

面向子带分解的非均匀抽取均衡算法

程昊¹, 刘卫平², 赵婵娟², 康梓轩¹, 张权²

(1. 上海大学 通信与信息工程学院, 上海 200444;

2. 上海航天电子通讯设备研究所, 上海 201109)

摘要: 宽带数字阵列雷达通道失配严重的情况下, 带宽分割法相比逆傅里叶变换法均衡效果更好, 但其在不完全分解时重建误差较大且占用硬件资源过多; 针对上述问题, 提出一种延长带宽非均匀抽取均衡算法; 该方法设定需要划分的子带数目, 根据阻带截止频率的位置合并不参与均衡的子带; 依据待均衡子带的频率特性对其非均匀抽取, 并进行子带内均衡; 均衡后各子带经过插值和合并操作, 完成整个均衡过程; 实验结果表明, 在均衡子带个数和重建误差相等的情况下, 相比带宽分割法, 提出方法的幅度改善因子和相位改善因子分别提高 5.39 dB 和 7.48 dB, 降低了运算复杂度和硬件资源占用率。

关键词: 宽带数字阵列雷达; 通道失配; 子带分解; 非均匀抽取

Non-uniform Extraction Equalization Algorithm for Sub-band Decomposition

CHENG Hao¹, LIU Weiping², ZHAO Chanjuan², YI Zixuan¹, ZHANG Quan²

(1. School of Communication and Information Engineering, Shanghai University, Shanghai 200444, China;

2. Shanghai Aerospace Electronic Technology, Shanghai 201109, China)

Abstract: In the case of serious channel mismatch of wideband digital array radars, a band-partition method has a better equalization effect than an inverse Fourier transform method. However, with a decomposition is incomplete, its reconstruction error is significant, and the required hardware resources are excessive. Aiming at the above problems, an extended bandwidth non-uniform extraction equalization algorithm is proposed. This method sets the number of sub-bands to be divided, the position of stopband cutoff frequency is used to merge the sub-bands that do not participate in equalization. The non-uniform decimation is performed according to the frequency characteristics of the sub-bands to be equalized, and the equalization is performed within the sub-bands. After the equalization, each sub-band is interpolated and merged to complete the equalization process. Experimental results show that compared with the band-partition method, the proposed method increases the amplitude improvement factor and phase improvement factor by 5.39 dB and 7.48 dB, respectively, and reduces the computing complexity and occupation rate of hardware resources under the same equalized sub-bands and reconstruction error.

Keywords: wideband digital array radar; channel mismatch; sub-band decomposition; non-uniform decimation

0 引言

随着电子元件和数字集成电路技术的发展, 数字阵列雷达的工作带宽和数字化水平不断提高^[1-2]。因此, 宽带数字阵列雷达 (WB-DAR, wideband digital array radar) 应运而生。宽带数字阵列接收和发射使用数字波束形成 (DBF, digital beam forming) 技术, 其对波束进行加权控制均在基带实现, 这就要求信号在每个通道中传输时无失真。然而在实际系统中, 如频率源、功率放大器、混频器、滤波器引入的宽带幅度和相位误差, 温度和环境的變化以及器件的老化等造成的通道间幅度和相位的不一致^[3-4], 即频率特性失配问题。而通道频率特性失配会影响数字波束形成性能和脉冲压缩结果及对消比^[5-8], 包括旁瓣电平下降、脉压结果不对称等问题, 严重影响阵列信号处理的性能。

为解决通道间的频率特性失配问题, 需要对各通道的失配进行均衡。窄带校准较为容易, 在中心频率处乘以相应的幅度和相位补偿系数即可。对于宽带多通道系统, 其带宽范围较大, 必须考虑整个频带内的失配特性, 通常在各个通道中加入可编程的复系数有限冲激响应 (FIR, finite impulse response) 滤波器^[9-10]。根据计算均衡器自适应权系数的不同可以分为时域均衡和频域均衡两种方法。时域均衡算法也叫做维纳滤波算法, 根据最小均方误差准则计算均衡滤波器系数。频域均衡算法基于最小二乘 (LS, least square) 原则计算均衡滤波器系数, 使得待均衡通道与参考通道频率响应的均方误差较小。而由于时域算法的条件较为苛刻, 频域算法计算简便、精度较高, 所以工程中常采用频域算法解决通道失配问题。

在基带进行频域均衡时, 通常要求复采样率大于均衡

收稿日期: 2024-01-05; 修回日期: 2024-02-04。

作者简介: 程昊 (2000-), 男, 硕士研究生。

引用格式: 程昊, 刘卫平, 赵婵娟, 等. 面向子带分解的非均匀抽取均衡算法[J]. 计算机测量与控制, 2024, 32(7): 260-266.

