雷达接收机的信号采样率和后端信号处理的数据率。然而模拟域的 Stretch 处理方法也存在诸多问题,如在宽带高分辨雷达中,模拟域的 Stretch 处理方法带来系统失真移变、高精度大带宽线性调频参考信号产生困难以及回波处理后蜕化为非相参信号等问题^[8-12],使得 Stretch 处理的性能与应用受到限制。文献[13]提出的数字域 Stretch 处理方法,将中频直接采样得到的目标回波信号与数字化的参考信号作差频处理,再通过抗混叠低通滤波和数据抽取,最终得到 Stretch 处理结果。数字域的 Stretch 方法有效解决了模拟域 Stretch 存在的问

题,得到了广泛的应用^[14-15]。然而,在大抽取倍数情况下,特别是当抽取倍数无法分解为两个或多个正整数相乘时,采用数据滤波抽取实现数字 Stretch 处理的抗混叠低通滤波器将消耗大量硬件资源,这将提高数字 Stretch 工程应用的门槛。

文献[16]提出了一种将数据分段进行相关运算和抽取滤波以实现高效计算雷达模糊函数的方法。受其启发,本文通过分析数字 Stretch 处理的数字滤波与数据抽取原理,并结合快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)运算的特性,提出一种利用层叠分段 FFT 运算的数字 Stretch 处理工程实现新方法,并用实测数据对其有效性进行了验证。

1 FFT 运算的等效滤波原理

雷达中频回波信号经过数字 Stretch 处理中

* 收稿日期:2022-02-25

基金项目:国防科技重点实验室基金资助项目(JKWATR-210203)

作者简介:林钱强(1983—),男,福建莆田人,讲师,博士,E-mail:even_qqlin@163.com

的数字混频后,其带宽比原始发射信号的调频带宽要小得多,因此信号存在过采样。为了降低后续信号处理以及数据存储的压力,应当对数字混频后的数据进行抽取。为了避免数据抽取过程中产生频谱混叠,在对数据进行抽取之前,必须先用抗混叠滤波器对信号进行滤波。

以 $x(n)$ ($n=0,1,\dots,N$) 表示回波信号与参考信号数字混频后的差频信号序列, $h(m)$ ($mK=0,1,\dots,K-1$) 表示 $K-1$ 阶滤波器,则差频信号序列的滤波输出序列为:

$$y(n) = x(n) * h(m) = \sum_{m=0}^{K-1} x(n-m)h(m)$$

$$= \sum_{m=0}^{K-1} x(n-K+1+m)h(K-1-m) \quad (1)$$

构造由 K 个滤波器组成的复调制滤波器组^[17]。

$$h_k(m) = \exp\left(j\frac{2\pi}{K}km\right) = W_K^{-km}$$

$$k = 0, 1, \dots, K-1 \quad (2)$$

令

$$h(m) = h_k(-m) = W_K^{km} \quad (3)$$

将其代入式(1),并由 $W_K^{kK} = 1$ 可得:

$$y_k(n) = \sum_{m=0}^{K-1} x(n-K+1+m)W_K^{k(K-1-m)}$$

$$= W_K^{-k} \sum_{m=0}^{K-1} x(n-K+1+m)W_K^{-km} \quad (4)$$

式(4)中,求和项为 $x(n)$ 的 K 点子序列做 FFT 运算的表达式,而对于给定的 k , W_K^{-k} 为常数。因此结合式(1)、式(3)、式(4)可以理解为:将第 n 时刻及其之前的 $K-1$ 点数据做 K 点的 FFT 运算,再乘以因子 W_K^{-k} ,其结果等同于序列 $x(n)$ 通过复调制滤波器组的第 k 通道第 n 时刻的输出。可以看出,每一个通道的滤波器在第 n 时刻的输出等同于 K 点序列频谱的一个分量,从而我们可以利用 FFT 运算等效实现信号滤波。

