

时域宽带自适应波束形成器设计

吴凯, 苏涛, 逢锦昊

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 针对现有含反馈支路的时域宽带自适应波束形成器运算量大、干扰抑制能力受限的问题, 基于广义旁瓣相消结构, 引入一条固定系数的全极点反馈支路, 设计一种新的时域宽带自适应波束形成器, 减少了前向支路所需抽头延迟线个数即自适应权个数, 从而降低了运算量, 加快了收敛速度。全极点反馈支路以逼近包含干扰频带的带通滤波器为目标进行离线最优化设计, 在保证稳定性的同时, 增强了波束形成器的干扰抑制能力。仿真结果表明: 与现存含反馈支路的时域宽带自适应波束形成器相比, 采用相同的自适应算法, 设计的波束形成器收敛更快、干扰抑制能力更强; 实现相同的 SINR 改善时, 新的波束形成器所需运算量远小于现存波束形成器。

关键词: 宽带自适应波束形成; 广义旁瓣相消; 干扰抑制; 运算量; 固定反馈权

中图分类号: TN958.92 **文献标志码:** A **文章编号:** 1672-2337(2015)03-0296-06

Design of Adaptive Broadband Beamformer in Time Domain

WU Kai, SU Tao, PANG Jin-hao

(National Key Lab of Radar Signal Processing, Xidian University, Xi'an 710071, China)

Abstract: The existing adaptive broadband beamformers with feedback branches have large computational load and are limited in the interference suppression ability. By introducing a feedback branch with fixed feedback weights, a new adaptive broadband beamformer based on the generalized sidelobe canceller(GSC) is designed. Therefore, the adaptive weights needed in the forward branch become less, which reduces the computational load and speeds up the convergence. Since the feedback weights are obtained off-line through approximating the band-pass filter whose passband covers that of the interference, the stability of the beamformer is ensured along with enhanced interference suppression ability. Simulation results show that the new beamformer shows a faster convergence rate and stronger interference ability compared with other existing beamformers employing the same adaptive algorithms. For achieving the same SINR improvement, the new beamformer's computation load is much less than the others.

Key words: broadband adaptive beamforming; generalized sidelobe canceller; interference suppression; computational load; fixed feedback weights

0 引言

宽带波束形成作为阵列信号处理的重要发展方向, 广泛应用于雷达^[1]、声呐^[2]和通信^[3]等技术领域。Frost 类^[4-5]和广义旁瓣相消类^[6-7](Generalized Sidelobe Canceller, GSC)是两种传统的时域宽带自适应波束形成器结构。由于只包含由抽头延迟线(Tapped Delay Line, TDL)组成的有限冲激响应(Finite Impulse Response, FIR)滤波器

作为前向支路, 随着信号带宽的增加, 所需 FIR 滤波器的阶数, 即 TDL 数量也随之增加^[8], 以获得预期的信号和干扰噪声比(Signal to Interference Pulse Noise Ratio, SINR)。近年, 文献[9-11]设计了几种新型时域宽带波束形成器, 通过引入反馈支路, 有效地抑制了 TDL 随带宽的增加。基于 Frost 波束形成器, 文献[9-10]设计的 DUAN 波束形成器, 将各个前向支路中的 TDL 全部替换成一阶或二阶无限冲激响应(Infinite Impulse Response, IIR)滤波器(采用相同的方法, 文献[10]

还设计了基于 GSC 结构的 DUAN 波束形成器), 采用迭代高斯牛顿法(Recursive Gauss Newton, RGN)实现前馈系数和 IIR 滤波器极点的自适应迭代更新。与传统最小均方算法相比,实现了更快的收敛速度和更好的稳态性能。然而,极点的迭代更新使 DUAN 波束形成器可能陷入不稳定状态,无法收敛。为了解决 DUAN 波束形成器的稳定性问题,文献[11]设计了基于拉盖尔滤波器的时域宽带自适应波束形成器,将各个前向支路中的 TDL 全部换成拉盖尔滤波器,并离线确定拉盖尔滤波器的最优极点。DUAN 和拉盖尔波束形成器将全部 TDL 换成 IIR 滤波器,增加了权值迭代更新过程的复杂性,降低了收敛速度。为了防止波束形成器的自适应迭代过程陷入不稳定状态,DUAN 波束形成器需要进行极点控制,而拉盖尔波束形成器虽然极点固定,但只包含单个极点,使这两者的干扰抑制能力均受到限制。