带宽, 以此避免 WB-DAR 中的欠采样问题。此时均衡部分包括信号的频带和带外噪声部分, 当带外噪声较大时会影响 LS 的拟合精度, 进而对均衡性能造成影响。为解决带外噪声较大造成频域算法性能恶化严重的问题, 文献 [11] 将带外频点处的值设置为带内所有频点取值的平均, 文献 [12-13] 分别提出对带内幅度特性进行带外梯度拓展和采用频域拟合求解频域响应的方法, 将频域响应的带外部分进行线性拟合, 降低了频带外噪声的影响, 并证明了其方法的有效性; 文献 [14] 提出了使用多通道幅频响应的平均值作为加权系数的加权 LS 算法, 提高了带内拟合精度, 均衡性能有所提升。当失配通道中波纹失配数较多、畸变程度严重时, 只能增加均衡器的阶数来降低待均衡通道的失配程度, 但均衡器阶数的增加会导致系统的复杂度和运算量增加。为此, 文献 [15-16] 提出了一种基于带宽分割的均衡算法, 其通过均匀子带划分减少子带的波纹失配数, 降低均衡滤波器系数的求解复杂度和均衡滤波器长度, 同时抑制带外噪声的影响。但只带内带宽分解会带来较大的重建误差, 不利于信号的重构, 且带宽分割法的计算量仍然较大; 文献 [17] 提出了一种非均匀划分的通道均衡算法, 根据阈值进行子带划分, 可以减少划分子带的个数, 缩短均衡滤波器的长度, 但其子带划分时计算量过大, 无法满足系统的实时性。

本文针对上述问题, 提出一种改进的延长带宽非均匀抽取的均衡算法。首先, 该算法考虑到通带边缘处均衡效果较差, 在均衡时将整个过渡带包含在均衡范围内, 降低通带边缘处的失配程度。其次, 对带宽分割法进行了改进, 通过对整个频带的划分, 降低重建误差对均衡效果的影响。最后, 对子带进行非均匀抽取, 降低子带和均衡滤波器的长度, 从而减小了计算量, 降低了硬件资源占用率。

1 频域均衡原理及均衡效果评价

频域均衡算法通过在天线后端对各通道馈入相同的校准信号, 经过模数转换和数字下变频之后, 对待校准信号与参考信号进行比较, 计算 FIR 均衡滤波器的系数。特别地, 根据对 FIR 滤波器系数拟合方法不同可以分为最小二乘法 [18-20] 和逆傅里叶变换 (IFFT, inverse fast Fourier transform) 法 [21-22], 逆傅里叶变换法可以看做是最小二乘法的延伸, 而由于 IFFT 法在工程上简单易于实现, 因此本文采用 IFFT 法作为本文中的频域均衡算法。

1.1 逆傅里叶变换法

如图 1 所示, 假设有 N 个通道, 每个通道的采样点数为 M , 则第 i 个通道的频率响应为 $H_i(\omega)$, 参考通道的频率响应为 $H_{ref}(\omega)$, 理想均衡器的频率响应为 $E_i(\omega)$, 其中, $i = 1, 2, \dots, N$ 。

为了保证各通道频率特性的一致性, 即经过均衡滤波器后输出保持一致, 需要满足下式:

$$H_i(\omega)E_i(\omega) = H_{ref}(\omega)H_{delay}(\omega) \quad (1)$$

式中, $H_{[delay]}(\omega) = e^{-j\omega(L-1)Y/2}$ 为全通线性延时器, 目的是为

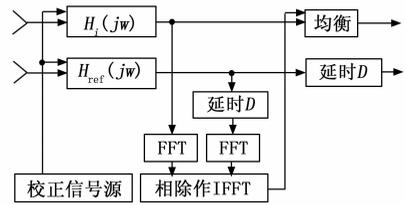


图 1 逆傅里叶变换法均衡原理

了补偿均衡器引入的时延, 延时量 $D = (L - 1)Y/2$, 其中 L 为滤波器的长度, Y 为 FIR 滤波器的单位延迟。

若 $H_i(\omega)$ 在各个频点处均不等于零, 则第 i 个期望均衡器的频率响应可以表示为:

$$E_i(\omega) = \frac{H_{ref}(\omega)H_{delay}(\omega)}{H_i(\omega)} \quad (2)$$

由于实际中使用的均衡器为数字滤波器, 对上式离散化后, 式 (2) 可以改写为:

$$E_i(m) = \frac{H_{ref}(m)H_{delay}(m)}{H_i(m)}, m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (3)$$

在求得期望滤波器的频率响应之后, 对其进行逆傅里叶变换可得:

$$\omega_i(m) = \text{IFFT}[E_i(m)], m = 0, 1, \dots, M-1 \quad (4)$$

截取 $\omega_i(m)$ 前面 L 个数据作为 FIR 均衡滤波器的系数。特别地, 当采样信号的频域点数为偶数时, 使用最小二乘法拟合出来的 L 个滤波器系数与使用逆傅里叶变换法截取前面 L 个系数作为滤波器系数等价 [23]。

由于传统的傅里叶变换通道均衡的主抽头位于第一抽头, 均衡器无法实现非最小相位, 均衡效果较差。因此, 可以在传统的傅里叶变换方法中引入延迟, 成为非最小相位系统 [24]。

1.2 均衡性能评价准则

在频域常常使用改善因子来评价均衡器的性能。定义第 i 个通道校正前的失配量为 $D_i(\omega)$, 校正后的失配量为 $G_i(\omega)$, 则:

$$D_i(\omega) = \frac{H_i(\omega)}{H_{ref}(\omega)} = d_i(\omega)e^{j\varphi_i(\omega)} \quad (5)$$

$$G_i(\omega) = \frac{B_i(\omega)}{H_{ref}(\omega)} = g_i(\omega)e^{j\psi_i(\omega)} \quad (6)$$

