

有源相控阵雷达均衡技术研究与实现

张小龙¹, 朱枫², 夏德平¹, 杨斌¹

(1.南京电子技术研究所, 江苏 南京 210039; 2.东南大学毫米波国家重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 对于宽带有源相控阵雷达, 通道失配会影响阵列处理性能, 可通过通道均衡技术进行补偿。现有研究大多以仿真模型为基础, 鲜有实测数据为支撑, 且均衡评价方法过于单一。构建了结合剩余失配特性、脉压及波束形成方向图的综合评价体系, 可更加全面地评价均衡效果。此外, 以某机载有源相控阵雷达为平台, 工程实验了 150 MHz 宽带信号的频域均衡算法, 并提出矩形窗加权均衡算法, 仿真及实测数据表明该算法对均衡效果有所提升。

关键词: 有源相控阵; 通道失配; 通道均衡; 加权均衡

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

DOI: 10.16157/j.issn.0258-7998.223104

中文引用格式: 张小龙, 朱枫, 夏德平, 等. 有源相控阵雷达均衡技术研究与实现[J]. 电子技术应用, 2022, 48(9): 6–12.

英文引用格式: Zhang Xiaolong, Zhu Feng, Xia Deping, et al. Research and implementation of active phased array radar equalization technology[J]. Application of Electronic Technique, 2022, 48(9): 6–12.

Research and implementation of active phased array radar equalization technology

Zhang Xiaolong¹, Zhu Feng², Xia Deping¹, Yang Bin¹

(1.Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210039, China;

2.State Key Laboratory of Millimeter Waves, Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: For wideband active phased array radar, channel mismatch could affect array processing performance, which can be compensated by channel equalization technology. Most of the existing studies are based on simulation models, supported by few measured data, and the equalization evaluation method is too single. In this paper, a comprehensive evaluation system combining residual mismatch characteristics, pulse compression and beam forming antenna pattern is constructed, which can evaluate the equalization effect more comprehensively. In addition, taking an airborne active phased array radar as a platform, the frequency domain equalization algorithm of 150 MHz wideband signal is tested in engineering, and the rectangular window weighted equalization algorithm is proposed. The simulation and measured data both show that the algorithm improves the equalization effect.

Key words: active phased array; channel mismatch; channel equalization; weighted equalization

0 引言

现代电子战争正面临快速变化的复杂电磁环境, 多种军民事应用对雷达提出了高分辨率、抗干扰、目标成像和型号识别等要求^[1]。传统窄带有源相控阵雷达难以完成上述功能, 采用宽带信号的雷达逐渐成为一种选择。

相控阵雷达中众多阵列天线单元及数字收发组件的各种模拟器件是引起各通道间幅相不一致的主要因素, 对于窄带信号可近似认为通道产生的误差与频率无关, 校准时仅需在中心频点进行校正。然而宽带雷达各通道间的幅相特性随频率变化较大, 包括通道带内及通道间的频率特性不一致, 这种不一致常称为通道失配^[2]。通道失配将会影响数字波束形成(Digital Beam Forming, DBF)副瓣电平^[3]、旁瓣相消对消比^[4]及阵列输出信号信干噪比^[5]等阵列处理的性能, 通常在各通道中插入权系数可配置的有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器来补偿通道失配, 通道均衡的目的即计算各均衡

滤波器的系数。

根据计算均衡器系数方法的不同可将均衡算法分为时域^[6]和频域^[7]两大类, 文献[2]证明了这两类方法是等效的, 并且提出了均衡评价准则。均衡算法的研究主要围绕以下几点进行: 第一, 随着通道误差的增大, 提升均衡滤波器的阶数可能会出现病态矩阵, 文献[8–9]提出了对角加载法, 但加载量难以确定, 文献[10]提出用正则化方法来解决矩阵病态的问题, 并分析了正则化方法的应用条件, 文献[11]提出利用奇异值分解的办法提高校正的稳定性, 但都以硬件复杂度的提高和牺牲实时性为代价; 第二, 信号带宽较宽及高次畸变时的均衡效果不理想, 对此文献[12–13]提出了带宽分割进行分段均衡的方法, 但带宽分割数量难以确定; 第三, 针对带外误差控制, 文献[7]及[14]提出频域加权均衡算法, 文献[15]提出采用参考通道的幅度响应作为加权矩阵的对角元素, 文献[16–18]都对带外误差进行各种形式的

扩展,以降低对均衡效果的影响。此外,现有研究大多以特定的仿真模型及失配通道为基础,对算法的改进进行验证,鲜有实测宽带数据作为支撑^[19],仅文献[20~21]录取了5 MHz及200 MHz带宽的实测数据,但仅用剩余失配特性来评价均衡效果不够完善。本文构建了结合剩余失配特性、脉冲压缩及波束形成方向图的综合均衡评价体系,在某机载有源相控阵雷达平台上,实验验证了150 MHz带宽信号的频域加权均衡算法,并提出新的矩形窗加权矩阵,仿真及实测数据验证了该加权矩阵的有效性。

1 均衡原理及效果评价

1.1 均衡原理

本文以接收通道均衡为例,介绍频域均衡原理,通道均衡结构示意如图1所示。

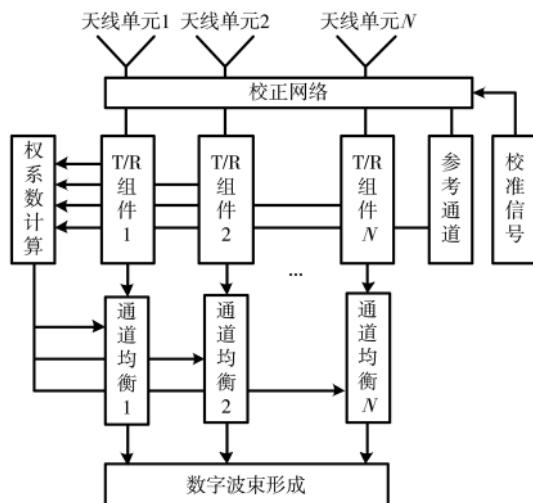


图1 通道均衡结构示意图

该有源相控阵系统由 L 个天线单元和数字收发组件组成,校准信号经校正网络依次馈入接收通道,经数字组件采样下变频至基带信号,通过光纤送入数据处理进行权系数计算,后将均衡器权系数加载至接收通道中,均衡后的数字信号送至数字波束形成进行合成及后续处理。