为了简化自适应权的更新过程,加快收敛并增强波束形成器的干扰抑制能力,本文基于 GSC 波束形成器设计一种新的时域宽带自适应波束形成器,在保持前向支路不变的情况下,引入一条具有固定权值的反馈支路,采用一种最优迭代零极点系统识别方法^[12]离线获取全极点支路最优反馈权。由于前向支路与传统 GSC 结构相同,可以采用无约束优化算法进行权系数的迭代更新。以上特征使本文设计的宽带波束形成器具有固有稳定性和运算量低的特点。在相同阵元个数和自适应权个数的条件下,仿真对比了本文波束形成器与 GSC、DUAN 和拉盖尔波束形成器的干扰抑制能力;定量分析了相同条件下,实现一定 SINR 改善时,4 种波束形成器单次迭代所需要的运算量。

1 现有时域宽带自适应波束形成器

如图 1 所示,传统 GSC 波束形成器结构包含上下两条支路。其中上支路用于保证期望信号无损通过,从而使下支路可以采用无约束自适应算法实现权系数的迭代更新。通过设计上支路中的静态权向量 W_q 可以在保证信号不变的情况下,实现低副瓣等波束方向图设计。

T 用于补偿非法线方向入射产生的时间延时。 B 是阻塞矩阵,用于防止有效信号进入下支路。上支路中的“TDL”模块是为与下支路同步而

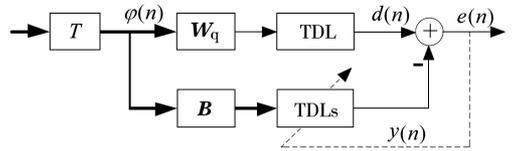


图 1 GSC 波束形成器结构

引入的处理时延。下支路中的“TDLs”模块是 GSC 波束形成器的自适应模块,用于实现干扰消除。传统时域宽带波束形成器的“TDLs”模块仅包含前向支路,等效于在每个阵元后放置一个 FIR 滤波器。DUAN 和拉盖尔波束形成器将“TDLs”模块中的 TDL 换成 IIR 滤波器,引入后向反馈。

图 2(a) 给出 DUAN 和拉盖尔波束形成器的“TDLs”模块。二阶 DUAN 波束形成器的“TDLs”模块将原 GSC 的 TDL 替换成由式(1)表示的 $G_{ij}(z)$, 当 $a_{ij,2}$ 为 0 时,二阶 DUAN 波束形成器即变为一阶。

$$G_{ij}(z) = z^{-1} / (1 - a_{ij,1}z^{-1} - a_{ij,2}z^{-2}) \quad (1)$$

式中, $a_{ij,1}$ 和 $a_{ij,2}$ 为第 i 个阵元的第 j 个抽头对应的 IIR 滤波器的反馈系数, $1 \leq i \leq L-1$, $1 \leq j \leq M$, L 为接收阵列传感器个数, M 为每个阵元后总的抽头个数。

拉盖尔波束形成器中, $G_{ij}(z)$ 具有如下形式:

$$G_{ij}(z) = (z^{-1} - b) / (1 - bz^{-1}) \quad (2)$$

式中, b 为离线设计的最优极点。完整的拉盖尔波束形成器还需要在第一个抽头系数之前加上一个低通滤波器 $G_{i0}(z) = \sqrt{1 - b^2} / (1 - bz^{-1})$ 。

