

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2016.01.018

引用格式:高翠翠,林明.采用小波进行频带分割的脉冲压缩方法[J].电讯技术,2016,56(1):98-103.[GAO Cuicui,LIN Ming.A pulse compression method based on intersection of spectrum by using wavelet[J].Telecommunication Engineering,2016,56(1):98-103.]

采用小波进行频带分割的脉冲压缩方法*

高翠翠**,林明

(江苏科技大学 电子信息学院,江苏 镇江 212003)

摘要:针对因频带分割滤波器的不理想产生的频谱混叠、幅度以及相位失真导致子带脉压误差较大的问题,提出了一种采用小波设计的正交镜像滤波器组进行频带分割的子带脉压方法。借助小波及多分辨分析理论,利用最优频域准则设计频带分割滤波器组,消除或减小混叠失真、幅度及相位失真后,对信号进行频域分解,实现子带脉冲压缩。仿真结果表明,和传统的子带脉压方法相比,所提的脉压方法在主副瓣比方面提高了约 12 dB,最大脉压误差减小了约 7 dB,验证了该算法的正确性和有效性。

关键词:超宽带雷达信号;脉冲压缩;小波及多分辨分析;频带分割滤波器;正交镜像滤波器

中图分类号:TN911.7 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2016)01-0098-06

A Pulse Compression Method Based on Intersection of Spectrum by Using Wavelet

GAO Cuicui, LIN Ming

(School of Electronics Information, Jiangsu University of Science and Technology, Zhenjiang 212003, China)

Abstract: The non-ideal channel dropping filter may cause many problems, such as aliasing, amplitude, and phase distortion, which lead to great pulse compression errors. In order to solve above problems, a new sub-band pulse compression method based on quadrature mirror filter(QMF) by using wavelet is presented. The channel dropping filter is designed by means of wavelet and multi-resolution and the optimal frequency domain criteria. In this way, aliasing, amplitude and phase distortion are eliminated or minimized. The sub-band pulse compression can be realized by splitting band. The simulation results show that the main-lobe to side-lobe of the proposed method improves 12 dB, and the maximal pulse compression error decreases by 7 dB nearly, compared with the traditional sub-band pulse compression method. The simulation results prove the correctness and effectiveness of the method.

Key words: ultra-wideband radar signal; pulse compression; wavelet and multi-resolution; channel dropping filter; quadrature mirror filter

1 引言

随着对雷达分辨性能要求的普遍提高,人们越来越关注超宽带(Ultra-Wideband, UWB)雷达的研究^[1]。采用脉冲压缩对 UWB 雷达回波信号进行目

标检测,可以同时获得较好的作用距离和较高的距离分辨率。但目前还没有直接能对千兆赫带宽信号采样的 A/D 转换器件,针对这个问题,文献[2]提出了频带分割解决超宽带信号无法直接采样的问题,

* 收稿日期:2015-05-18;修回日期:2015-07-27 Received date:2015-05-18;Revised date:2015-07-27

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61401179)

Foundation Item: The National Natural Science Foundation of China(No. 61401179)

** 通信作者:1103069951@qq.com Corresponding author:1103069951@qq.com

通过多通道综合实现超宽带雷达的脉冲压缩, 但由于模拟频带分割滤波器组的不理想, 使得通过滤波器后的信号会产生混叠、幅度和相位失真, 影响脉冲压缩的性能。

由多抽率数字信号处理理论可知, 正交镜像滤波器组可实现信号的近似重构, 消除相邻通道之间的混叠、相位失真^[3], 在语音压缩、多载波调制系统^[4]、抽样理论^[5]等各领域已被广泛应用。它是一种多速率滤波器组, 只需设计一个低通原型滤波器, 便可得到分析滤波器和综合滤波器^[6]。由小波理论可知, 小波函数与正交镜像滤波器组密不可分, 其中的多分辨分析理论给出了不同速率通道的信号分解以及重构算法 (Mallat 算法)^[7]。