式中, $H_i(\omega)$ 为第 i 个通道校正前的频率响应, $B_i(\omega)$ 为第 i 个通道校正后的频率响应, $H_{ref}(\omega)$ 为参考通道的频率响应。 $d_i(\omega)$ 、 $\varphi_i(\omega)$ 、 $g_i(\omega)$ 、 $\psi_i(\omega)$ 分别为第 i 个通道的幅度失配、相位失配、剩余幅度失配、剩余相位失配。计算 $d_i(\omega)$ 、 $\varphi_i(\omega)$ 、 $g_i(\omega)$ 、 $\psi_i(\omega)$ 的方差分别为 $\overline{\Delta d_i}$ 、 $\overline{\Delta \varphi_i}$ 、 $\overline{\Delta g_i}$ 、 $\overline{\Delta \psi_i}$ 。

最后, 定义第 i 个通道的幅度失配改善因子 $(I_A)_i$ 和相位失配改善因子 $(I_\varphi)_i$ 为:

$$(I_A)_i = 20\log\left(\frac{\overline{\Delta d_i}}{\overline{\Delta g_i}}\right) \quad (7)$$

$$(I_\varphi)_i = 20\log\left(\frac{\overline{\Delta \varphi_i}}{\overline{\Delta \psi_i}}\right) \quad (8)$$

幅度和相位失配改善因子反映了均衡方法对失配通道

的改善程度，幅度和相位失配改善因子越大，均衡效果越好。

2 改进的带宽分割法

上述的常规方法在通道失配程度较低时使用较少的抽头便可得到较好的均衡效果。当失配通道中存在高次畸变时，可以通过增加抽头数来补偿，但随着抽头数增加到一定程度，均衡后的失配程度不会随之减小，因此有限阶次的 FIR 滤波器无法对高次畸变的失配通道进行补偿。

带宽分割法将待均衡频带分割为多个子带，有效地解决了带宽内畸变程度较大导致均衡性能下降的问题。假定输入校正信号的带宽为 B ，使用余弦调制滤波器组 (CMFB, cosine-modulated filter banks) 将参考通道和失配通道的带宽均匀地分割成 K 条子带，每条子带的带宽为 B/K 。选通各子带的滤波器为 $S_1(\omega), \dots, S_K(\omega)$ ，其理想情况下满足：

$$S_k(\omega) = \begin{cases} 1, & (k-1) \cdot 2\pi/K \leq \omega < k \cdot 2\pi/K \\ 0, & \text{其他} \end{cases} \quad (9)$$

式中， $k = 1, 2, \dots, K$ ，经过带宽分割后每条子带内的幅相失配波动大大降低，此时在子带内进行均衡操作，每条子带使用较少的抽头数即可补偿相应的频率失配。均衡后经过子带合成完成带宽分割算法的整个流程。

使用带宽分割算法进行通道均衡会遇到如下问题：

1) 在带宽时延乘积 $BT = 1$ ($T = 1/f_s$, f_s 为数据采样率) 时带宽分割法具有较好的效果，此时信号的通带占据了整个频谱空间。通常情况下校正信号为复信号，其均衡带宽外频谱不为零，为避免频谱混叠要求最低复采样率 $f_s > B$ ，此时带宽分割法不能对频带完全分解，会产生校正后通道边缘处失配程度严重和经过子带合成后重建误差较大等问题；

2) 子带分解后各子带的带宽所占 Nyquist 域的范围相对较小，随着子带划分个数的增加这种情况会逐渐加剧，导致拟合精度变差，均衡性能下降；

3) 带宽分割法中每条子带内的采样点数 M 与校正信号相同，每条子带的均衡器长度相同，计算量较大，所使用的硬件资源较多。

针对上述问题，提出了延长带宽非均匀抽取通道均衡算法。首先使用 CMFB 将参与均衡的基带信号均匀地分割为 K 个子带，定义信号的阻带截止频率为 f_{stop} ，包含 f_{stop} 在内的子带称为第 K_s 个子带。为减少子带划分的个数，将第 K_s+1, \dots, K 个子带进行相邻子带合并^[25]成为第 K_s+1 条子带，该子带不参与均衡的操作，而会在其他子带完成均衡后再与它们一并子带合成，以实现信号的准确重构。然后对第 $1, 2, \dots, K_s$ 个子带进行非均匀抽取操作。

当滤波器组的抽取和插值因子 D 与通道数 K 相等时，每条子带的采样点数为 M/K 。但是，此时每条子带相当于经过了临界采样，必然产生频谱混叠。若在此时进行子带内的通道均衡，则会导致校正滤波器系数失真，均衡性能