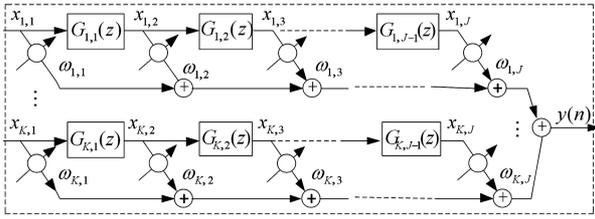
2 固定反馈权的波束形成器设计

2.1 波束形成器结构

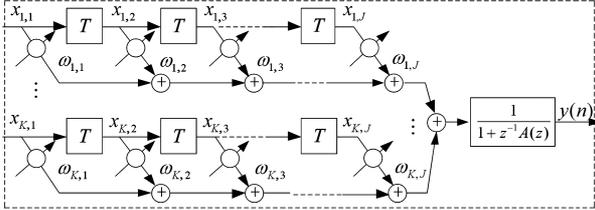
基于 GSC 结构的 DUAN 和拉盖尔波束形成器均采用相同的方式构建,将原 GSC 波束形成器“TDLs”模块中的 TDL 换成各自对应的 IIR 滤波器,其他部分均与 GSC 波束形成器相同。这种方式增加了前向权系数迭代更新的复杂性,使运算量增加,收敛速度降低。

本文波束形成器的“TDLs”模块如图 2(b) 所示,与 DUAN 和拉盖尔波束形成器构建方式不同的是,本文只增加了一条具有固定权的反馈支路, $1/(1 + z^{-1}A(z))$, 形成了一个具有固定极点的 IIR 滤波器。其中,分母部分 $1 + z^{-1}A(z)$ 可以表示为

$$1 + z^{-1}A(z) = 1 + a_1z^{-1} + a_2z^{-2} + \dots + a_Mz^{-M} \quad (3)$$



(a) DUAN 和拉盖尔波束形成器“TDLs”模块



(b) 本文波束形成器“TDLs”模块

图 2 具有反馈支路的宽带波束形成器结构

2.2 前馈权的自适应更新算法

不失一般性,本文采用最简单的静态加权和阻塞矩阵。静态加权 \mathbf{W}_q 采用归一化的均匀单位向量:

$$\mathbf{W}_q = (1/L)[1, 1, \dots, 1]^T \quad (4)$$

阻塞矩阵 \mathbf{B} 是一个 $L \times (L-1)$ 的矩阵, L 为总的阵元个数。

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ -1 & 1 & \cdots & 0 \\ 0 & -1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & -1 \end{pmatrix} \quad (5)$$

假设图 2(b) 中每个阵元的相同抽头位置对应的输入信号组成的向量为

$$\mathbf{x}_i(n) = [x_{1,i}(n) \ x_{2,i}(n) \ \cdots \ x_{L-1,i}(n)]^T \quad (6)$$

式中, i 表示 TDL 个数,由图 2(b) 可得各抽头位置对应的输入向量满足以下关系:

$$\mathbf{x}_i(n) = \mathbf{x}_{i-1}(n-1), \quad i=2, 3, \dots, J \quad (7)$$

向量 $\mathbf{x}_i(n)$ 由式(6)给出, J 表示 TDL 个数。由图 1 可得第一个抽头输入为

$$\mathbf{x}_1(n) = \mathbf{B}^T \boldsymbol{\varphi}(n) \quad (8)$$

向量 $\boldsymbol{\varphi}(n) = [\varphi_1(n), \varphi_2(n), \dots, \varphi_L(n)]$ 是预延迟后的输入信号向量, L 为总的阵元个数,结合式(5)和(8),第一个抽头输入的更新关系为 $x_{j,1}(n) = \varphi_j(n) - \varphi_{j+1}(n)$, $j=1, \dots, L-1$ 。式(7)和(8)即构成了每次迭代下支路各抽头位置处信号向量的更新关系。