本文在分析传统的多通道综合脉压的基础上, 利用最优频域优化算法设计可实现近似重构的正交镜像滤波器组, 采用巴特沃斯滤波器对分解滤波器的幅频响应进行逼近, 然后作为超宽带雷达信号的频带分割滤波器组, 实现脉冲压缩, 最后对传统脉压和本文方法的仿真结果进行了分析对比, 并给出了实测数据验证。仿真结果表明, 本文提出的方法有效地解决了因频带分割滤波器组的拖尾现象引起的子带脉压误差较大的问题, 验证了该算法的正确性和有效性。

2 多通道综合实现脉冲压缩

频带分割脉压原理是将宽带信号通过模拟滤波器组划分为窄带信号, 然后对其采样进行子带脉压, 插值后经频谱搬移实现综合脉压, 其原理框图见图 1。

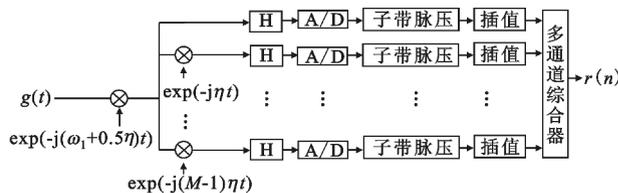


图 1 频带分割实现综合脉压原理框图

Fig. 1 Block diagram of splitting band to realize pulse compression

设发射信号为 $f(t)$, 接收信号为 $g(t)$, 对应的傅里叶变换分别为 $F(\omega)$ 、 $G(\omega)$, $[\omega_1, \omega_2]$ 是发射信号的频谱范围。为推导方便, 先假设 H 为 $[-\eta/2, \eta/2]$ 的理想矩形滤波器:

$$H(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega| \leq \eta/2 \\ 0, & |\omega| > \eta/2 \end{cases} \quad (1)$$

频带分割滤波器组为

$$H_k = H(\omega - (k+0.5)\eta - \omega_1), k=0, 1, \dots, M-1 \quad (2)$$

式中: M 为滤波器个数, 是大于 $(\omega_2 - \omega_1)/\eta$ 的最小整数。因此,

$$\begin{cases} F(\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} F(\omega) H_k(\omega) \\ G(\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} G(\omega) H_k(\omega) \end{cases} \quad (3)$$

$$R(\omega) = G(\omega) F^*(\omega) =$$

$$\sum_{k=0}^{M-1} [G(\omega) H_k(\omega)] [F(\omega) H_k(\omega)]^* \quad (4)$$

分割后子带信号的频谱范围 $[\omega_1 + k\eta, \omega_1 + (k+1)\eta]$, 为非零中频信号。需要将各子带信号分别搬至零中频, 降低子带信号的最高频率分量。频谱搬移后对应的傅里叶变换为

$$\begin{cases} F_k(\omega) = F(\omega + \omega_1 + (k+0.5)\eta) H(\omega) \\ G_k(\omega) = G(\omega + \omega_1 + (k+0.5)\eta) H(\omega) \end{cases} \quad (5)$$

由式(4)和式(5)可得

$$R(\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} G_k(\omega + \omega_1 + (k+0.5)\eta) \cdot F_k^*(\omega + \omega_1 + (k+0.5)\eta) \quad (6)$$

$$r(\tau) = \sum r_k(\tau) \exp(j(\omega_1 + (k+0.5)\eta)\tau) \quad (7)$$

式中: $r_k(\tau) = \int g_k(t) f_k^*(t + \tau) dt$ 是各通道的互相关输出; $f_k(t)$ 、 $g_k(t)$ 分别是发射信号和接收信号对应的子带零中频信号。

由于现实中不存在理想矩形滤波器, 各滤波器通带之间相互混叠, 使得 $R(\omega)$ 并不等于 $|F(\omega)|^2$:

$$|F(\omega)|^2 - R(\omega) = |F(\omega)|^2 [1 - \sum_{k=0}^{M-1} |H_k(\omega)|^2] \quad (8)$$