而对于复调制滤波器组 $h_k(m)$,文献[18]分析了其中各个滤波器的频率响应特性:各滤波器具有线性相位,幅度特性为 $\text{sinc}(x)$ 形状,而幅频响应的主瓣中心频率位于 $f_c = kf_s/K$ 处,主瓣宽度为 f_s/K ,第一旁瓣高度约为 -13.2 dB。因此 $h_k(m)$ 可以看成是以 $K-1$ 阶积分梳状滤波器(cascade integrator comb filter, CICF)为原型低通滤波器构造的复调制滤波器组,各滤波器的频率响应相当于 CICF 的频率响应以 f_s/K 为步进长度沿频率轴滑动。显然,第 0 通道的滤波器即为通带频率为 $f_s/(2K)$ 、阻带衰减为 13.2 dB 的 $K-1$ 阶低通滤波器。

通过上述可以得出结论:在数字 Stretch 处理中混频后信号的滤波过程可以理解为序列 $x(n)$ 以 1 为步进长度做 K 点的滑动 FFT 运算,对于每一次 FFT 运算结果 $X_n(k)$,取 $X_n(0)$ (此时 $W_K^{-k} = 1$) 组成新的序列,即为低通滤波结果 $y_0(n)$ 。

2 序列抽取及层叠分段处理

为了减轻后续信号处理以及数据存储的压力,低通滤波后所得序列需要进行抽取。数据抽取的倍数记为 D ,若数据序列长度为 N , D 可以适当取值使得 N/D 为整数,记为 I ,则式(4)中的输出序列经 D 倍抽取后可表示为:

$$y'_k(i) = y_k(iD) = W_K^{-k} \sum_{m=0}^{K-1} x(iD-K+1+m)W_K^{-km}$$

$$i = 0, 1, \dots, I-1 \quad (5)$$

如果令 $K = D$,则式(5)进一步化为:

$$y'_k(i) = W_D^{-k} \sum_{m=0}^{D-1} x(iD-D+1+m)W_D^{-km} \quad (6)$$

式(6)的运算过程可以理解为:当低通滤波器的阶数为 $D-1$,即 FFT 运算的点数为 D 时,对滤波后的数据进行 D 倍抽取等效于将序列 $x(n)$ 分为 I 段,对第 i 段子序列做 D 点的 FFT 运算并对结果 $X_i(k)$ 取 $X_i(0)$ (此时 $W_K^{-k} = 1$) 组成新的序列。此时的低通滤波器通带频率为 $f_s/(2D)$,刚好满足 Stretch 处理后信号的带通采样要求。

通过上述分析可知,数字 Stretch 混频后的数据低通滤波与抽取处理可以用数据的分段 FFT 运算并对结果进行抽取来实现,数据分段的长度亦即 FFT 运算的点数为数据的抽取倍数 D 。假设 $x(n)$ 分为 I 段子序列 $x_i(n)$ ($i=0,1,\dots,I-1$),每一段子序列的 FFT 运算所得的序列表示为:

$$X_i(k) = FFT[x_i(n)] \quad (7)$$

则低通滤波再抽取后的数据序列 $y'_0(i)$ 表示为:

$$y'_0(i) = X_i(k) \Big|_{k=0} \quad (8)$$

由第 1 节分析可知,复调制滤波器组 $h_k(m)$ 的旁瓣都比较高,即滤波器的阻带衰减一般情况下无法满足工程需求,同时对 $x(n)$ 的分段 FFT 运算也会造成一定程度的频谱泄漏和混叠失真^[18]。通常情况下可通过改变低通原型滤波器重新构造复调制滤波器组以提高利用 FFT 运算进行滤波的性能。假设低通原型滤波器的单位取样响应为 $h(m)$,则重新构造复调制滤波器组为:

$$h'_k(m) = h(m) \exp\left(j\frac{2\pi}{K}km\right) = h(m)W_K^{-km} \quad (9)$$

将其代入式(6)并注意到式(1)中 $h(m)$ 需经过序

列反向操作,于是化简后可得:

$$y'_k(i) = W_D^{-k} \sum_{m=0}^{D-1} [x(iD - D + 1 + m) \cdot h(D - 1 - m) W_D^{-km}] \quad (10)$$