受到影响。特别地，临界采样时某一子带的频谱混叠现象如图 2 所示。

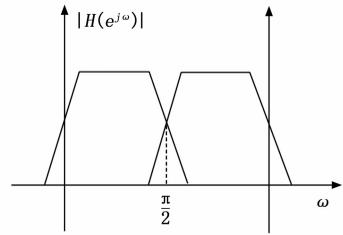


图 2 临界采样时的频谱混叠现象

因此，可以使用过采样滤波器组来改善这一现象。过采样滤波器组的抽取和插值因子 D 小于通道数 K ，信号波形重建更充分，减小了抽样引起的失真，增加抗噪声性能。若选取好需要进行均衡的子带个数 K_s ，则需要均匀分割的子带个数 K 应满足条件：

$$K_s / \max(K) \geq 2f_{\text{stop}} / f_s \quad (10)$$

进一步 K 可表示为：

$$\max(K) \leq \frac{f_s K_s}{2f_{\text{stop}}} \quad (11)$$

式中， \max 表示取最大值。计算出 K 后，为保证子带不产生频谱混叠现象，对每个子带施加不同的抽取因子，第 i 个 ($i = 1, 2, \dots, K_s$) 子带的抽取因子 D_i 表示如下，

当 K 为偶数时， D_i 满足：

$$D_i = \begin{cases} \text{ceil}\left(\frac{K}{2i}\right), & i < \frac{K}{2} \\ \text{ceil}\left[\frac{K}{2(K-i)}\right], & i > \frac{K}{2} \end{cases} \quad (12)$$

当 K 为奇数时， D_i 满足：

$$D_i = \begin{cases} \text{ceil}\left(\frac{K}{2i}\right), & i < \frac{K+1}{2} \\ 1, & i = \frac{K+1}{2} \\ \text{ceil}\left[\frac{K}{2(K-i+1)}\right], & i > \frac{K+1}{2} \end{cases} \quad (13)$$

式 (12) 和 (13) 中， ceil 表示为向上取整。经过抽取操作后，每条子带的采样点数以及所需的均衡器长度减小，均衡精度随之提高。定义带宽分割法中每条子带的均衡器长度为 L ，改进方法中每条子带的均衡器长度 L_i ，则 L_i 可表示为：

$$L_i = \text{ceil}\left(\frac{L}{D_i}\right), i = 1, 2, \dots, K_s \quad (14)$$

根据式 (3)、(4) 和均衡器长度 L_i 计算抽取后每条待均衡子带的均衡系数，对其进行均衡。最后对均衡后的子带施加相对应的插值因子，经过插值操作后将所有子带进行子带合成即可得到经过均衡后的失配通道。该方法的实现原理如图 3 所示。

3 重建误差及算法复杂度分析

3.1 重建误差

在待均衡子带个数相同的情况下，分析带宽分割法和

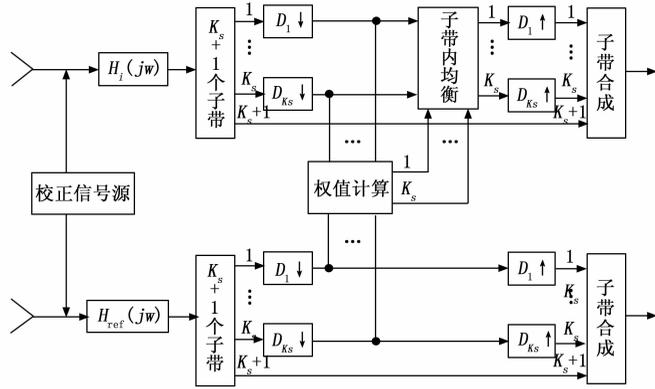


图 3 延长带宽非均匀抽取均衡法

改进方法的重建误差。输入信号为零中频线性调频信号 (LFM, linear frequency modulation), 带宽时延乘积 $BT = 0.5$, $M = 1024$ 。取带宽分割法的带宽分割数为 4, 作为对比, 改进方法中 K_s 也等于 4。带宽分割法将信号的带内带宽均匀分割为 4 个子带后直接进行均衡操作, 最后实现子带合成。改进方法首先根据式 (11) 计算出需要均匀分割的子带个数 $K = 7$, 将第 5、6、7 条子带合并为一条子带, 则本文的最终子带分割数为 $K_s + 1 = 5$ 。然后根据式 (13) 计算出 4 条待均衡子带的抽取因子分别为 4、2、2、1, 对前四条子带施加非均匀抽取和插值操作, 最后进行子带合成, 实现信号的重建。

本实验利用 CMFB 实现两种方法的子带划分, CMFB 的分析滤波器组 $H_k(z)$ 和综合滤波器组 $F_k(z)$ 的脉冲响应表示为:

$$h_k(n) = 2h(n)\cos\left[(2k+1)\frac{\pi}{2K}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) + (-1)^k\frac{\pi}{4}\right],$$

$$0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq K-1 \quad (15)$$

$$f_k(n) = 2h(n)\cos\left[(2k+1)\frac{\pi}{2K}\left(n - \frac{N-1}{2}\right) - (-1)^k\frac{\pi}{4}\right],$$

$$0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq K-1 \quad (16)$$

式中, N 为原型滤波器的长度, 在本文中取 $N = 96$ 。使用线性迭代算法^[26]对原型滤波器 $h(n)$ 进行优化, 得到两种方法 CMFB 的原型低通滤波器及其分析滤波器组的频响特性如图 4 所示。