设 N 个待均衡通道的频率响应为 $C_i(\omega)$, ω 为角频率,均衡滤波器的频响为 $H_i(\omega)$,则均衡后各通道的等效频响为:

$$B_i(\omega)=C_i(\omega)H_i(\omega) \quad (1)$$

其中, $i=1,2,\dots,N$ 为通道序号,下同。令所有通道均衡后的频响都等于一个参考通道的等效频响,这样可实现所有失配通道的均衡:

$$B_1(\omega)=B_2(\omega)=\dots=B_N(\omega)=B_{\text{ref}}(\omega)=C_{\text{ref}}(\omega)H_{\text{ref}}(\omega) \quad (2)$$

其中, $B_{\text{ref}}(\omega)$ 为参考通道的均衡后频响, $C_{\text{ref}}(\omega)$ 为参考通道的频响,可以是一个理想通道,或者是待均衡的通道之一, $H_{\text{ref}}(\omega)$ 可理解为参考通道的均衡器频响,使参考

通道与各通道均衡后的时延一致,参考通道的均衡器频响为:

$$H_{\text{ref}}(\omega)=e^{-j\omega(L-1)T_s/2} \quad (3)$$

式中, L 为滤波器阶数, $(L-1)T_s/2$ 为滤波器时延,结合式(1)、式(2)可计算各通道均衡器频响为:

$$H_i(\omega)=\frac{C_{\text{ref}}(\omega)}{C_i(\omega)}H_{\text{ref}}(\omega) \quad (4)$$

为得到均衡器频响 $H_i(\omega)$,首先需要得到待均衡通道的频响 $C_i(\omega)$,实际均衡时将同一校准信号空馈至各通道中进行测量,由于输入信号一致,则 $C_{\text{ref}}(\omega)/C_i(\omega)$ 等效为参考通道及待均衡通道输出信号的离散傅里叶变换之比,将式(4)取 M 点快速傅里叶变换(Fast Fourier Transform, FFT)如下:

$$H_i(m)=\frac{C_{\text{ref}}(m)}{C_i(m)}H_{\text{ref}}(m) \quad (5)$$

其中, $m=0,1,\dots,M-1$ 为FFT变换后的序号,下同。利用 L 阶FIR滤波器 $E_i(m)$ 来拟合均衡器 $H_i(m)$,做 M 点FFT离散化后的频响为:

$$E_i(m)=\sum_{l=0}^{L-1} h_i(l)e^{-j\frac{2\pi ml}{M}}=\mathbf{a}(m)^T \mathbf{h}_i \quad (6)$$

其中, $[\cdot]^T$ 为转置, $\mathbf{a}(m)$ 及 \mathbf{h}_i 都为矢量:

$$\mathbf{a}(m)=\left[1, e^{-j\frac{2\pi m}{M}}, \dots, e^{-j\frac{2\pi m(L-1)}{M}}\right]^T \quad (7)$$

$$\mathbf{h}_i=[h_i(0), h_i(1), \dots, h_i(L-1)]^T \quad (8)$$

为使得 $E_i(m)$ 最大逼近均衡器 $H_i(m)$,考虑 M 个频点上的误差函数如下:

$$e_i(m)=H_i(m)-\mathbf{a}(m)^T \mathbf{h}_i \quad (9)$$

表示成矢量形式如下:

$$\mathbf{e}_i=\mathbf{H}_i-\mathbf{A}\mathbf{h}_i \quad (10)$$

其中:

$$\mathbf{e}_i=[e_i(0), e_i(1), \dots, e_i(M-1)]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{H}_i=[H_i(0), H_i(1), \dots, H_i(M-1)]^T \quad (12)$$

$$\mathbf{A}=\begin{bmatrix} \mathbf{a}(0)^T \\ \mathbf{a}(1)^T \\ \vdots \\ \mathbf{a}(M-1)^T \end{bmatrix} \quad (13)$$

式中, \mathbf{A} 为 $M \times L$ 维矩阵,称为频率因子,仅与滤波器阶数 L 及FFT点数 M 有关,因此最佳均衡器的系数矢量 \mathbf{h}_i 可由最小化如下函数得到:

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{h}_i} \sum_{m=0}^{M-1} |e_i(m)|^2 &= \min_{\mathbf{h}_i} \sum_{m=0}^{M-1} |H_i(m)-\mathbf{a}(m)^T \mathbf{h}_i|^2 \\ &= \min_{\mathbf{h}_i} \|\mathbf{H}_i-\mathbf{A}\mathbf{h}_i\|^2 \end{aligned} \quad (14)$$

上式为经典最小二乘拟合问题,其解如下:

$$\mathbf{h}_i=(\mathbf{A}^H \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H \mathbf{H}_i \quad (15)$$

式中, $[\cdot]^H$ 为共轭转置。为降低带外信号误差对均衡效果的影响,可定义一个窗函数对不同频率点的误差进行加权,设加权向量为 $W(m)$,式(14)变为:

$$\min_{h_i} \sum_{m=0}^{M-1} |W(m)(H_i(m) - \mathbf{a}(m)^T h_i)|^2 = \min_{h_i} ||W(H_i - \mathbf{A}h_i)||^2 \quad (16)$$