由图 1 可知,波束形成器的输出误差:

$$\begin{aligned} e(n) &= d(n) - y(n) = \\ &= d(n) - \boldsymbol{\omega}^T \mathbf{x}(n) / (1 + z^{-1}A(z)) = \\ &= d(n) - \boldsymbol{\omega}^T \bar{\mathbf{x}}(n) \end{aligned} \quad (9)$$

式中, $\mathbf{x}(n)$ 是 $(L-1) \times J$ 维列向量,由式(6)表示的 $\mathbf{x}_i(n)$ 按照 i 由小到大的顺序“拉直”排列而成,

$$\mathbf{x}(n) = [\mathbf{x}_1^T(n) \ \mathbf{x}_2^T(n) \ \cdots \ \mathbf{x}_J^T(n)] \quad (10)$$

前向权向量采用同样方式构建,有如下形式:

$$\boldsymbol{\omega} = [\omega_{1,1} \ \cdots \ \omega_{L-1,1} \ \cdots \ \omega_{1,J} \ \cdots \ \omega_{L-1,J}]^T \quad (11)$$

$\boldsymbol{\omega}^T \mathbf{x}(n)$ 构成了前向支路的输出。

式(12)给出了含反馈的输入信号:

$$\bar{\mathbf{x}}(n) = \mathbf{x}(n) / (1 + z^{-1}A(z)) \quad (12)$$

其单个元素的更新过程由式(13)给出:

$$\begin{aligned} \bar{x}_{ij}(n) &= x_{ij}(n) - a_1 \bar{x}_{ij}(n-1) - \\ &= a_2 \bar{x}_{ij}(n-2) - \cdots - a_M \bar{x}_{ij}(n-M) \end{aligned} \quad (13)$$

式中, $a_i (1 \leq i \leq M)$ 表示第 i 个反馈权, M 表示反馈权的个数。由此, $\boldsymbol{\omega}^T \bar{\mathbf{x}}(n)$ 才是整个波束形成器下支路的输出。

采用 RGN 算法实现权系数的迭代更新,最优权向量的获取可以通过最小化均方误差 $\|e(n)\|_2$ 实现。该问题的目标函数表示为

$$\min_{\boldsymbol{\omega}} E(\|e(n)\|_2) \quad (14)$$

这是一个无约束优化问题。定义代价函数为

$$\eta = E(\|e(n)\|_2) / 2 \quad (15)$$

代价函数 η 关于权 $\boldsymbol{\omega}$ 的导数为

$$\nabla_{\boldsymbol{\omega}} \eta = -e(n) \bar{\mathbf{x}}(n) \quad (16)$$

无约束 RGN 算法的权值更新过程为

$$\boldsymbol{\omega}(n) = \boldsymbol{\omega}(n-1) - \mu \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{x}}}^{-1}(n) \nabla_{\boldsymbol{\omega}} \eta(n) \quad (17)$$

式中, μ 是迭代步长, $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{x}}}(n)$ 是含反馈输入信号的相关矩阵,通过如下迭代公式进行更新:

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{x}}}(n) = (1-\mu) \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{x}}}(n-1) + \mu \bar{\mathbf{x}}(n) \bar{\mathbf{x}}^T(n) \quad (18)$$

利用矩阵求逆引理可得相关矩阵逆 $\mathbf{f}(n) = \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{x}}}^{-1}(n)$ 的迭代公式为

$$\begin{aligned} \mathbf{f}(n) &= \frac{1}{1-\mu} [\mathbf{f}(n-1) - \\ &= \frac{\mu}{\beta} \mathbf{f}(n-1) \bar{\mathbf{x}}(n) \bar{\mathbf{x}}^T(n) \mathbf{f}(n-1)] \end{aligned} \quad (19)$$

式中, $\beta = 1 - \mu + \mu \bar{\mathbf{x}}^T(n) \mathbf{f}(n-1) \bar{\mathbf{x}}(n)$ 。