图 5 给出了两种方法的幅度和相位重建误差, 分析可知由于带宽分割法只对带内带宽划分, 忽略了通带 ($-0.25\pi \sim 0.25\pi$) 范围外的能量, 导致其通带范围内重建误差较大, 其平均幅度误差为 1.237 V, 平均相位误差为 3.162° 。在通带边缘处尤为明显, 其幅度最大误差为 9.052 V, 相位最大误差为 -28.854° 。改进方法虽然比带宽分割法多一条子带, 但孩子带并未参与均衡操作, 而只是参与到子带分解和合成的过程中。由于改进方法对整个频带进行了分解与合成, 降低了由于不完全分解产生的幅度和相位重建误差, 其通带平均幅度误差为 0.012 V, 平均相位误差为 0.002° , 重建误差几乎可以忽略, 降低了对后续信号

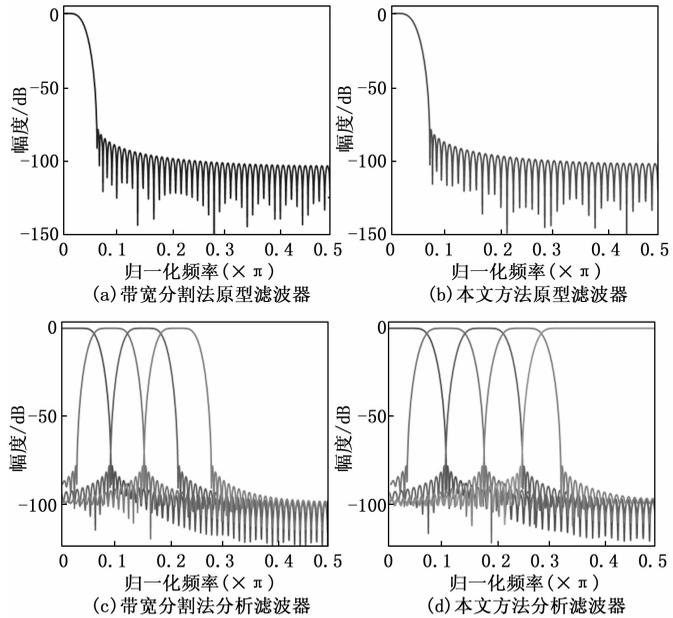


图 4 两种方法的 CMFB 频响特性

处理的影响。

因此, 需要将通带范围外的部分频带参与到子带与分解和合成, 有利于实现信号的准确重构。

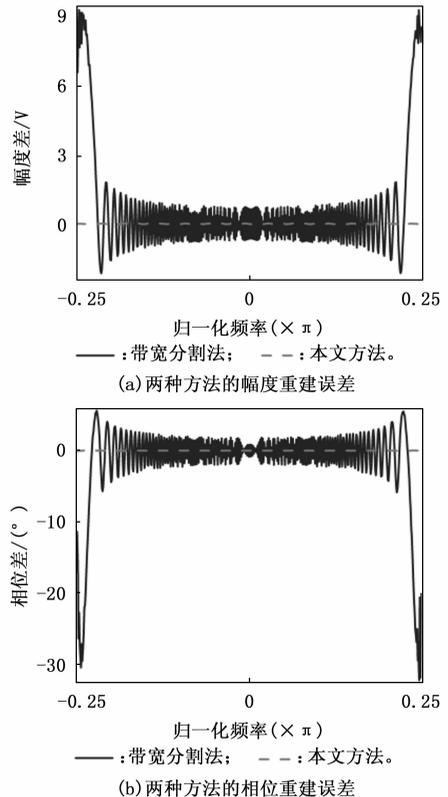


图 5 两种方法的重建误差

3.2 算法复杂度

在子带分解后需要使用逆傅里叶变换法求解每个待均

衡子带的权系数并进行均衡操作。采样点数较大时,使用线性卷积法计算权系数的时间复杂度较高,实际应用中可以利用时、频域变换关系,使用快速傅里叶变换(FFT, fast Fourier transform)加快线性卷积的过程。以 3.1 节的参数为例,分析两种方法求解每条待均衡子带的权系数和均衡操作的总计算量。

取 $W = M + L - 1$, 使用 FFT 替代线性卷积, 则带宽分割法需要 $10W \log_2 W + 16W$ 次复数乘积, 而改进方法需要 $45/8 * W \log_2 W + 21/4 * W$ 次复数乘积, 其计算量约为带宽分割法的一半, 且子带划分分数越多, 算法复杂度降低越明显。

4 仿真实验

本文以 FIR 权系数扰动模型来模拟失配通道, 比较了常规带宽分割法和改进算法对失配通道的均衡效果和对 DBF 以及脉冲压缩性能的影响。

4.1 仿真实验 1

仿真实验 1 比较了考虑重建误差和重建误差相同时两种方法的均衡效果。输入信号为零中频 LFM 信号, 带宽时延乘积 $BT = 0.5$, $M = 1024$ 。仿真实验 1 共有两个通道, 通道一为参考通道, 通道二为失配通道, 带宽分割数与 3.1 节取值相同。表 1 给出了带宽分割法和本文方法的待均衡子带的采样点数和均衡器长度的关系。