其中, W 是元素为 $W(m)$ 的对角矩阵, 最优解为:

$$h_i = (\mathbf{A}^H W^* \mathbf{W} \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^H W^* \mathbf{W} H_i \quad (17)$$

式中, $[\cdot]^*$ 为共轭。加权矩阵对角元素常用的有切比雪夫权、汉明窗权或参考通道的幅度响应^[15], 然而汉明窗等常用函数带内衰减过快, 对带内误差控制有损失, 参考通道幅度加权对带外抑制不够深入, 因此本文提出一种针对工作带宽的矩形窗加权矩阵, 进一步削弱带外信号误差对拟合结果的影响, 让误差函数最大程度地反映滤波器逼近程度。由式(16)可知, 矩形窗仅对频域误差函数进行加权, 并不对原始信号做任何处理, 因而不会对均衡后的副瓣电平产生影响。本文将对这三种加权矩阵及基本算法分别进行通道均衡性能分析。

1.2 均衡效果评价

令待均衡通道的频响 $C_i(\omega)$ 与参考通道的频响 $C_{ref}(\omega)$ 的比值为该通道的失配特性, 表征该通道偏离参考通道的程度, 定义如下:

$$D_i(\omega) = \frac{C_i(\omega)}{C_{ref}(\omega)} = \alpha_i(\omega) e^{j\varphi_i(\omega)} \quad (18)$$

其中, $\alpha_i(\omega)$ 表示第 i 个通道的幅度失配, 用其均值 $\bar{\alpha}_i$ 与均方根 $\Delta\alpha_i$ 来描述, $\varphi_i(\omega)$ 表示第 i 个通道的相位失配, 同样用其均值 $\bar{\varphi}_i$ 与均方根 $\Delta\varphi_i$ 来表示。

同理将均衡后的综合通道频响与参考通道频响的比值定义为剩余失配特性, 表征均衡后该通道与参考通道之间的剩余特性差异, 其定义如下:

$$G_i(\omega) = \frac{B_i(\omega)}{B_{ref}(\omega)} = \beta_i(\omega) e^{j\theta_i(\omega)} \quad (19)$$

其中, $\beta_i(\omega)$ 表示第 i 个通道的剩余幅度失配, 用其均值 $\bar{\beta}_i$ 与均方根 $\Delta\beta_i$ 描述, $\theta_i(\omega)$ 表示第 i 个通道的剩余相位失配, 同样用其均值 $\bar{\theta}_i$ 与均方根 $\Delta\theta_i$ 来表示。

上述指标仅用来评价待均衡通道与参考通道的匹配程度, 通道间的幅相一致性也可通过更直观的波束形成方向图来描述, 此外为检验通道带内幅相特性, 应考虑其脉压结果, 避免选择实际通道作为参考通道进行均衡, 导致虽然剩余失配指标很好但信号质量一般的情况, 因此本文构建结合剩余失配特性、脉压及波束形成方向图的综合评价体系, 可更加全面地评价均衡效果。

2 仿真模型

常用的失配模型有零极点扰动模型^[6]及权系数扰动 FIR 滤波器模型^[3], 本文采用后者来模拟失配通道, 仿真参数如下: 校准信号为线性调频信号, 带宽为 150 MHz, 采样率为 200 MHz, 幅度失配均方根为 0.05, 相位失配均方根为 0.05 rad, 参考通道选择理想通道, 共仿真 8 个通道, 其中前 4 个通道的失配特性如图 2 所示。

由图 2 可知, 幅度失配在 3.5 dB 左右, 相位失配在

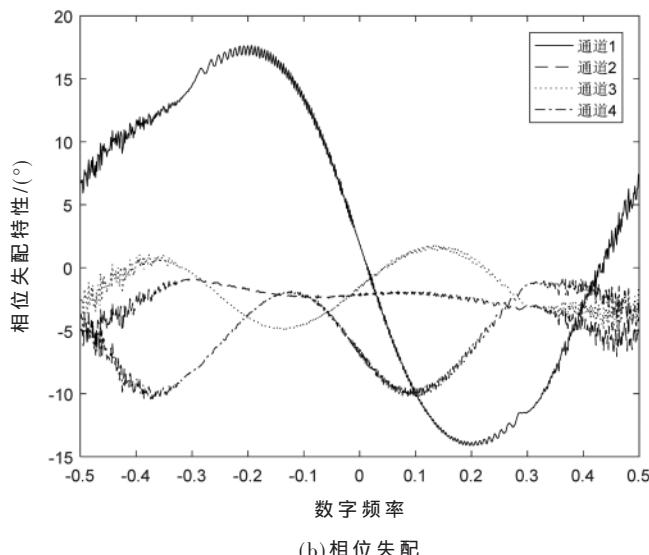
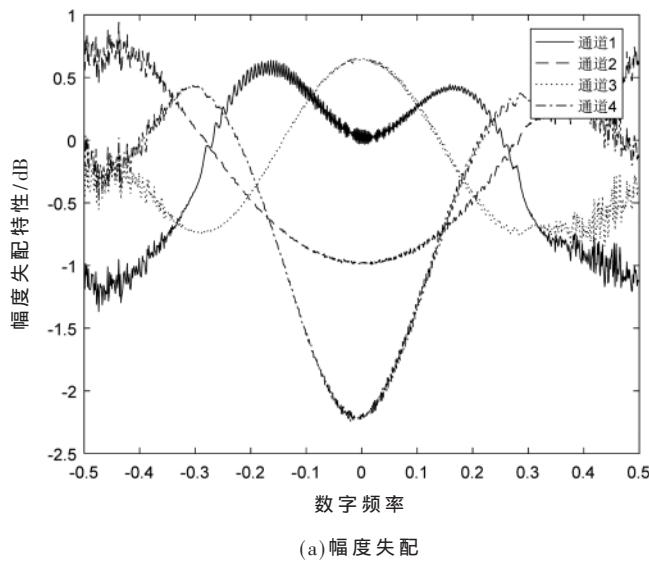