记 $E(\omega) = \sum_{k=0}^{M-1} |H_k(\omega)|^2$, 脉冲压缩性能可通过下式计算:

$$|r_0(\tau) - r(\tau)| = \left| \frac{1}{2\pi} \int [|F(\omega)|^2 - R(\omega)] e^{j\omega\tau} d\omega \right| \leq \sqrt{\frac{A_\tau(f)}{2\pi}} \left(\int_{\omega_1}^{\omega_2} |E(\omega)|^2 d\omega \right)^{\frac{1}{2}} r(0) \quad (9)$$

$$A_\tau(f) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^4 d\omega}{2\pi \left[\int_{-\infty}^{\infty} |F(\omega)|^2 d\omega \right]^2} = \frac{\|r(\tau)\|_2^2}{r^2(0)}$$

式中: $A_\tau(f)$ 为信号距离的分辨率常数。由式(9)可看出滤波器组的性能直接影响了超宽带雷达脉冲压缩性能。

3 基于小波的频带分割实现综合脉压

基于小波的频带分割实现综合脉压与上述方法有所不同, 后者是在将信号划分为窄带信号进行子带脉冲压缩之后, 并未通过频谱搬移实现多通道综合, 而是经过可消除混叠失真的综合滤波器组进行

子带合成。

3.1 小波的多分辨率原理

由小波理论可知,多分辨率分析给出了信号分解与重构的算法,因此,可通过分析多分辨率理论中的数据分解与重构方法来完成频带分割滤波器的设计。

设尺度函数和小波函数分别为 $\phi(x)$ 、 $\varphi(x)$, 尺度序列分别为 $\{h_k\}$ 和 $\{g_k\}$ 。

信号分解算法为

$$C_{J+1,m} = \sum_{k \in z} \bar{h}_{k-2m} C_{J,k}, \quad (10)$$

$$D_{J+1,m} = \sum_{k \in z} \bar{g}_{k-2m} D_{J,k} \circ \quad (11)$$

设 $\tilde{\phi}(x)$ 、 $\tilde{\varphi}(x)$ 为对应的对偶尺度函数和对偶小波函数, $\{\tilde{g}_k, k \in z\}$ 和 $\{\tilde{h}_k, k \in z\}$ 为相应的尺度序列,其频率特性为 $\tilde{G}(e^{j\omega})$ 和 $\tilde{H}(e^{j\omega})$, 则信号的重构公式为

$$C_{J,m} = \sum_{n \in z} \tilde{h}_{m-2n} C_{J+1,n} + \sum_{n \in z} \tilde{g}_{m-2n} D_{J+1,n} \circ \quad (12)$$

若要 $\phi(x)$ 和 $\varphi(x)$ 为正交小波下的尺度函数和小波函数,需满足 $\phi(x) = \tilde{\phi}(x)$, $\varphi(x) = \tilde{\varphi}(x)$ 。 $H(e^{j\omega})$ 、 $G(e^{j\omega})$ 为对应的低通和高通滤波器, $\{h_k\}$ 和 $\{g_k\}$ 为一对正交镜像滤波器组^[8], 并且

$$H(e^{j\omega}) = \tilde{H}(e^{j\omega}), G(e^{j\omega}) = \tilde{G}(e^{j\omega}) \circ \quad (13)$$

由多分辨率理论可推导出

$$|H(e^{j\omega})|^2 + |H(-e^{j\omega})|^2 = 1, \quad (14)$$

$$H(e^{j\omega}) \overline{G(e^{j\omega})} + H(-e^{j\omega}) \overline{G(-e^{j\omega})} = 1, \quad (15)$$