令 $x_i(m) = x(iD - D + 1 + m)h(D - 1 - m)$, 式(10)可化为:

$$y'_k(i) = W_D^{-k} \sum_{m=0}^{D-1} x_i(m) W_D^{-km} \quad (11)$$

式(10)可以视为对子序列加窗后再进行 FFT 运算。可以看出, D 点的 FFT 运算要求 $h(m)$ 的阶数为 $D - 1$, 当 D 较小时一般很难设计出通带阻带性能都比较好的低通原型滤波器。例如, 中频回波信号的采样率为 2.4 GS/s, 数字 Stretch 混频后的数据抽取倍数为 100, 所需低通滤波器的通带截止频率为 5 MHz, 阻带起始频率为 7 MHz, 采用等纹波法与窗函数法设计的低通原型滤波器的幅频响应分别如图 1 中虚线与点划线所示。由图 1 可见, 在阶数为 99 的约束下, 等纹波法设计的低通原型滤波器的阻带衰减始终只有十几分贝, 且无法保证平坦的通带特性; 而采用窗函数法(图 1 中采用汉明窗进行设计)虽然可以得到较大的阻带衰减, 但过渡带却远远无法满足设计要求, 更容易造成带外信号的混叠, 引起混叠失真。显然要想设计出性能较好的低通原型滤波器, 必须适当增大滤波器的阶数。图 1 中实线所示的滤波器幅频特性即为采用汉明窗设计的 1 999 阶低通原型滤波器, 具有较好的通带平坦度与阻带衰减性能。

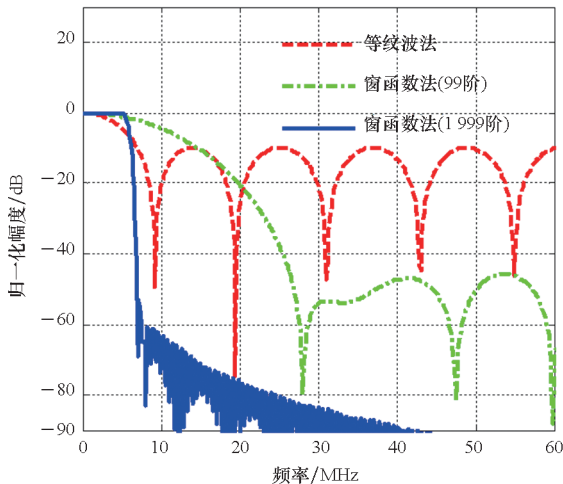


图 1 低通原型滤波器幅频响应对比

Fig. 1 Comparison of amplitude frequency response of low pass prototype filters

然而增加原型滤波器的阶数意味着式(11)中 FFT 运算点数也将增大, 必将增加运算量, 同

时原先的数据序列分段 FFT 运算的方法也不再适用。由于 FFT 运算点数增加, 新的调制滤波器组中的滤波器个数也相应增加, 各滤波器的主瓣中心频率也相应改变, 导致滤波器通带之间存在重叠, 而由上一小节讨论的结论可知, 对数据序列的低通滤波只需取第 0 通道的滤波结果即可。因此可在保证第 0 通道输出结果不变的情况下, 对 FFT 运算结果进行频域抽取。仍然假设低通原型滤波器的阶数为 $K - 1$, FFT 运算的点数为 K 。取 K 为 D 的整数倍, 频域抽取的倍数设为 $L = K/D$, 代入式(11)可得:

$$\begin{aligned} y''_a(i) &= W_K^{-aL} \sum_{m=0}^{K-1} x_i(m) W_K^{-aLm} \\ &= W_{\frac{K}{L}}^{-a} \sum_{m=0}^{K-1} x_i(m) W_{\frac{K}{L}}^{-am} \\ &= W_{\frac{K}{L}}^{-a} \sum_{q=0}^{K-1} \sum_{p=0}^{L-1} x_i(pD + q) W_{\frac{K}{L}}^{-aq} \\ &= W_D^{-a} \sum_{q=0}^{D-1} \sum_{p=0}^{L-1} x_i(pD + q) W_D^{-aq} \end{aligned} \quad (12)$$