表 1 两种方法各参数的选取

均衡方法	参数	子带 1	子带 2	子带 3	子带 4
带宽分割法	采样点数 M	1 024	1 024	1 024	1 024
	均衡器长度 L	32	32	32	32
本文方法	采样点数 M	256	512	512	1 024
	均衡器长度 L	8	16	16	32

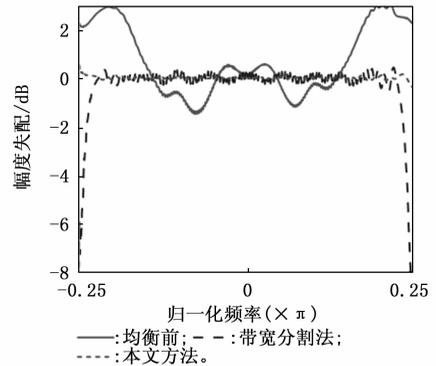
由表 1 可知, 经过多倍抽取操作, 子带 1、2、3、4 内采样点数降低了 4、2、2、1 倍, 同时减小了子带带外残余的影响, 因此补偿每个子带失配所需的均衡器长度也随之变短。

图 6 给出了考虑重建误差时均衡前后两种方法的幅相频率失配误差曲线, 即均衡后的失配通道与子带分解前的参考通道的对比, 此时初始幅度失配方差 $\Delta\bar{d} = -4.9579$ dB, 初始相位失配方差 $\Delta\bar{\varphi} = 14.711^\circ$ 。表 2 给出了考虑重建误差时两种方法的幅度和相位的改善情况。

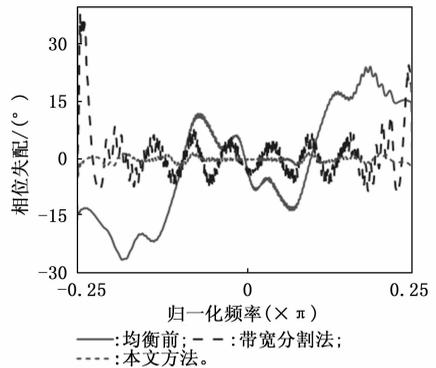
表 2 考虑重建误差时两种方法均衡性能的比较 dB

均衡方法	幅度改善因子	相位改善因子
带宽分割法	10.41	4.74
本文方法	30.74	22.32

图 7 给出了重建误差相等时均衡前后两种方法的幅相频率失配误差曲线。保持带宽分割法的分析和综合滤波器组不变, 将其通带范围外的部分频带利用子带合并方法设计成一条子带, 此时可认为带宽分割法和本文方法的重建误差相等。此时初始幅度失配方差 $\Delta\bar{d} = -7.2175$ dB, 初始



(a) 幅度失配特性



(b) 相位失配特性

图 6 考虑重建误差时误差分析

相位失配方差 $\Delta\bar{\varphi} = 6.5486^\circ$ 。表 3 给出了考虑重建误差时两种方法的幅度和相位的改善情况。

表 3 重建误差相等时两种方法均衡性能的比较 dB

均衡方法	幅度改善因子	相位改善因子
带宽分割法	12.48	15.64
本文方法	17.87	23.12

由表 2、图 6 得出, 重建误差不仅会造成信号的失真, 而且会降低均衡效果。由表 3、图 7 得出, 抛开重建误差的影响, 带宽分割法均衡后带内起伏较为明显, 当通带边缘处失配幅度较大时在该处均衡效果较差。而本文方法将整个过渡带参与到均衡的过程中, 解决了通带边缘处不连续的问题, 均衡后带内幅相频率失配曲线也较为平缓, 降低了子带和均衡器的长度, 其幅度改善因子和相位改善因子分别提高了 5.39 dB 和 7.48 dB。

4.2 仿真实验 2

仿真实验 2 为通道失配情况下两种方法对 DBF 和脉冲压缩性能的改善情况。仿真实验参数设置如下: 阵元数为 32, LFM 信号带宽为 100 MHz, 载波频率为 1.3 GHz, 主瓣方向为 30° , 通道失配和子带划分情况与图 7 相同。图 8 给出了加 -40 dB 切比雪夫窗前后两种方法的波束形成方向图, 表 4 为加 -40 dB 切比雪夫窗前后两种方法对波束形成方向图均衡效果对比。

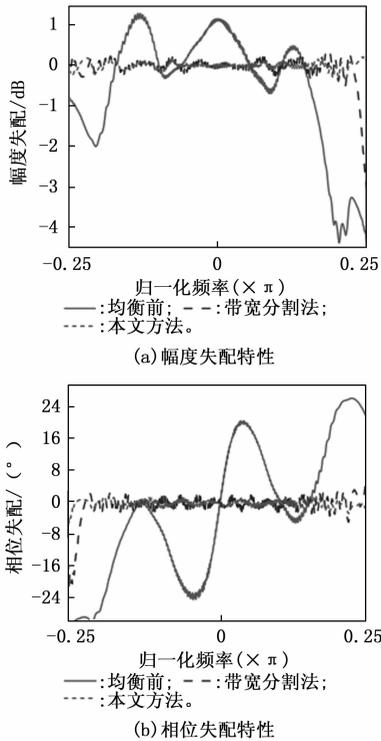


图 7 重建误差相等时误差分析

表 4 波束形成效果对比

	未加窗第一旁瓣	加切比雪夫窗第一旁瓣
均衡前	-12.01	-34.84
带宽分割法	-13.14	-39.25
本文方法	-13.66	-40.17

由表 4 和图 8 可知, 在通道失配的情况下, 未均衡时的 DBF 方向图畸变较为明显, 使用切比雪夫加窗时 DBF 方向图的第一旁瓣电平下降较为显著, 且本文方法的第一旁瓣电平在未加窗和加窗的情况下分别比带宽分割法下降了 0.52 dB 和 0.92 dB。