图 2 仿真通道失配特性

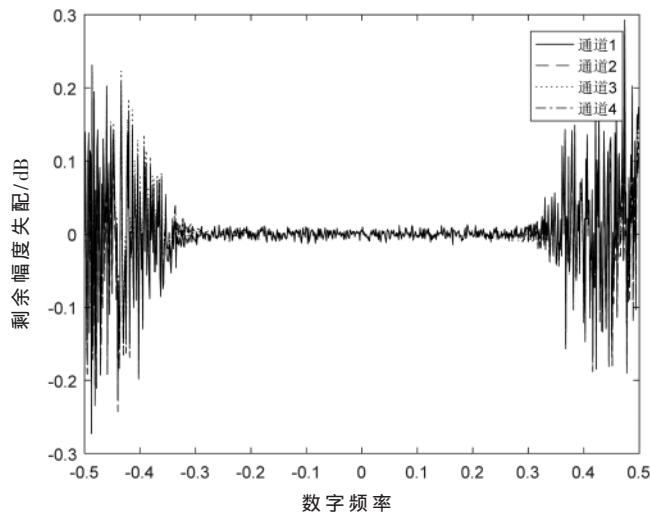
30°左右。依次采用基本算法、参考通道幅度权、汉明窗权及本文新提出的矩形窗权对各通道进行通道均衡, 其中前 4 个通道矩形窗加权均衡后的剩余失配特性如图 3 所示。

由图 3 可知, 均衡后各通道幅相特性基本一致, 均衡后的剩余幅度失配均值 $\bar{\beta}_i$ 接近 0 dB, 剩余相位失配均值 $\bar{\theta}_i$ 接近 0°, 剩余幅度失配均方根 $\Delta\beta_i$ 及相位失配均方根 $\Delta\theta_i$ 如图 4 所示。

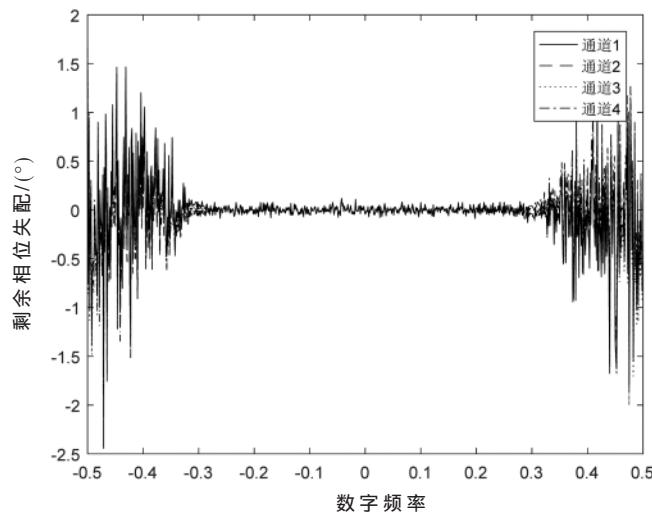
从图 4 可以初步看出矩形窗加权均衡效果最优, 为定量分析将剩余失配特性在通道上求均值后整理如表 1 所示。