$$|G(e^{j\omega})|^2 + |G(-e^{j\omega})|^2 = 1 \circ \quad (16)$$

信号分解与重构的原理框图如图 2 所示。

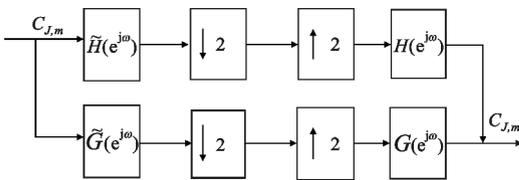


图 2 信号分解与重构的原理框图

Fig. 2 Block diagram of signal decomposition and reconstruction

3.2 频带分割滤波器设计

3.2.1 频域最优准则正交镜像滤波器的设计

在基于频带分割的多通道综合脉冲压缩中,滤波器组的设计准则是使频谱混叠引起的误差最小化,即要求滤波器的通带平坦,有较窄的过渡带和较大的阻带衰减。而滤波器频率特性的离散程度由滤波器的频域方差所决定,因此,本文采用频域最优局部性准则的方法设计频带分割滤波器。

定义低通和高通滤波器的平均功率分别为

$$\overline{\sigma_H} = \frac{1}{2\pi E} \int_{-\pi}^{\pi} \omega |H(e^{j\omega})|^2 d\omega, \quad (17)$$

$$\overline{\sigma_G} = \frac{1}{2\pi E} \int_0^{2\pi} \omega |G(e^{j\omega})|^2 d\omega, \quad (18)$$

低通和高通滤波器的频域方差为

$$\sigma_H^2 = \frac{1}{2\pi E} \int_{-\pi}^{\pi} (\omega - \overline{\omega_H})^2 |H(e^{j\omega})|^2 d\omega, \quad (19)$$

$$\sigma_G^2 = \frac{1}{2\pi E} \int_0^{2\pi} (\omega - \overline{\omega_G})^2 |G(e^{j\omega})|^2 d\omega \circ \quad (20)$$

式中: $E = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |G(e^{j\omega})|^2 d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |H(e^{j\omega})|^2 d\omega$ 。

低通滤波器 $\{h_k\}$ 和高通滤波器 $\{g_k\}$ 的设计可通过下面的最优化准则来设计。

令 $z = e^{j\omega}$, 则式(14) ~ (16) 可变为

$$|H(z)|^2 + |H(-z)|^2 = 1, \quad (21)$$

$$|G(z)|^2 + |G(-z)|^2 = 1, \quad (22)$$

$$H(z)G(z) + H(-z)G(-z) = 0 \circ \quad (23)$$

若记 $M(z) = \begin{bmatrix} H(z) & H(-z) \\ G(z) & G(-z) \end{bmatrix}$, 则

$$M(z)M(z)^H = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} = I \circ \quad (24)$$

由文献[9]可得

$$\begin{bmatrix} H(z) \\ G(z) \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{2} R_J A(z^2) R_{J-1} \cdots A(z^2) R_0 \begin{bmatrix} 1 \\ z^{-1} \end{bmatrix} \circ \quad (25)$$

式中: $R_m = \begin{bmatrix} \cos\theta_m & \sin\theta_m \\ -\sin\theta_m & \cos\theta_m \end{bmatrix}$; $A(z^2) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & z^{-2} \end{bmatrix}$;

$0 \leq m \leq J$; $N = 2J + 2$; N 为滤波器长度。

当 $\theta_J + \theta_{J-1} + \theta_{J-2} + \cdots + \theta_0 = -\frac{\pi}{4}$ 时, 才能满足

$$H(e^{j0}) = 1, G(e^{j0}) = 0, \quad (26)$$

因此,频域优化准则为

$$\begin{cases} \min_{\theta_0 \cdots \theta_J} \{ \sigma_H^2, \sigma_G^2 \} \\ \theta_J + \theta_{J-1} + \theta_{J-2} + \cdots + \theta_0 = -\frac{\pi}{4} \circ \end{cases} \quad (27)$$

将上述多目标优化约束转换为单目标无约束优化问题:

$$\begin{cases} \min_{\theta_0 \cdots \theta_J} \left\{ \frac{1}{2} (\sigma_H^2 + \sigma_G^2) \right\} \\ \theta_J = -(\theta_{J-1} + \theta_{J-2} + \cdots + \theta_0) - \frac{\pi}{4} \circ \end{cases} \quad (28)$$