$a = 0, 1, \dots, D - 1$

式(12)中应用了 W_K^{-aLm} 以 $K/L = D$ 为周期的性质, 令

$$\begin{aligned} x'_i(q) &= \sum_{p=0}^{L-1} x_i(pD + q) \\ &= \sum_{p=0}^{L-1} [x(iD - LD + 1 + pD + q) \cdot h(LD - 1 - pD - q)] \end{aligned} \quad (13)$$

则式(12)可以看成序列 $x'_i(q)$ 的 D 点 FFT 运算, 其结果记为 $X'_i(k)$, 而对于所求的第 i 时刻低通滤波器的输出则应取 $X'_i(0)$, 由此组成的新序列 $y''_0(i) (i=0, 1, \dots, I-1)$ 即为数字 Stretch 混频后滤波抽取的结果。式(12)通过对输入数据序列加窗并重新组合, 在不增加 FFT 运算点数的情况下, 只增加了少量的加法运算, 改善了低通原型滤波器的通带与阻带性能。对于整个数字混频后的数据序列, 仍分成 I 段子序列, 每一段子序列长度为 K , 各段数据序列之间存在重叠部分, 第 i 段数据为 $x(iD + m) (m=0, 1, \dots, K-1)$ 。对于 $iD + m (i=0, 1, \dots, I-1; m=0, 1, \dots, K-1)$ 取值超过输入序列长度时, 可进行补零处理。图 2 给出数据序列 $x(n)$ 的层叠分段示意图, 式(12)的数据运算原理如图 3 所示。

采用层叠分段 FFT 运算实现信号的滤波与抽取之后, 对所得的新序列再进行 FFT 运算, 即可得到数字 Stretch 处理的最终结果。至此, 可以总结得出层叠分段 FFT 运算实现数字 Stretch 处

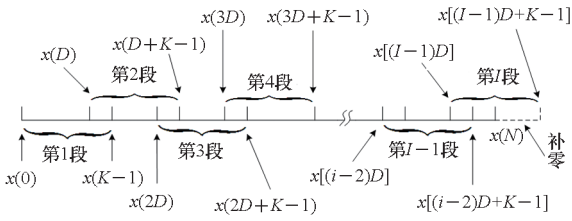


图 2 数据层叠分段示意图

Fig. 2 Schematic diagram of data cascading segmented

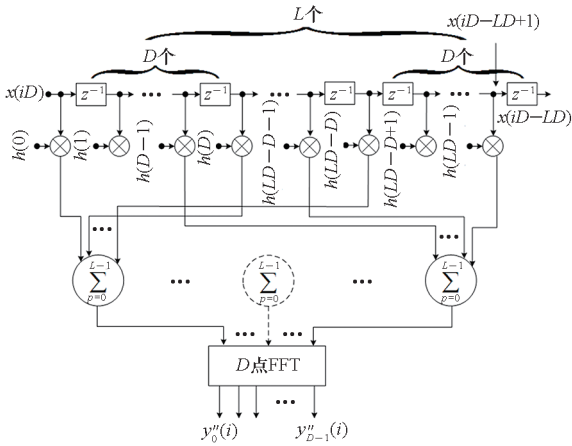


图 3 序列层叠分段 FFT 实现信号的低通滤波与抽取 (第 i 段)

Fig. 3 Low pass filtering and decimation of signals using sequential cascading segmented FFT (Segment i th)

理的步骤如下:

1) 根据数字混频后数据抽取与所需低通原型滤波器的通带阻带特性要求, 选择合适的抽取倍数 D 与分段长度 K , 使数据点数 N 可以被 D 整除, 且 K 为 D 的整数倍, 记 $I = N/D$;

2) 以窗函数法设计 $K - 1$ 阶低通原型滤波器 $h(m)$, 根据图 2 以及式 (12), 对输入序列 $x(n)$ 分段并利用 $h(m)$ 对其加窗;

3) 根据式 (11) 依次对各段加窗后的数据重新组合并计算 D 点 FFT, 第 i 段 FFT 结果记为 $X_i(k) (k = 0, 1, \dots, D - 1)$, 取 $X_i(0) (i = 0, 1, \dots, I - 1)$ 组成新的数据序列记为 $y(i) (i = 0, 1, \dots, I - 1)$;