基于以上分析,表 1 给出了用于自适应权 $\boldsymbol{\omega}(n)$ 迭代更新的 RGN 算法流程, δ 是选定的一个正实数, $\delta \mathbf{I}$ 用来表示相关矩阵逆的初始估计值。

表1 前馈权更新的RGN算法

- ① 初始化: $n = 0, \boldsymbol{\omega}(0) = \boldsymbol{\theta}, \mathbf{x}(0) = \boldsymbol{\theta}, \mathbf{f}(0) = \delta \mathbf{I}$
- ② $n = n + 1$, 利用式(7),(8),(12),(13)计算 $\mathbf{x}(n)$ 和 $\bar{\mathbf{x}}(n)$
- ③ 更新相关矩阵的逆:

$$\mathbf{f}(n) = \frac{1}{1-\mu} [\mathbf{f}(n-1) - \frac{\mu}{\beta} \mathbf{f}(n-1) \bar{\mathbf{x}}(n) \bar{\mathbf{x}}^T(n) \mathbf{f}(n-1)]$$
 其中, $\beta = 1 - \mu + \mu \bar{\mathbf{x}}^T(n) \mathbf{f}(n-1) \bar{\mathbf{x}}(n)$
- ④ 更新权值:

$$e(n) = d(n) - \boldsymbol{\omega}(n-1)^T \bar{\mathbf{x}}(n), \nabla_{\boldsymbol{\omega}}(n) = -e(n) \bar{\mathbf{x}}(n),$$

$$\boldsymbol{\omega}(n) = \boldsymbol{\omega}(n-1) - \mu \mathbf{R}_{\bar{\mathbf{x}}}^{-1}(n) \nabla_{\boldsymbol{\omega}}(n)$$
- ⑤ 重复步骤2~4, 直至收敛或输入信号结束

2.3 固定反馈权的离线设计

通过设计反馈权,使其逼近一个频带尽可能覆盖干扰频率的带通滤波器。将这一过程等效为用一个全极点系统逼近一个带通滤波器,得到如下最小化问题:

$$\min_{\mathbf{a}} \|\mathbf{e}\|^2 = \min_{\mathbf{a}} \sum_{i=0}^{N-1} \left| h_d(i) - \frac{1}{D(z)} \{\delta(i)\} \right|^2 \quad (20)$$

式中, $\mathbf{e} = \mathbf{h}_d - \mathbf{h}$ 表示理想带通系统和实际全极点系统的单位冲激响应差,理想带通系统的冲击响应为 $\mathbf{h}_d = [h_d(0) \ h_d(1) \ \dots \ h_d(N-1)]^T$, N 是时域冲激响应的截断点数, \mathbf{h} 是由全极点系统表征的单位冲激响应,表示如下:

$$\mathbf{h} = \frac{1}{D(z)} \{\delta(i)\} = [h(0) \ h(1) \ \dots \ h(N-1)]^T \quad (21)$$

式中, $D(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M}$, 全部反馈系数构成待优化向量 $\mathbf{a} = [a_1 \ a_2 \ \dots \ a_M]$ 。表2给出了获取最优反馈权向量 \mathbf{a} 的迭代算法。

表2 最优反馈权获取的迭代算法

- ① 初始化: $n = 0, \mathbf{a}(0) = [1 \ \dots \ -\mathbf{G}^{\#} \mathbf{g}]^T$
 其中, $\mathbf{G}^{\#} = (\mathbf{G}^T \mathbf{G})^{-1} \mathbf{G}^T$ 表示 \mathbf{G} 矩阵的广义逆
- ② $n = n + 1$, 重建 $\mathbf{A}(n)$ 矩阵, 计算

$$\mathbf{W}(n-1) = \mathbf{A}(n-1) (\mathbf{A}^T(n-1) \mathbf{A}(n-1))^{-1}$$

$$\mathbf{X}(n-1) = \mathbf{G}^T \mathbf{W}^T(n-1) \mathbf{W}(n-1) = \mathbf{G}^T (\mathbf{A}^T(n-1) \mathbf{A}(n-1))^{-1}$$
- ③ 更新反馈权向量:

$$\mathbf{a}(n) = [1 \ \dots \ -[\mathbf{X}(n-1) \mathbf{G}]^{-1} \mathbf{X}(n-1) \mathbf{g}]^T$$
- ④ 终止条件判断: 满足 $\|\mathbf{e}\|^2 \leq \epsilon$, 算法终止, ϵ 是预设误差容限; 否则, 跳转至步骤2