由表 1 可知, 矩形窗加权均衡算法性能最优, 剩余幅度失配均方根较现有算法提升了约 7 dB, 剩余相位失配均方根较现有算法提升了约 0.05°。

均衡前的脉压结果如图 5 所示, 由于仿真失配通道

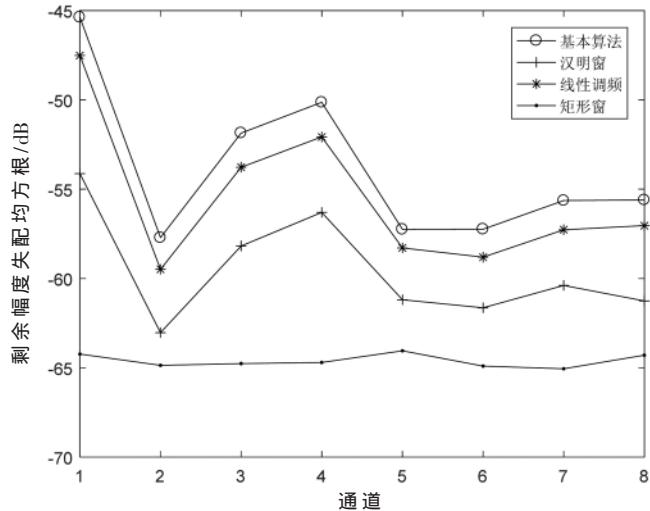


(a) 剩余幅度失配

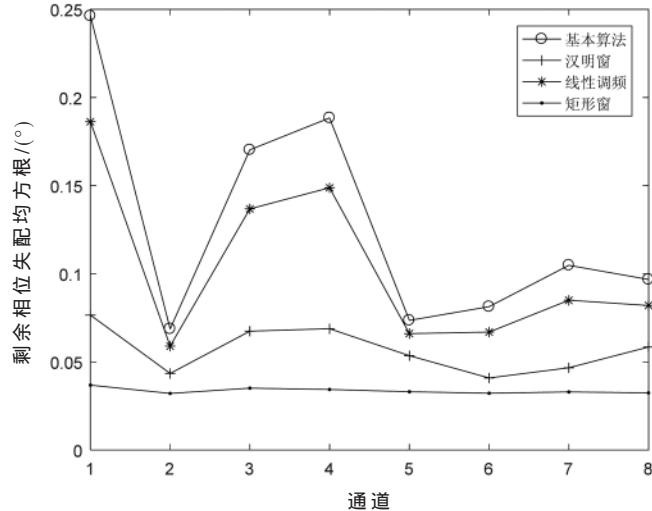


(b) 剩余相位失配

图 3 仿真通道均衡后剩余失配幅相特性



(a) 剩余幅度失配均方根



(b) 剩余相位失配均方根

图 4 仿真通道均衡后剩余失配均方根

表 1 仿真通道四种均衡算法的剩余失配特性

方法	剩余幅度失配/dB		剩余相位失配/(°)	
	均值	均方根	均值	均方根
基本算法	-8.3×10 ⁻⁴	50.0	1.1×10 ⁻²	0.21
汉明窗	1.8×10 ⁻⁴	56.7	9.6×10 ⁻³	0.09
线性调频	-3.2×10 ⁻⁴	52.0	1.1×10 ⁻²	0.17
矩形窗	1.0×10 ⁻⁴	63.7	2.4×10 ⁻³	0.04

差异不大,均衡前后脉压主副瓣比都能达到-40 dB以上。

将中心频点均衡前后及理论波束形成方向图如图6所示,由于仿真失配通道差异不大,均衡前方向图较理论方向图仅副瓣略微抬高,均衡后与理论一致。