频域最优局部性准则滤波器的设计为在满足式(23)的条件下,找到合适的滤波器。由于参数优化没有具体的解析式,本文采用单纯性加速法对参数进行优化,详细算法见文献[10]。

3.2.2 模拟滤波器对分解滤波器的逼近

由于输入信号为模拟信号,因此,需要将图 2 中

的数字滤波器转化为相应的模拟滤波器, 可通过最小二乘法由数字滤波器频率响应得到模拟滤波器的频率响应函数, 但得到的滤波器缺乏稳定性, 现实中更多的是利用已知的模拟滤波器频率响应去逼近数字滤波器的频率响应。

图 3 给出了本文的子带脉压原理框图, 其中 $\dot{H}(\omega)$ 和 $\dot{G}(\omega)$ 分别是对数字滤波器 $\tilde{H}(e^{j\omega})$ 、 $\tilde{G}(e^{j\omega})$ 逼近的模拟低通和高通滤波器。

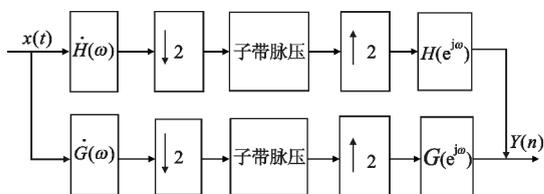
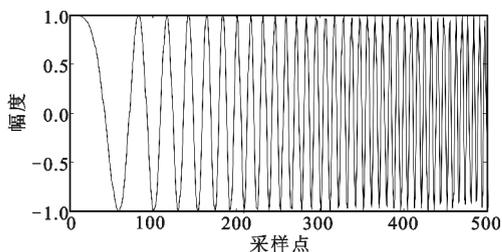


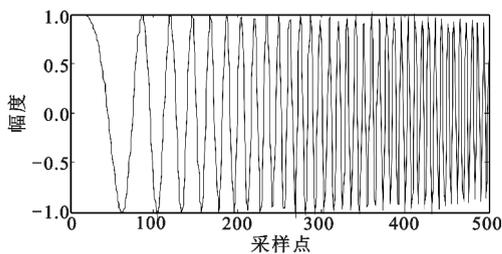
图 3 本文的子带脉压原理框图

Fig. 3 Block diagram of the proposed sub-band pulse compression

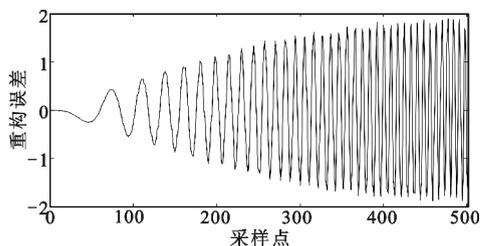
图 4 给出了利用图 2 结构所示的信号分解与重构实例, 仿真中已用 5 阶巴特沃斯滤波器对分解滤波器的幅频响应进行逼近。因模拟滤波器在逼近数字滤波器时存在误差, 从图中可看出, 最大重构误差为 1.906 6, 均方误差达 0.912 7。



(a) 原始信号



(b) 重构信号



(c) 重构误差

图 4 信号的分解与重构

Fig. 4 Signal decomposition and reconstruction

3.2.3 幅频响应的数字修正

因模拟滤波器与数字滤波器的幅频响应不一致产生了较大的误差, 为提高信号重构的精确性, 需要对滤波器的幅频响应进行修正, 可在逼近的模拟滤波器后加一个数字校正滤波器, 如图 5 所示。