对于表2给出的迭代算法,作如下说明:

$$1) \ \mathbf{G} = \begin{bmatrix} h_d(0) & 0 & \dots & 0 \\ h_d(1) & h_d(0) & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_d(N-2) & \dots & \dots & h_d(N-M-1) \end{bmatrix}$$

和 $\mathbf{g} = [h_d(1) \ h_d(2) \ \dots \ h_d(N-1)]^T$ 是常量矩阵和向量,由理想带通滤波器的单位冲激响应构

成,其中, N 是冲激响应的长度, M 是反馈权的个数。

$$2) \ \mathbf{A}(n) = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_M & a_{M-1} & \dots & \dots & a_1 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \ddots & \vdots \\ [0 & \dots & \dots & a_M & a_{M-1} & \dots & a_1 & 1] \end{bmatrix}$$

是一个 $(N-1) \times N$ 的矩阵,上述 $\mathbf{A}(n)$ 矩阵的每个元素都是关于 n 的变量,因而需要在每次迭代时都重新构建一次 $\mathbf{A}(n)$ 矩阵。

3 仿真实验与结果分析

本节采用均匀线阵对比几种不同波束形成器以体现本文波束形成器的优点和性能提升。

3.1 SINR 收敛曲线和干扰抑制能力分析

基于表3的仿真参数,对每一种波束形成器实施1000次独立实验,每次实验都进行800次迭代,得到图3所示SINR收敛曲线,该图是1000次独立实验的平均结果。

表3 仿真参数

参数类型	参数值	参数类型	参数值
阵元个数	4	干扰和信号	[0, 0.4]
抽头个数*	5/6	频率范围	归一化频率
信干比	-20 dB	阵元间距	$d = \lambda/2$
信噪比	30 dB	干扰方向	60°
迭代步长 μ	0.01		

注: * DUAN、拉盖尔和本文波束形成器,抽头数是5;GSC是6。

从图3可以看出,迭代次数为800时,本文和GSC波束形成器都已平稳收敛,且具有较好的稳态特性。而DUAN和拉盖尔波束形成器都呈现极缓的上升趋势,未能完全收敛,且DUAN波束形成器在第501次迭代时,出现了明显的毛刺,说明DUAN波束形成器存在不稳定的“隐患”。

认为第800次迭代时,各个波束形成器都达到稳定收敛状态,取1000次独立实验中每次实验的第800次迭代结果计算阵列在干扰方向上的频率响应,得到如图4所示的干扰方向上阵列的频率响应曲线。图4进一步对比说明了4种波束形成器的干扰抑制能力,可以看出本文提出的波束形成器,除了在归一化频点0.28处有一个较尖锐的回升,整个通带内的幅频响应都保持在最低状态,因