图 9 给出了加汉宁窗前后两种方法的脉冲压缩图, 表 5 为加汉宁窗前后两种方法对脉冲压缩图的均衡效果对比。

表 5 脉冲压缩效果对比

	未加窗第一旁瓣	加汉宁窗第一旁瓣
均衡前	-10.44	-20.54
带宽分割法	-13.42	-31.55
本文方法	-13.49	-31.80

由表 5 和图 9 可知, 在通道失配的情况下, 未均衡时的脉冲压缩图第一旁瓣畸变较为明显, 两种方法对脉冲压缩图的效果均有所改善, 采用汉宁窗加权时旁瓣电平下降明显, 且本文方法的第一旁瓣电平在未加窗和加窗的情况下分别比带宽分割法下降了 0.07 dB 和 0.25 dB。

同时, 在两种方法对失配通道 DBF 方向图和脉冲压缩图的均衡效果相似的情况下, 待均衡子带的长度和所需均衡器的长度相对较短。

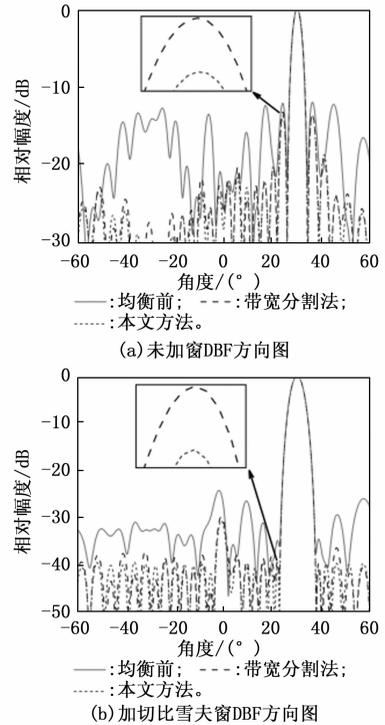


图 8 两种方法的波束形成方向图对比

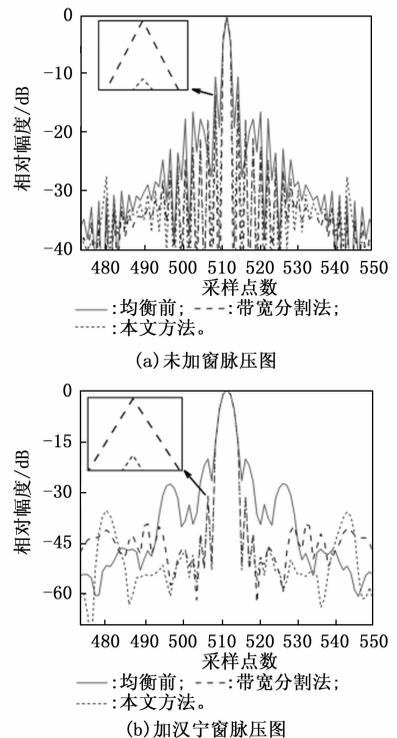


图 9 两种方法的脉冲压缩图对比

综上所述, 相比带宽分割法, 改进方法在提高 DBF 和脉冲压缩性能的同时, 降低了均衡滤波器的长度, 减小了运算量, 降低了硬件资源占用率。

5 结束语

失配通道中存在高次畸变时, DBF 和脉冲压缩性能下

降严重, 此时常规均衡算法难以有效补偿。带宽分割算法虽可以有效解决均衡性能下降的问题, 但其重建误差较大、占用硬件资源较多。针对带宽分割算法的不足, 提出了延长带宽非均匀抽取均衡算法, 在均衡算法的评价中加入了重建误差的影响。通过将过渡带引入均衡操作, 有效地降低了通带边缘处的失配程度。在均衡子带个数相同的情况下, 本文方法通过非均匀抽取与插值操作, 减少了重建误差, 并使用较短的均衡器长度达到较好的均衡效果。相比带宽分割算法, 所提方法在幅度改善因子和相位改善因子上分别提高 5.39 dB 和 7.48 dB。综上所述, 延长带宽非均匀抽取均衡算法有效改善了失配严重造成的均衡性能下降的问题, 提高了 DBF 和脉冲压缩的性能, 降低了计算量和硬件资源占用率。

下一步在本文研究的基础上, 在实际工程应用中根据 Noble 等效将子带分解与抽取、插值与子带合成的顺序互换, 并加入多相滤波结构进一步降低运算量。

参考文献:

- [1] WANG R X, DENG Y K, WANG W, et al. A novel adaptive digital beamforming method based on beam-space phase-center cross correlation [J]. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, 2023, 61: 1-13.
- [2] DUSARI N R, SHIPRA, RAWAT M. Digital beamforming with digital predistortion using Xilinx RF SoC ZCU216 [C] // 2022 IEEE International Conference on Signal Processing and Communications, 2022: 1-5.
- [3] WU D, ZHANG Y D, ZHU D Y, et al. A channel calibration algorithm based on isolated scatterers for multi-channel HRWS-SAR [J]. *IEEE Access*, 2019, 7: 135665-135677.
- [4] GOU Y, TANG Y, DU X, et al. Multi-channel wideband signal full bandwidth synchronous acquisition method [C] // 2021 IEEE 4th Advanced Information Management, Communicates, Electronic and Automation Control Conference, 2021, 4: 1451-1455.
- [5] GONG B W, YAO Z C, YANG J, et al. Digital array radar channel error analysis [J]. *The Journal of Engineering*, 2019, 2019 (20): 6439-6443.
- [6] LIU H, SHANG L F, ZHANG Y H. Implementation of channel equalization for large-scale wideband digital array [C] // *Journal of Physics: Conference Series*, 2023, 2408 (1): 012009.
- [7] HE Z H, HE F, HUANG H F, et al. Influence of channel mismatch on interferometric SAR performance and experiment validation [C] // *European Conference on Synthetic Aperture Radar*, 2010: 1-4.
- [8] LAKE J, YEARY M, PALMER R. Real-time digital equalization to enhance element-level digital beamforming [C] // *Proc. of the IEEE Radar Conference*, 2019: 1-6.
- [9] GUAN S J, CAI D L, WU B. Estimation and correction of I/Q imbalance in wideband zero-IF receiver [C] // *Proc. of the International Conference on Information Technology and Computer Application*, 2019: 50-54.
- [10] 吴 洄, 张玉洪, 吴顺君. 用于阵列处理的自适应均衡器的研究 [J]. *现代雷达*, 1994, 16 (1): 49-56.
- [11] RAN Y, WANG X G, ZOU L. Performance of the improved channel equalization method for wideband digital array radar [C] // *Proc. of the International Conference on Communications*, 2009: 443-445.
- [12] 张 月, 鲍庆龙, 杨 剑, 等. 宽带数字阵列雷达通道均衡方法的设计与实现 [J]. *信号处理*, 2010, 26 (3): 453-457.
- [13] 汪争志, 杨志伟, 范志豪. 基于响应估计频域拟合的通道均衡方法 [J]. *系统工程与电子技术*, 2022, 44 (3): 713-721.
- [14] 赵鹏程. 频率分集阵列雷达通道校正方法研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2020: 47-51.
- [15] 李荣锋, 王永良, 万山虎, 等. 一种基于带宽分割的自适应通道补偿方法 [J]. *电子与信息学报*, 2002, 24 (11): 1487-1493.
- [16] 王振力, 张雄伟, 李荣锋. 用于补偿高次畸变的一种自适应均衡法 [J]. *通信学报*, 2005, 26 (2): 127-130.
- [17] 张 权, 方 明, 张 琦, 等. 非均匀子带划分的宽带数字阵通道均衡算法 [J]. *系统工程与电子技术*, 2023, 45 (6): 1633-1641.
- [18] LIU Y Y, LI Z F, YANG T L, et al. An adaptively weighted least square estimation method of channel mismatches in phase for multichannel SAR systems in azimuth [J]. *IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters*, 2013, 11 (2): 439-443.
- [19] YU L Q, LI Y, YANG Y H. Channel equalization of wideband digital array radar based on least square equalization [C] // *Proc. of the 3rd International Conference on Multimedia Systems and Signal Processing*, 2018: 129-133.
- [20] STEINER K, YEARY M. Least-squares equalizer demonstrations using a full-digital bandwidth sub-Nyquist-sampled wideband beamformer on an RFSoc [J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2022, 58 (6): 5519-5532.
- [21] 王 峰, 傅有光, 孟 兵, 等. 基于傅里叶变换的雷达通道均衡算法性能分析及改进 [J]. *电子学报*, 2006, 34 (9): 1677-1680.
- [22] YU L Q, WANG N, LIU G Q, et al. Channel equalization method for wideband digital array radar [J]. *The Journal of Engineering*, 2019, 2019 (21): 7779-7782.
- [23] 冉 涌. 宽带数字阵列雷达通道校正技术 [D]. 四川: 电子科技大学, 2010.
- [24] 王 峰, 傅有光, 夏映玲. 非最小相位雷达通道均衡算法研究 [J]. *现代雷达*, 2004, 26 (11): 68-70.
- [25] LEE J J, LEE B G. A design of nonuniform cosine modulated filter banks [J]. *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Analog and Digital Signal Processing*, 1995, 42 (11): 732-737.
- [26] DOBLINGER G, ZEITLHOFER T. Improved design of uniform and nonuniform modulated filter banks [J]. *IEEE Nordic Signal Processing Symposium*. 1996, 9: 24-27.