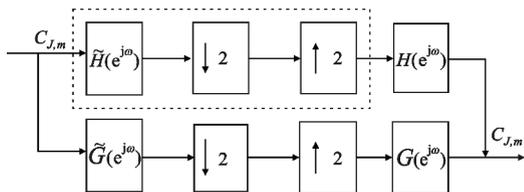


图 5 幅频修正后的系统结构框图

Fig. 5 The block diagram of revised amplitude-frequency system structure

设图 5 中分解滤波器和校正滤波器的幅频响应分别为 $|H_1|$ 、 $|H_2|$, 需要逼近的数字滤波器幅频响应为 $|H|$, 虚线框内系统的幅频响应应该和 $|H|$ 相同, 即

$$|H| = |H_1| \cdot |H_2|, \quad (29)$$

则校正滤波器的幅频响应

$$|H_2| = |H| / |H_1|. \quad (30)$$

图 6 给出了修正后的重构误差。从图中可看出, 重构误差有所减小, 最大重构误差由 1.906 6 降到 0.978 0, 均方误差由原来的 0.912 7 降到 0.098 4, 由此可说明, 加校正滤波器可有效提高信号重构的精度。

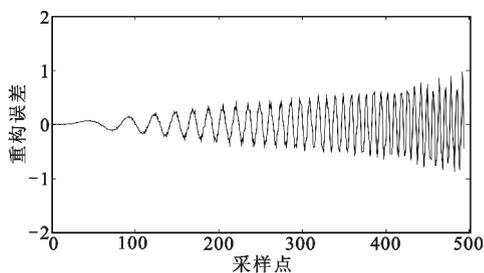


图 6 修正后的重构误差

Fig. 6 Reconstruction error after correction

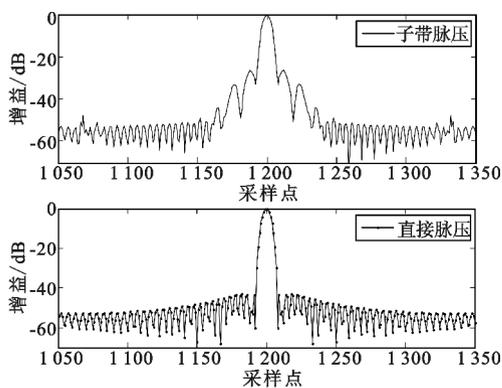
4 子带脉压仿真分析

4.1 理论数据的脉压仿真对比

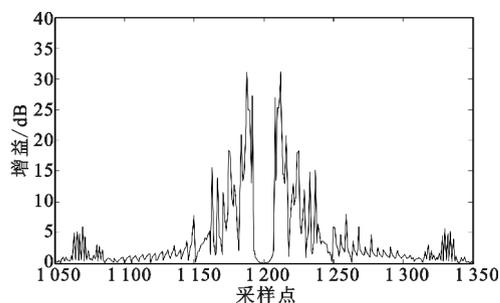
考虑到线性调频信号较好的脉压性能, 在峰值功率受限时, 有利于提高发射效率^[11], 其产生和处理技术也较为成熟等特点, 本文以线性调频信号为例, 设信号的脉冲宽度 $T = 2 \mu\text{s}$, 带宽 $B = 150 \text{ MHz}$,

中心频率 $f_0 = 0$ Hz, 采样频率 $f = 600$ Hz, 子带带宽 $B_s = 50$ MHz, 子带个数 $M = 3$ 。

图 7 给出了文献[2]脉压方法的脉压结果及误差。图 7(a) 为 6 阶巴特沃斯频带分割脉压和直接脉压结果(已海明加窗处理过), 直接脉压加窗处理后的主副瓣比约为 42.78 dB, 主瓣宽度为 $0.008\ 486\ \mu\text{s}$ 。对于巴特沃斯频带分割, 因其模拟滤波器过渡带不理想, 相邻通道间存在频谱混叠, 使得加窗处理后的综合脉压结果主副瓣比只能达到约 28.62 dB。图 7(b) 是子带脉压误差, 最大脉压误差约为 31 dB。