4) 对序列 $y(i)$ 做 I 点的 FFT 运算, 可得数字 Stretch 处理的结果。

3 算法验证与分析

3.1 算法验证

雷达目标回波信号经 Stretch 处理后, 将目标的位置信息映射为频率信息。对于理想的点目标而言, 其回波信号经 Stretch 处理后为单点频信

号, 对该点频信号进行 FFT 处理即可得目标一维距离像, 测量其主瓣宽度和旁瓣高度是否满足雷达信号参数对应的点目标一维距离像特性, 可作为衡量 Stretch 处理算法正确性的依据。

为了验证本文所提算法的有效性, 本小节首先采用仿真的雷达点目标回波信号经过本文算法处理后, 做 FFT 运算, 测量其主瓣宽度和旁瓣高度。仿真的目标回波信号主要参数采用地基雷达实验平台的实际参数, 如表 1 所示。

表 1 地基雷达实验平台的系统参数

Tab. 1 Parameters of a ground-based radar experimental system

参数名称	参数值
中心频率/GHz	1.8
信号带宽/GHz	1
采样率/(GS/s)	2.4
发射信号脉冲宽度/ μ s	200
采样波门时宽/ μ s	202

仿真所得点目标一维距离像如图 4 所示, 其中主瓣宽度 (-3 dB 处) 为 0.15 m, 旁瓣高度为 -13.2 dB (FFT 运算时加汉宁窗), 可知本文算法处理结果是正确的, 验证了算法的可行性。

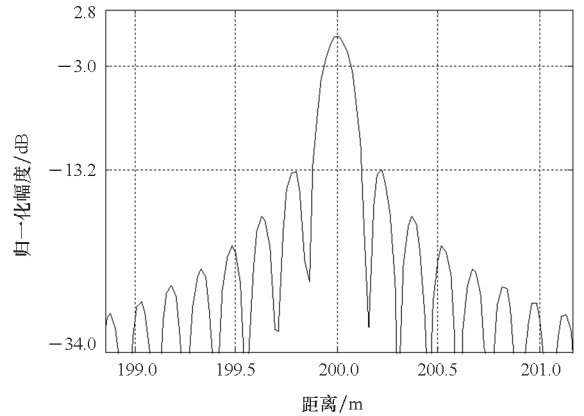


图 4 本文算法处理所得点目标一维距离像

Fig. 4 Range profile of a point target processed by this algorithm

为了进一步验证算法的有效性, 采用匹配滤波与本文算法分别对外场实测数据处理后进行对比。实测数据录取于某地基雷达实验平台, 系统主要参数已在表 1 给出。

目标的单次中频回波直接采样后经过数字正交解调得到 I、Q 两路复信号, 其复采样率为 1.2 GS/s, 则可得数据点数为 1.2 GS/s \times 202μ s = $242\ 400$ 。数字 Stretch 参考信号时宽与

采样波门时宽保持一致,调频斜率与发射信号保持一致。经计算可知 Stretch 处理后信号的最大带宽为10 MHz,则理想的数据抽取倍数为 120。考虑到实际低通滤波器的可实现性,这里选择抽取倍数为 100。层叠分段 FFT 处理中每段子序列长度为 2 000 点,采用 1 999 阶汉明窗对带外信号进行抑制。层叠分段 FFT 处理中的 FFT 运算点数均等于数字抽取倍数即 100 点。图 5 显示的是采用多级滤波器级联与基于层叠分段 FFT 的数字 Stretch 处理方法所得到的某一帧数据的一维距离像(图中横坐标以观测窗口起始为 0 m)。从图 5 中可以看出,基于层叠分段 FFT 算法的数字 Stretch 方法能够正确对回波信号进行脉冲压缩,得到与多级滤波器级联方法一样的一维距离像结果,验证了本文算法的可行性。