3 实测数据

从仿真通道均衡前后脉压结果及波束形成方向图可知,仿真模型带来的通道失配差异有限,利用实测数

据进行算法验证很有必要。本文以某机载有源相控阵雷达为平台,均衡校准信号采用线性调频信号,信号带宽为150 MHz,脉宽为4 μs,采样率为200 MHz,首先给出以理想通道为参考通道的幅相失配特性,如图7所示。

同样仅对前4个通道的失配特性作图,从图7可知,实际通道的失配特性要比仿真通道大得多,其幅度失配在30 dB左右,相位失配在200°左右,且所有通道带内一致性都不平坦,应选择理想通道作为均衡参考通道,同时也体现了将脉压结果纳入均衡评价指标的必要性。采用基本算法、参考通道幅度权、汉明窗权及矩形窗权进行通道均衡效果对比,其中矩形窗加权均衡后的剩余失配特性如图8所示。

均衡后的剩余幅度失配均值接近0 dB,剩余相位失配均值接近0°,剩余幅度失配均方根及相位失配均方根如图9所示。

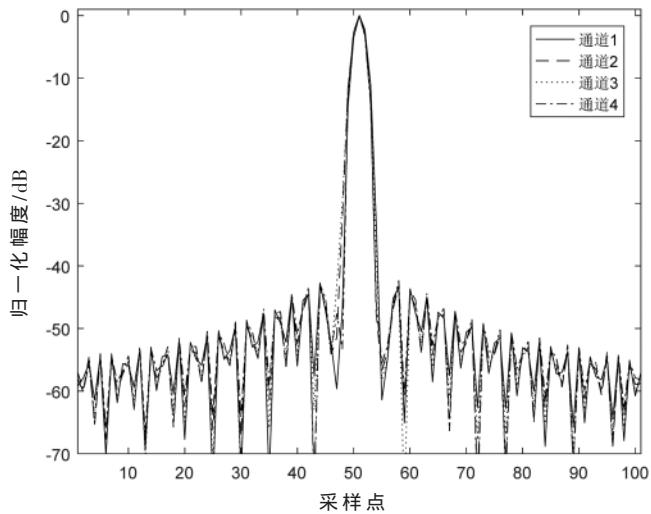


图 5 仿真通道均衡前脉压结果

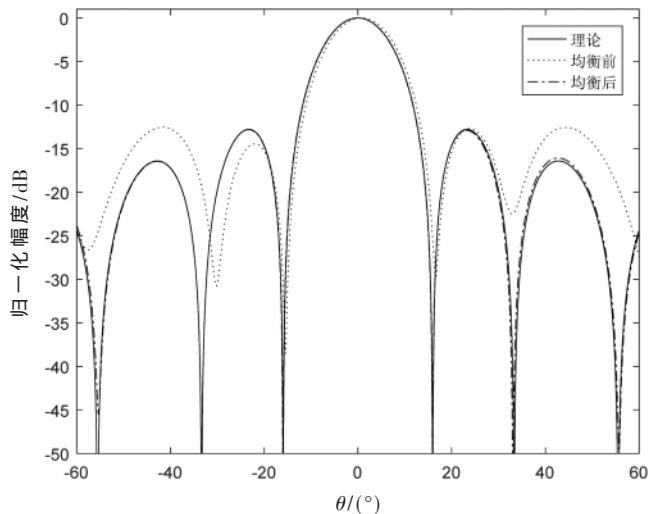
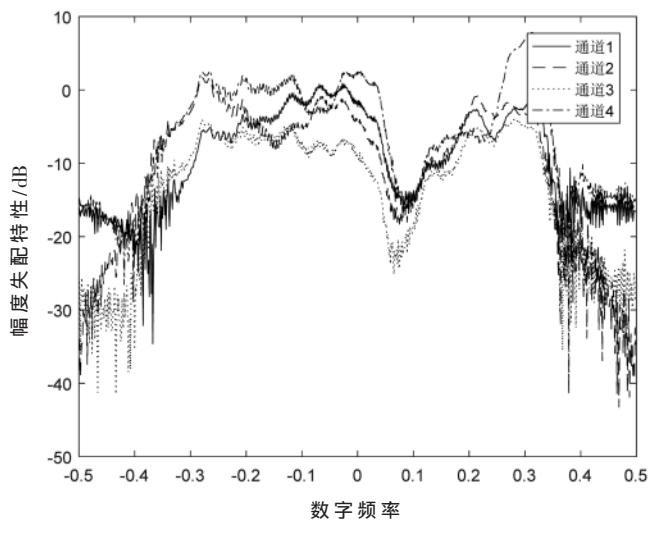
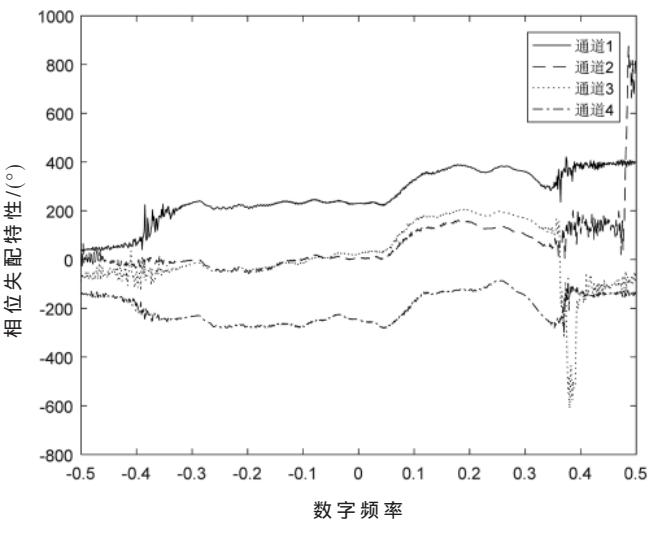