(a) 直接与综合脉压结果

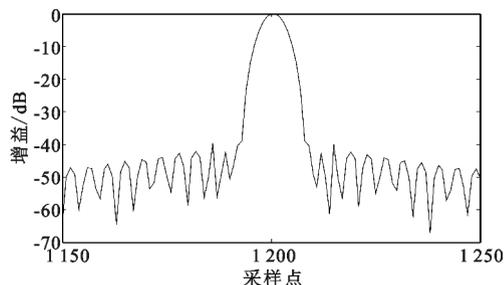


(b) 子带脉压误差

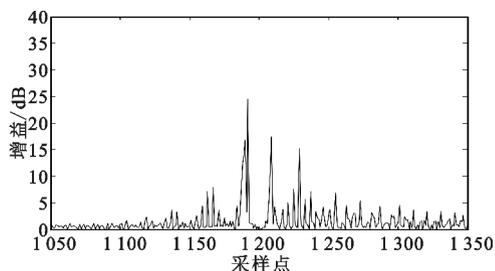
图 7 脉压结果与子带脉压误差

Fig. 7 Pulse compression and sub-band pulse compression errors

图 8 给出了利用本文设计的正交镜像滤波器进行频带分割的脉压结果(已海明加窗处理过)及脉压误差。为进行对比, 参数选取和图 6 的相同。从图 8(a) 可看出, 加窗后的主副瓣比由原来的 28.62 dB 增加到 40 dB, 相比图 7(a) 提高了约 12 dB; 主瓣宽度为 $0.008\ 490\ \mu\text{s}$, 和直接脉压非常接近。图 8(b) 最大脉压误差为 24 dB, 和图 7(b) 相比下降约 7 dB。因此, 采用本文设计的算法可大大提高脉冲压缩的性能。



(a) 基于小波的子带脉压结果



(b) 子带脉压误差

图 8 本文算法的脉压处理结果及误差

Fig. 8 Pulse compression processing results and errors of the proposed algorithm

需要注意的是, A/D 采样率、频谱带宽、子带数目、巴特沃斯滤波器阶数等参数均会影响脉压结果, 比如, 提高 A/D 采样率可提高数据采集的精度和提高子带脉压性能; 巴特沃斯滤波器的阶数越高, 频谱混叠程度越小, 子带脉压误差减小, 而子带数目对脉压结果影响不大。综上所述, 为得到更好的子带脉压结果, 需要合理选取参数。

4.2 实测数据仿真验证

为了更能说明该方法的性能, 利用实测观测信号进一步验证, 实测数据是通过采集无人机载 X 频段雷达收发系统获得的。宽带信号产生器产生 X 频段带宽 1 GHz 的信号, 由 20 W 功放从天线输出。X 频段宽带天线接收到的目标回波信号在送入宽带接收机之前, 先经过低噪声放大器, 得到 1 GHz 带宽和 1.5 GHz 中心频率的低中频信号, 提供给多通道高速数据采集。雷达发射信号带宽 $B = 1$ GHz, 时宽 $T = 2\ \mu\text{s}$, 系统的采样频率 $f = 2$ GHz。回波数据在低中频相干检波后, 分别进行直接脉冲压缩和子带脉冲压缩。图 9 给出了实测数据的直接脉压加海明窗和子带脉压加海明窗后的处理结果, 由图可知, 子带脉压加窗后的结果和直接脉压加窗后的结果非常接近, 由此进一步验证了本文设计算法在工程实施上的可行性。

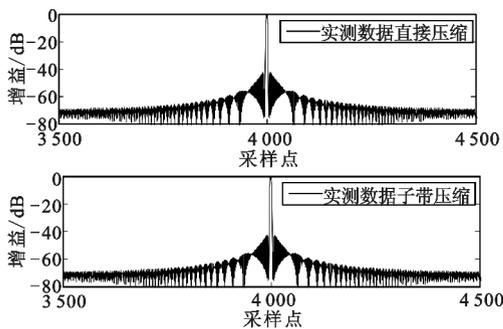


图 9 实测数据加窗脉压处理结果

Fig. 9 Pulse compression of the measured data with window

5 结束语

超宽带雷达作为一种新的雷达体制,是雷达发展的趋势之一。对带宽达千兆赫以上的超宽带雷达信号直接进行脉冲压缩比较困难,通过频谱搬移实现多通道综合的传统脉压方法因模拟分割滤波器组的不理想产生频谱混叠、幅度及相位失真,影响子带脉压的性能。本文将正交镜像滤波器作为超宽带雷达的频带分割滤波器组,有效地解决了以上 3 种失真引起的子带脉压误差较大的问题,适用于雷达系统中大时宽带宽积的超宽带信号的脉冲压缩。将其应用到工程实践中,有利于促进超宽带雷达的发展。由于文中只是减小子带脉压误差,并未完全消除,后续工作将进一步研究减小子带脉压误差的相关问题。