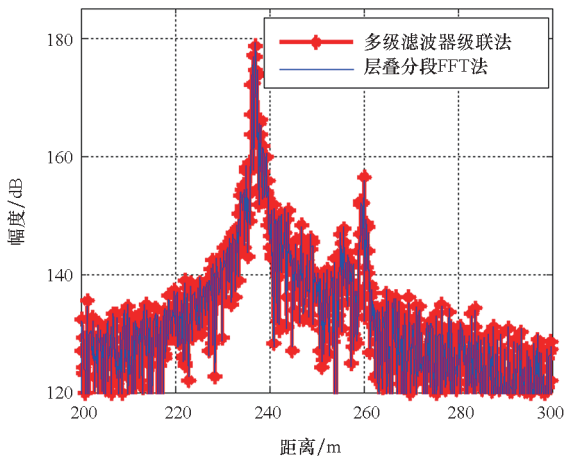


图5 分别采用多级滤波器级联抽取与层叠分段 FFT 处理得到的一维距离像

Fig.5 Range profile obtained by cascading decimate with multistage filters and cascading segmented FFT

3.2 资源消耗分析

本小节进一步分析在满足相同数字 Stretch 处理性能的情况下,采用层叠分段 FFT 运算方法与采用多级滤波器级联方法的硬件资源消耗。对于表 1 信号参数,选取两种实现方法的抽取倍数均为 100,综合滤波器参数均设定为:通带截止频率为 5 MHz,阻带起始频率为 7 MHz,通带纹波为 0.000 25 dB,阻带衰减为 75 dB。

多级滤波抽取处理方法实现数字 Stretch 处理一般采用级联 CICF、半带滤波器(half band filter, HBF)与有限冲击响应(finite impulse response, FIR)滤波器的滤波抽取处理实现结构。抽取倍数分解为 $5 \times 2^2 \times 5$,则 CICF 的抽取倍数为 5,采用 5 级级联 CICF 来提高旁瓣抑制能力,HBF

的抽取倍数再分解为两个 2 倍抽取,最后一级用 FIR 滤波器来实现 5 倍数据抽取的抗混叠滤波器,其阶数为 150。上述抽取滤波器采用 Xilinx IP 核实现,利用该滤波器组对数字混频后的信号进行滤波抽取,再对抽取后的数据以汉明窗加权实现旁瓣抑制,并做 FFT 运算(抽取后数据序列长度为 2 424 点,采用 Xilinx 的 FFT IP 核来实现 FFT 运算,应选 4 096 点的 FFT IP 核),即完成数字 Stretch 脉冲压缩处理,可得一维距离像结果。采用上述方案实现数字混频后信号的滤波与抽取所需消耗的主要硬件资源估算如表 2 所示。

表2 多级滤波器级联实现时的主要硬件资源消耗估算
Tab.2 Estimation of main hardware resource consumption in implementation by multistage filters cascading

名称	数量	DSP48 总数	18 Kbit BRAM 总数
窗函数存储	1		8
CICF	2	12	
第一级 HBF	2	8	6
第二级 HBF	2	6	8
FIR 滤波器	2	64	32
4 096 点 FFT IP 核	1	50	19
总计		140	73

当采用层叠分段 FFT 运算实现数字混频后信号的滤波与抽取时,根据第 1 节的分析可知,同时满足滤波器系数个数为抽取倍数整数倍的要求,选择原型滤波器的阶数为 1 999,即分段数据长度为 2 000 点,窗函数系数即为原型滤波器系数,即 2 000 个。将解调后的数据序列分成 2 424 段,长度不足时补零代替。信号滤波抽取完成后,仍采用汉明窗进行旁瓣抑制。该方法完成数字 Stretch 处理需要进行 100 点与 2 424 点两种 DFT 运算单元,采用 Xilinx IP 核实现时,应分别选择 128 点与 4 096 点的 FFT IP 核。目标回波的基带数据根据式(10)重新组合后送入 FFT IP 核进行运算,由于每次只需 FFT 运算结果的第一个值,因此可在 IP 核输出第一个值后对 IP 核进行复位进入下一个 128 点 FFT 运算,以此提高运算效率,保证在雷达两个宽带采样波门之间的时间段内完成 2 424 次 128 点 FFT 运算。同样估算实现上述信号的滤波与抽取算法所需的主要硬件资源如表 3 所示。