图 6 仿真通道均衡后波束形成中心频点方向图

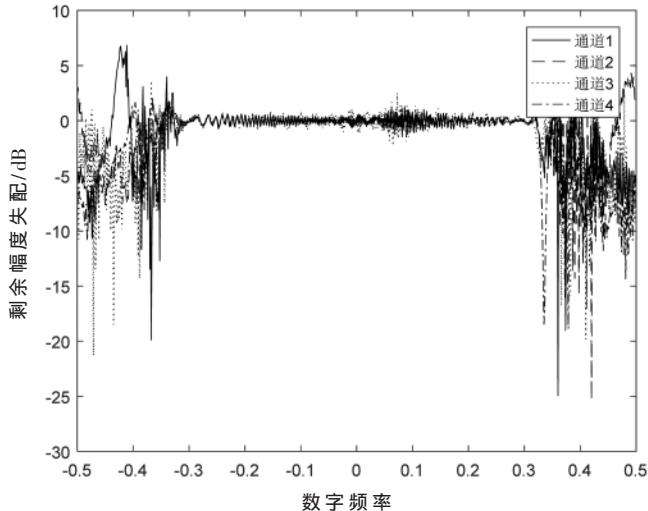


(a)幅度失配

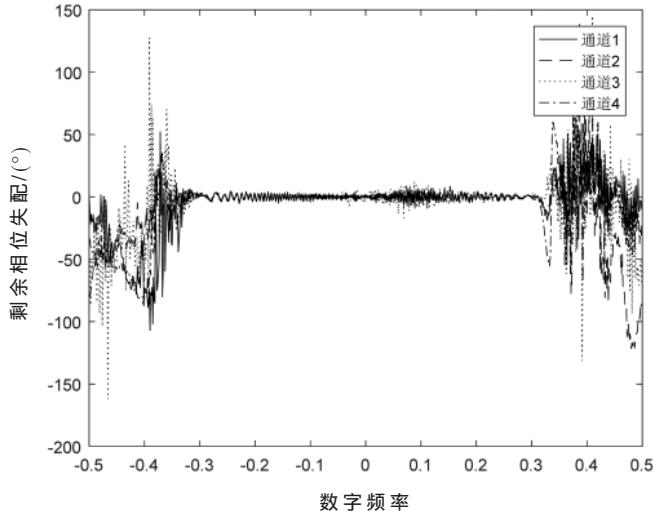


(b)相位失配

图 7 实际通道失配特性

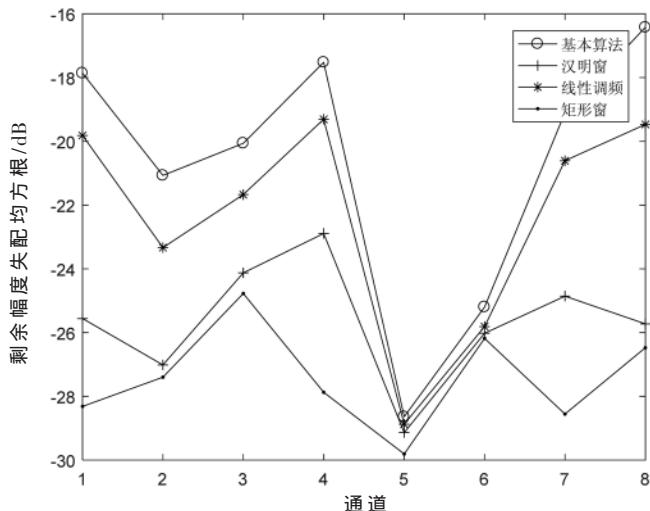


(a)剩余幅度失配

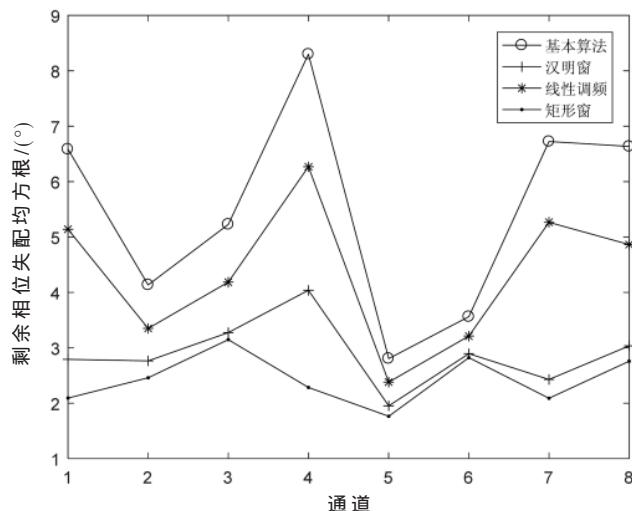


(b)剩余相位失配

图 8 实际通道均衡后剩余失配幅相特性



(a) 剩余幅度失配均方根



(b) 剩余相位失配均方根

图 9 实际通道均衡后剩余失配均方根

同样将剩余失配特性在通道上求得均值后整理如表 2 所示。

表 2 实际通道四种均衡算法的剩余失配特性

方法	剩余幅度失配/dB		剩余相位失配/°	
	均值	均方根	均值	均方根
基本算法	2.6×10^{-2}	-20.73	3.5×10^{-2}	5.50
汉明窗	1.7×10^{-3}	-25.67	1.8×10^{-2}	2.89
线性调频	1.3×10^{-2}	-22.36	2.8×10^{-2}	4.33
矩形窗	2.3×10^{-3}	-27.42	9.1×10^{-3}	2.42

由表 2 可知, 矩形窗加权均衡算法性能最优, 剩余幅度失配均方根较现有算法提升了约 2 dB, 剩余相位失配均方根较现有算法提升了约 0.4°。

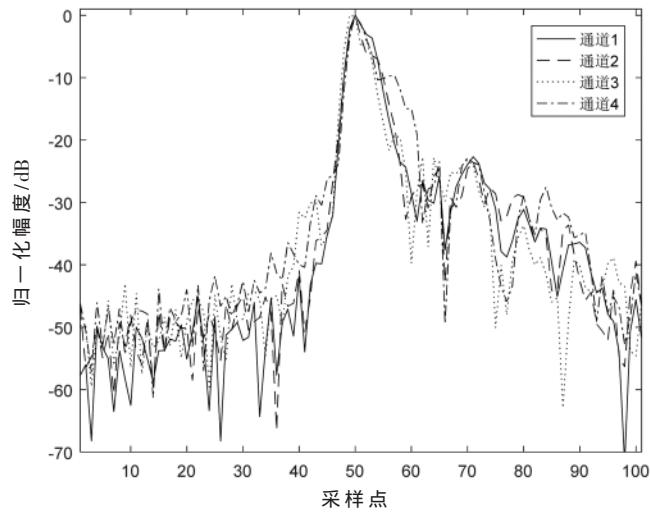
均衡前后的脉压结果如图 10 所示, 由于实际通道带内一致性不够平坦, 导致脉压结果不理想, 若此时仍

选择实际通道作为参考通道, 则均衡后的脉压结果将逼近于该实际参考通道, 尽管均衡后的剩余失配特性指标满足要求, 但最终的脉压结果显然对后续信号处理是不利的。在选择理想通道为参考通道进行均衡后, 脉压主副瓣比可达到 -40 dB 以上, 与理论脉压结果相当。

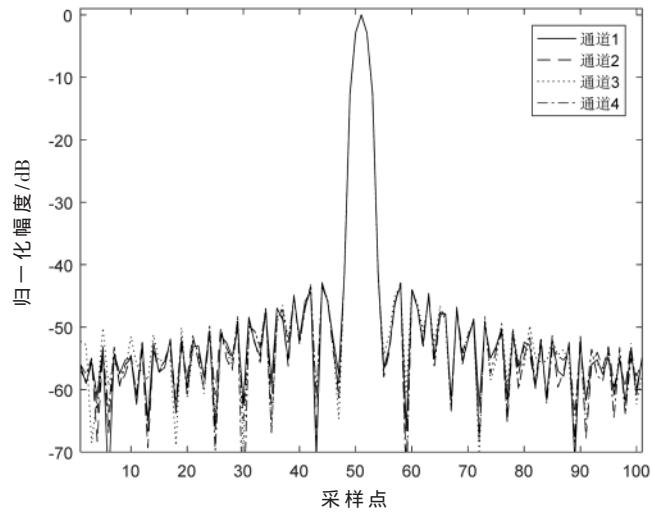
均衡前后的波束合成方向图如图 11 所示。由于实际通道幅相失配特性过大, 导致均衡前未形成主瓣, 均衡后的方向图如图 11(b)所示, 其在全带宽上形成了与理论接近的方向图。

4 结论

本文构建了结合剩余失配特性、脉压及波束形成方向图的综合评价体系, 可更加全面地评价均衡效果, 以某机载有源相控阵雷达平台为基础, 工程实验了频域通道均衡, 并对新提出的矩形窗加权均衡与现有算法进行比较, 仿真结果及实测数据都表明新算法对均衡性能有