参考文献:

- [1] WIN M Z, DARDARI D, MOLISCH A F, et al. History and applications of UWB[J]. Proceedings of the IEEE, 2009, 97(2):198-204.
- [2] 水鹏朗, 保铮. 基于频带分割的超宽带雷达脉冲压缩方法[J]. 电子学报, 1999, 27(6):50-53.
SHUI Penglang, BAO Zheng. A pulse compression method of UWB radar based on intersection of frequency spectrum[J]. Acta Electronica Sinica, 1999, 27(6):50-53. (in Chinese)
- [3] MISRA D, DHABAL S, VENKATESWARAN P. Quadrature mirror filter bank with canonical signed digit representation using linear optimization algorithm[C]//Proceeding of 2015 Third International Conference on Computer, Communication, Control and Information Technology. Hooghly: IEEE, 2015:1-6.

- [4] CHEN D, QU D, JIANG T, et al. Prototype filter optimization to minimize stopband energy with NPR constraint for filter bank multicarrier modulation systems[J]. IEEE Transactions on Signal Processing, 2013, 61(1):159-169.
- [5] SHARMA K K, JOSHI S D, SHARMA S. Advances in Shannon sampling theory[J]. Defence Science Journal, 2013, 63(1):41-45.
- [6] AGRAWAL S K, SAHU O P. An efficient algorithm to design nearly perfect-reconstruction two-channel quadrature mirror filter banks[J]. Iranian Journal of Electrical & Electronic Engineering, 2014, 10(4):276-280.
- [7] 陈隽永, 徐继麟. 超宽带雷达接收机的设计[J]. 电子科技大学学报, 2000, 29(5):461-462.
CHEN Juanyong, XU Jilin. Design of ultra-wide band radar receiver[J]. Journal of University of Electronic Science and Technology of China, 2000, 29(5):461-462. (in Chinese)
- [8] MINTZER F. On half-band, third-band and nth-band FIR filters and their design[J]. IEEE Transactions on Acoustics Speech and Signal Processing, 1982, 30(5):734-738.
- [9] VAIDYANATHAN P P, HOANG P Q. Lattice structures for optimal design and robust implementation of two-channel perfect-reconstruction QMF banks[J]. IEEE Transactions on Acoustics, Speech and Signal Processing, 1988, 36(1):81-94.
- [10] 江文武, 徐国元, 中国生. 基于改进的单纯形加速法的边坡最小安全系数求解[J]. 辽宁工程技术大学学报, 2007, 26(4):541-543.
JIANG Wenwu, XU Guoyuan, ZHONG Guosheng. Finding least security coefficient by accelerating simplex method after improvement[J]. Journal of Liaoning Technical University, 2007, 26(4):541-543.
- [11] PATTON L, FROST S, RIGLING B. Efficient design of radar waveforms for optimized detection in colored noise[J]. IET Radar, Sonar & Navigation, 2012, 6(1):21-29.

作者简介:



高翠翠(1990—),女,江苏徐州人,硕士研究生,主要研究方向为信号与信息处理;

GAO Cuicui was born in Xuzhou, Jiangsu Province, in 1990. She is now a graduate student. Her research concerns signal and information processing.

Email:1103069951@qq.com

林明(1960—),男,辽宁大连人,教授、硕士生导师,主要研究方向为雷达信号处理。

LIN Ming was born in Dalian, Liaoning Province, in 1960. He is now a professor and also the instructor of graduate students. His research concerns radar signal processing.