表 3 分段重叠 FFT 运算的主要硬件资源消耗估算

Tab.3 Estimation of main hardware resource consumption in implementation by cascading segmented FFT algorithm

名称	数量	DSP48 总数	18 Kbit BRAM 总数
窗函数存储	2		12
分段加窗运算(乘法器)	2	2	
64 点 FFT IP 核	1	20	1
4 096 点 FFT IP 核	1	50	19
总计		72	32

对比表 2 与表 3 的资源消耗并结合 3.1 节的分析可知,在满足相同数字 Stretch 处理性能的情况下,采用多级滤波抽取处理方法所消耗的硬件资源约为采用层叠分段 FFT 运算方法的两倍,由此可见层叠分段 FFT 运算方法实现数字 Stretch 处理可以有效降低硬件资源开销,进一步验证了本文算法的有效性。

4 结论

数字 Stretch 处理在大抽取倍数情况下,特别是当抽取倍数无法分解为两个或多个正整数相乘时,抗混叠滤波器将消耗较多的硬件资源,限制了该技术的工程应用。本文详细分析了数字 Stretch 处理的数字滤波与数据抽取原理,结合 FFT 运算的特性,提出了基于层叠分段 FFT 运算的数字 Stretch 处理新方法。该方法通过将数字混频后的数据序列层叠分段与重组,利用小点数的 FFT 运算来实现高性能的数据滤波与抽取。实测数据验证与资源消耗分析表明,本文算法是一种行之有效的数字 Stretch 实现算法,解决了数字 Stretch 处理在工程实现中硬件资源开销大的难题,可应用于采用宽带 LFM 信号的高分辨成像雷达接收机、宽带软件化雷达数字前端信号预处理等。

本文所提出的数字 Stretch 实现算法与传统方法相比可有效降低硬件资源开销,但因为需要对采样数据进行分段、层叠与补零处理,一定程度上增加了控制逻辑的复杂度;另外,数字 Stretch 处理相对传统模拟 Stretch 处理带来量化噪声,有待进一步分析其对目标一维距离像的影响。在下一步的工作中,将针对这些方面开展新的研究。

参考文献 (References)

[1] 彭卫,汪学刚,唐斌,等. 基于 Dechirping 技术的宽带全

数字阵列雷达时延测量方法研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(1): 32-37.

PENG W, WANG X G, TANG B, et al. A method of relative delay measurement for the wideband digital array radar based on Dechirping technique [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2010, 32(1): 32-37. (in Chinese)

[2] 文树梁,袁起,毛二可,等. 宽带相控阵雷达 Stretch 处理孔径渡越时间数字补偿技术[J]. 电子学报, 2005, 33(6): 961-964.

WEN S L, YUAN Q, MAO E K, et al. Digital compensation technique of aperture fill time for wideband phased array radar Stretch processing [J]. Acta Electronica Sinica, 2005, 33(6): 961-964. (in Chinese)

[3] 丛潇雨,韩玉兵,盛卫星,等. CPI 回波 Stretch 处理雷达抗欺骗式干扰算法[J]. 信号处理, 2017, 33(12): 1637-1646.

CONG X Y, HAN Y B, SHENG W X, et al. An anti deceptive jamming algorithm for radar using Stretch processing with CPI echo [J]. Journal of Signal Processing, 2017, 33(12): 1637-1646. (in Chinese)

[4] 李楠. 雷达干扰多假目标欺骗效果研究[J]. 弹箭与制导学报, 2020, 40(1): 65-68.

LI N. Study on jamming effect of multiple false targets with radar [J]. Journal of Projectiles, Rockets, Missiles and Guidance, 2020, 40(1): 65-68. (in Chinese)

[5] 周宝亮. 分布式相参雷达 LFM 宽带去斜参数估计方法[J]. 电子与信息学报, 2020, 42(7): 1566-1572.

ZHOU B L. Distributed coherent radar LFM wideband stretch parameter estimation method [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2020, 42(7): 1566-1572. (in Chinese)

[6] ZUO L, WANG J, WANG J P, et al. UAV detection via long-time coherent integration for passive bistatic radar [J]. Digital Signal Processing, 2021, 112: 102997.