而具有最强的干扰抑制能力。这与图 3 得到的 SINR 收敛曲线的结果一致。

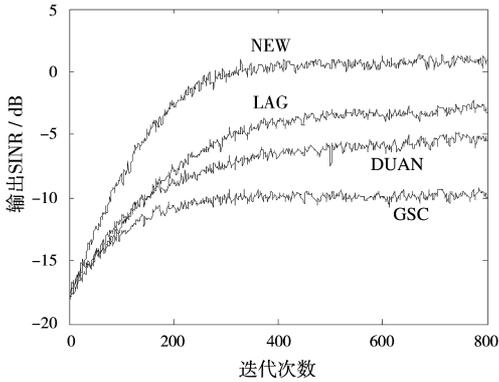


图 3 SINR 收敛曲线

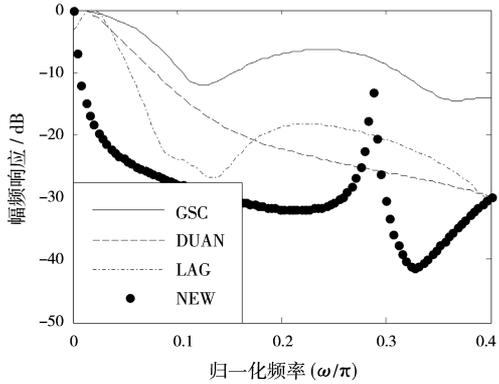


图 4 干扰方向上波束形成器的频率响应

3.2 运算量的仿真与分析

采用表 3 给定的仿真参数,本节首先研究稳定收敛状态下 SINR 改善与抽头个数之间的关系,将抽头个数从 3 增加至 12,观察 1000 次独立实验下,

稳定收敛时得到的 SINR。图 5 给出了 4 种波束形成器的 SINR 关于抽头个数的变化曲线,4 条曲线给出的都是 1000 次独立实验的平均结果。

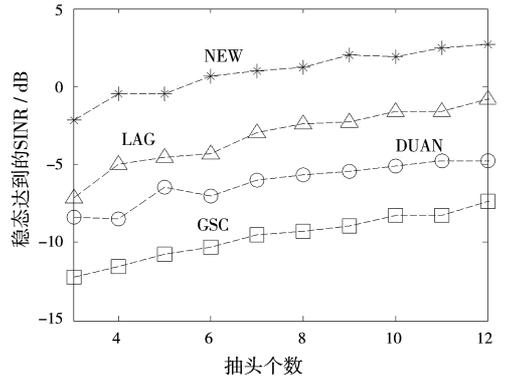


图 5 SINR 随抽头个数增加的改善

可以看出,本文波束形成器得到的 SINR 和抽头个数之间的关系曲线基本上与拉盖尔波束形成器的结果曲线平行,平均 SINR 改善约为 4.1319 dB。

为了实现相同的 SINR 改善,例如期望稳态 SINR 是 17.805 dB 时,本文波束形成器只需要 3 个抽头系数,拉盖尔波束形成器需要 8 个抽头系数,而 DUAN 和传统的 GSC 波束形成器需要的抽头个数已经大于 12 个。由此,可定性地看出本文波束形成器的运算量与 GSC、DUAN 和拉盖尔波束形成器相比有所降低。

表 4 定量分析了实现 17.805 dB 的 SINR 改善时,本文涉及的 4 种波束形成器所需权系数的个数和单次迭代下的运算量对比。

表 4 4 种波束形成器单次迭代的运算量分析

波束形成器类别	阵元个数	抽头个数	极点个数	总权值个数	乘法次数	加法次数	最终 SINR 改善
GSC 波束形成器	4	30	0	90	48 781	48 512	17.245 dB
DUAN 波束形成器	4	19	18	75	28 140	21 181	17.787 dB
拉盖尔波束形成器	4	8	7*	25	3 001	2 350	17.562 dB
本文波束形成器	4	3	2	11	443	397	17.805 dB

注: * 拉盖尔波束形成器的 7 个极点均相等,可以等效为一个极点。

4 结束语

针对现有含反馈支路的时域宽带自适应波束形成器运算量大、收敛慢和干扰抑制能力受限的问题,设计一种新的波束形成器。在传统 GSC 波

束形成器的基础上,增加一条具有固定系数的反馈支路,在保证稳定性的前提下,降低了前向支路所需滤波器的阶数,增强了波束形成器的干扰抑制能力。仿真结果表明,本文波束形成器相比于 DUAN 和拉盖尔波束形成器具有以下优点: 1) 相同仿真条件下,本文波束形成器具有更