(a) 均衡前



(b) 均衡后

图 10 实际通道均衡前后脉压结果

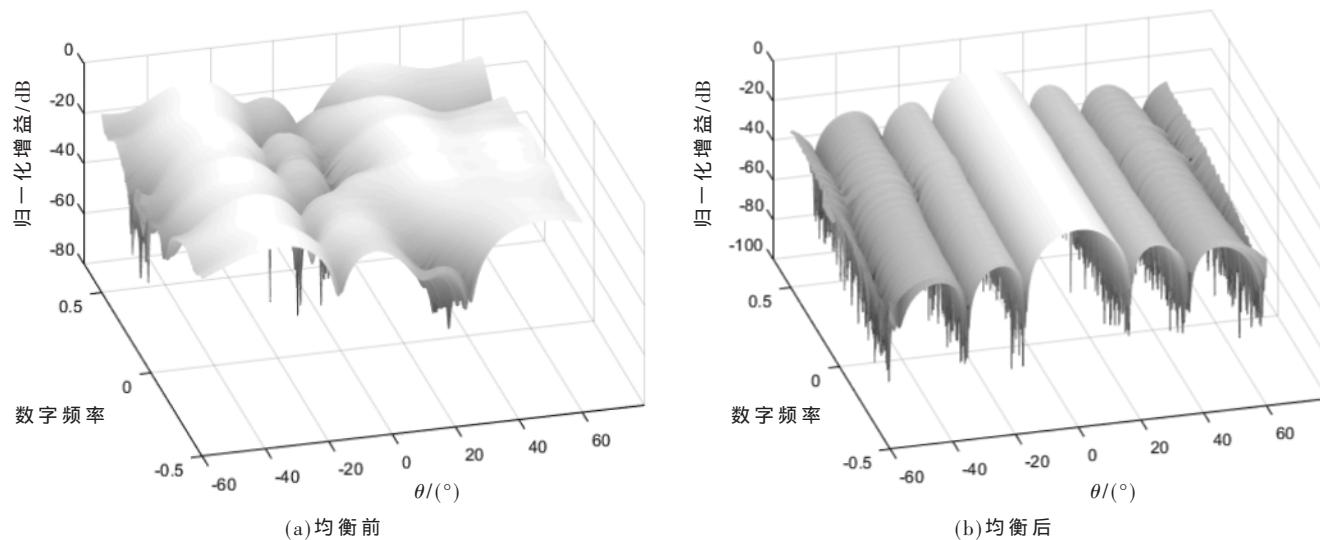


图 11 实际通道均衡前后波束形成方向图

一定的提升，为通道均衡提供了新思路。

参考文献

- [1] 张光义.相控阵雷达系统[M].北京:国防工业出版社, 1994.
 - [2] 吴洹,张玉洪,吴顺君.用于阵列信号处理的自适应均衡器的研究[J].现代雷达,1994,16(1):49-56.
 - [3] 张林让,保铮,张玉洪.通道响应失配对DBF天线旁瓣电平的影响[J].电子与信息学报,1995,17(3):268-275.
 - [4] 傅有光,唐纬,张倩.通道间幅相差差异对旁瓣相消性能的影响与解决方法[J].现代雷达,2000,22(6):50-55.
 - [5] 倪晋麟,李振,张光义.通道失配对自适应阵列的影响[J].现代雷达,1994,16(3):53-59.
 - [6] GERLACH K.The effects of IF band pass mismatch errors on adaptive cancellation[J].IEEE Transactions on Aerospace & Electronic Systems, 1990, 26(3): 455-468.
 - [7] TEITELBAUM K.A flexible processor for a digital adaptive array radar [J]. IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine, 1991, 6(5): 18-22.
 - [8] 王振力,万山虎,李荣锋.对角加载对自适应均衡器性能影响的研究[J].现代雷达,2003,25(3):40-43,49.
 - [9] 韩彦明,徐如海,王振力.自适应通道均衡中对角加载法性能分析[J].现代雷达,2007,29(9):36-38,41.
 - [10] 李文亮,牟善祥,徐光进,等.基于正则化估计的宽带阵列通道校正方法[J].现代雷达,2013,35(2):26-30.
 - [11] 李文亮,牟善祥,刘峰.提高阵列雷达通道校正性能方法研究[J].南京理工大学学报(自然科学版),2014,38(2):271-275.
 - [12] 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.

- [13] 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]. 通信报, 2005, 26(2): 127–130.
 - [14] WU S, LI Y. Adaptive channel equalization for space-time adaptive processing[C]//Record of the IEEE 1995 International Radar Conference, 1995: 624–628.
 - [15] 陈刚, 李会勇, 何子述. 一种改进的宽带数字阵通道均衡频域算法[J]. 雷达科学与技术, 2008, 6(6): 50–55.
 - [16] 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.
 - [17] 袁上策, 何子述. 改进的多通道系统频域信道均衡算法[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(5): 517–521.
 - [18] 罗丁利, 蔡兴雨, 王勇, 等. 一种基于三角级数拟合的通道均衡滤波器设计方法: CN106019249A[P]. 2016: 10–12.
 - [19] 陈曾平, 张月, 鲍庆龙. 数字阵列雷达及其关键技术进展[J]. 国防科技大学学报, 2010, 32(6): 1–7.
 - [20] 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.
 - [21] 刘良琦, 张良, 孟祥东. 宽带阵列通道均衡的工程实现方法研究[J]. 现代雷达, 2019, 41(6): 50–54.

(收稿日期:2022-06-20)

作者简介：

张小龙(1989-),男,硕士,工程师,
主要研究方向:机载雷达系统设计。

朱枫(1988-),女,硕士,助理工程师,主要研究方向:雷达系统设计。

夏德平(1977-),男,硕士,研究员,
主要研究方向:机载雷达系统设计和数
字阵列等。



扫码下载电子文档

版权声明

经作者授权，本论文版权和信息网络传播权归属于《电子技术应用》杂志，凡未经本刊书面同意任何机构、组织和个人不得擅自复印、汇编、翻译和进行信息网络传播。未经本刊书面同意，禁止一切互联网论文资源平台非法上传、收录本论文。

截至目前，本论文已经授权被中国期刊全文数据库（CNKI）、万方数据知识服务平台、中文科技期刊数据库（维普网）、DOAJ、美国《乌利希期刊指南》、JST 日本科技技术振兴机构数据库等数据库全文收录。

对于违反上述禁止行为并违法使用本论文的机构、组织和个人，本刊将采取一切必要法律行动来维护正当权益。

特此声明！

《电子技术应用》编辑部

中国电子信息产业集团有限公司第六研究所