[7] 刘加方. 宽带低截获与随机极化雷达信号模型研究[D]. 北京: 中国科学院国家空间科学中心, 2019.

LIU J F. Study on radar signal models of wideband low probability of interception and random polarization [D]. Beijing: National Space Science Center, Chinese Academy of Sciences, 2019. (in Chinese)

[8] KRICHENE H, BRAWLEY E, LAURITZEN K, et al. Time sidelobe correction of hardware errors in stretch processing [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(1): 637-647.

[9] 蔡伟纲,保铮,邢孟道. 宽带跟踪雷达解线频调接收的回波相干化方法[J]. 西安电子科技大学学报, 2005, 32(5): 697-701.

CAI W G, BAO Z, XING M D. A method for making ISAR echoes coherent in a non-coherent dechirp system [J]. Journal of Xidian University, 2005, 32(5): 697-701. (in Chinese)

[10] XING M D, LAN J Q, BAO Z, et al. ISAR echoes coherent processing and imaging [C] // Proceedings of IEEE Aerospace Conference, 2004.

[11] 蔡伟纲,邢孟道,保铮. ISAR 中解线频调回波相干化的

- 研究[J]. 雷达科学与技术, 2004, 2(4): 235 - 240.
- CAI W G, XING M D, BAO Z. A method to make ISAR echoes coherent in a non-coherent dechirp system[J]. Radar Science and Technology, 2004, 2(4): 235 - 240. (in Chinese)
- [12] 赵志勇, 常文革, 黎向阳, 等. 去调频处理中空变相位误差补偿方法[J]. 国防科技大学学报, 2014, 36(3): 169 - 176.
- ZHAO Z Y, CHANG W G, LI X Y, et al. Range-dependent phase error compensation of dechirp[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2014, 36(3): 169 - 176. (in Chinese)
- [13] 林钱强, 张月, 唐鹏飞, 等. 宽带雷达中频直接采样信号数字去线性调频方法[J]. 宇航学报, 2013, 34(3): 402 - 409.
- LIN Q Q, ZHANG Y, TANG P F, et al. Digital dechirp method based on wideband radar direct IF sampling[J]. Journal of Astronautics, 2013, 34(3): 402 - 409. (in Chinese)
- [14] 刘巧玲, 李超, 庞晨, 等. 系统频率偏差对同时全极化测量的影响及其校准[J]. 国防科技大学学报, 2019, 41(1): 115 - 122.
- LIU Q L, LI C, PANG C, et al. Influence of frequency deviation on simultaneous polarization measurement and its calibration[J]. Journal of National University of Defense Technology, 2019, 41(1): 115 - 122. (in Chinese)
- [15] 刘海波, 牛阳, 任晓远, 等. 基于 chirp 信号的宽频带相控阵雷达数字补偿技术[J]. 北京理工大学学报, 2016, 36(9): 966 - 970.
- LIU H B, NIU Y, REN X Y, et al. Digital compensation technology of wideband phased array radar based on chirp signal[J]. Transactions of Beijing Institute of Technology, 2016, 36(9): 966 - 970. (in Chinese)
- [16] 饶云华, 聂文洋, 周健康. 外辐射源雷达模糊函数的快速算法与硬件实现[J]. 系统工程与电子技术, 2020, 42(9): 1953 - 1960.
- RAO Y H, NIE W Y, ZHOU J K. Fast algorithm and hardware implementation of ambiguity function for passive radar[J]. Systems Engineering and Electronics, 2020, 42(9): 1953 - 1960. (in Chinese)
- [17] 皇甫堪, 陈建文, 楼生强. 现代数字信号处理[M]. 北京: 电子工业出版社, 2003: 166 - 169.
- HUANGFU K, CHEN J W, LOU S Q. Modern digital signal processing[M]. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003: 166 - 169. (in Chinese)
- [18] 李素芝, 万建伟. 时域离散信号处理[M]. 长沙: 国防科技大学出版社, 1994: 316.
- LI S Z, WAN J W. Time domain discrete signal processing[M]. Changsha: National University of Defense Technology Press, 1994: 316. (in Chinese)