快的收敛速度;2)本文波束形成器具有更强的干扰抑制能力。对于运算量的定量分析表明,实现相同的 SINR 改善,本文波束形成器单次迭代所需乘法和加法次数要远小于现有波束形成器。表明本文设计的时域宽带自适应波束形成器更具工程实用价值。

参考文献:

- [1] MELVIN W L, SCHEER J A. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques [M]. Raleigh, NC, USA:SciTech Publishing, Inc, 2012:441-449.
- [2] BAI M R, IH J G, BENESTY J. Acoustic Array Systems: Theory, Implementation, and Application[M]. NJ, USA:Wiley-IEEE Press, 2013.
- [3] LI J H, SU H J. Opportunistic Feedback Reduction for Multiuser MIMO Broadcast Channel with Orthogonal Beamforming[J]. IEEE Trans on Wireless Communications, 2014, 13(3):1321-1333.
- [4] FROST III O L. An Algorithm for Linearly Constrained Adaptive Array Processing[J]. Proceedings of the IEEE, 1972, 60(8):926-935.
- [5] 潘点飞,程乃平,郝建华. 平面阵子阵级自适应波束形成方法研究[J]. 雷达科学与技术, 2014, 12(3):304-310.
- PAN Dian-fei, CHENG Nai-ping, HAO Jian-hua. Research on Adaptive Beamforming Method at Subarray Level for Planar Array[J]. Radar Science and Technology, 2014, 12(3):304-310. (in Chinese)
- [6] GRIFFITHS L J, JIM C W. An Alternative Approach to Linearly Constrained Adaptive Beamforming[J]. IEEE Trans on Antennas and Propagation, 1982, 30(1):27-34.
- [7] 刘翔,李明,葛佩. 一种基于广义旁瓣相消的改进降秩算法[J]. 雷达科学与技术, 2012, 10(4):438-442.
- LIU Xiang, LI Ming, GE Pei. An Improved Reduced Rank Algorithm Based on GSC[J]. Radar Science and Technology, 2012, 10(4):438-442. (in Chinese)

- [8] VOOK F W, COMPTON R T J. Bandwidth Performance of Linear Adaptive Arrays with Tapped Delay-Line Processing[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(3):901-908.
- [9] DUAN H P, NG B P, SEE C M S. A New Broadband Beamformer Using IIR Filters[J]. IEEE Signal Processing Letters, 2005, 12(11):776-779.
- [10] DUAN H P, NG B P, SEE C M S, et al. Broadband Beamforming Using TDL-Form IIR Filters[J]. IEEE Trans on Signal Processing, 2007, 55(3):990-1002.
- [11] SEYDNEJAD S R, EBRAHIMI R. Broadband Beamforming Using Laguerre Filters[J]. Signal Processing, 2012, 92(4):1093-1100.
- [12] SHAW A K. An Optimal Method for Identification of Pole-Zero Transfer Functions[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems, NY, USA:IEEE, 1992:2409-2412.

作者简介:



吴凯男,1990年11月生,安徽淮北人,西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室博士研究生,主要研究方向为宽带阵列信号处理。
E-mail:ookaykay@163.com



苏涛男,1968年生,陕西西安人,西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室教授、博士生导师,主要研究方向为面向雷达、声纳、通信的高速实时信号处理、信号处理快速算法研究和阵列信号处理。



逢锦昊男,1990年生,山东青岛人,西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室硕士研究生,主要研究方向为高速实时信号处理及 FPGA 应用。

(上接第295页)

艾慧女,1990年生,江西人,硕士,主要研究方向为超视距雷达信号处理。

李万阁男,1990年生,河南人,硕士,主要研究方向为天波雷达信号处理。

李会勇男,1975年生,湖北人,副教授,主要研究方向为阵列信号处理与自适应信号处理。

夏威男,1980年生,四川人,副教授,主要研究方向为阵列信号处理与自适应信号处理研究。