

具有固定反馈权的自适应宽带波束形成器设计

吴 凯, 苏 涛, 靳 标, 杨 涛

(西安电子科技大学 雷达信号处理国家重点实验室, 西安 710071)

摘 要: 将一条具有固定系数的反馈支路引入广义旁瓣相消器 (Generalized sidelobe canceller, GSC), 设计了一种新的自适应宽带波束形成器。通过逼近包含干扰频带的带通滤波器, 离线设计最优反馈权。研究了波束形成器的干扰抑制能力与反馈支路极点个数之间的关系。与现有含反馈波束形成器的仿真对比结果表明: 由于本文波束形成器的前向支路与传统 GSC 相同, 降低了自适应权更新的复杂性和运算量; 无需极点的自适应更新, 具有固有稳定性; 极点个数灵活可变, 增强了干扰抑制能力。

关键词: 信息处理技术; 宽带自适应波束形成; 广义旁瓣相消; 固定反馈权; 信号和干扰噪声比
中图分类号: TN958.92 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-5497(2016)01-0303-08
DOI: 10.13229/j.cnki.jdxbgxb201601046

Design of adaptive broadband beamformer with fixed feedback weights

WU Kai, SU Tao, JIN Biao, YANG Tao

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

Abstract: By introducing a feedback branch with fixed weights, a new adaptive broadband beamformer based on the Generalized Sidelobe Canceller (GSC) is designed. The feedback weights are obtained off-line through approximating the band-pass filter whose passband covers that of the interference. Also, the relationship between the interference suppression capability of the beamformer and the number of poles of the feedback branch is investigated. Compared with existing beamformer, since the feedforward branch of the new beamformer is exactly the same as the GSC, the complexity and amount of calculations of the updating procedure for feedforward weights are reduced. Meanwhile, the fixed feedback weights guarantee its stability. Besides, the flexibility of changing the number of poles strengthens its interference suppression capability.

Key words: information processing; broadband adaptive beamforming; generalized sidelobe canceller; fixed feedback weights; signal to interference pulse noise ratio

0 引 言

宽带波束形成器广泛应用于雷达^[1]、声呐^[2]

和通信^[3]等技术领域。Frost 类^[4-6]和广义旁瓣相消 (Generalized sidelobe canceller, GSC) 类^[6-8]是两种传统的时域自适应宽带波束形成器结构。由

收稿日期: 2014-06-12.

基金项目: 国家自然科学基金项目 (61271291, 61201285); 教育部新世纪优秀人才支持计划项目 (NCET-09-0630).

作者简介: 吴凯 (1990-), 男, 博士研究生. 研究方向: 宽带阵列信号处理. E-mail: ookaykay@163.com

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 的数量也随之增加^[9],以获得预期的信号和干扰噪声比(Signal to interference pulse noise ratio, SINR)。文献[10-12]设计了几种新型自适应宽带波束形成器,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[10,11]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[11]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)实现自适应权和 IIR 滤波器极点的迭代更新。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[12]设计了基于拉盖尔滤波器的自适应宽带波束形成器,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,使两者的干扰抑制能力均受到限制。

为了简化权值迭代更新过程,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自适应宽带波束形成器,在保持前向支路不变的情况下,仅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^[13]离线获取最优反馈权。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自适应宽带波束形成器具有固有稳定性和运算量低的特点。在采用相同仿真参数及自适应算法条件下,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。定量分析了实现相同 SINR 改善时,4 种波束形成器单次迭代的运算量。并研究了本文波束

形成器反馈支路的极点个数与干扰抑制能力之间的关系。最后,仿真实验验证了本文波束形成器的稳定性。

1 现有时域宽带自适应波束形成器

图 1 给出了传统 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自适应权的迭代更新。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。

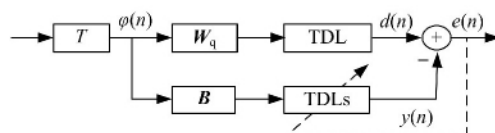


图 1 GSC 波束形成器结构

Fig. 1 Structure of GSC beamformer

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,引入反馈支路。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 $G_{ij}(z)$,当 $a_{ij,2}$ 为 0 时,二阶 DUAN 波束形成器即变为一阶,因而一阶可以看成是二阶波束形成器的特例,即

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

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, $1 \leq i \leq L-1, 1 \leq j \leq M; L$ 是接收阵列传感器个数, M 是每个阵元后总的抽头个数。在 DUAN 波束形成器中,反馈系数 $a_{ij,1}$ 和 $a_{ij,2}$ 也进行自适应更新。

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 是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 $G_{i0}(z) = \sqrt{1-b^2} / (1 - bz^{-1})$ 。文献

[12]基于 Frost 结构设计了拉盖尔波束形成器,这种构建方法同样适用于 GSC 结构。本文为了尽可能地在相同条件下对比几种不同波束形成器的性能,在仿真分析中,采用的是基于 GSC 结构的拉盖尔波束形成器。

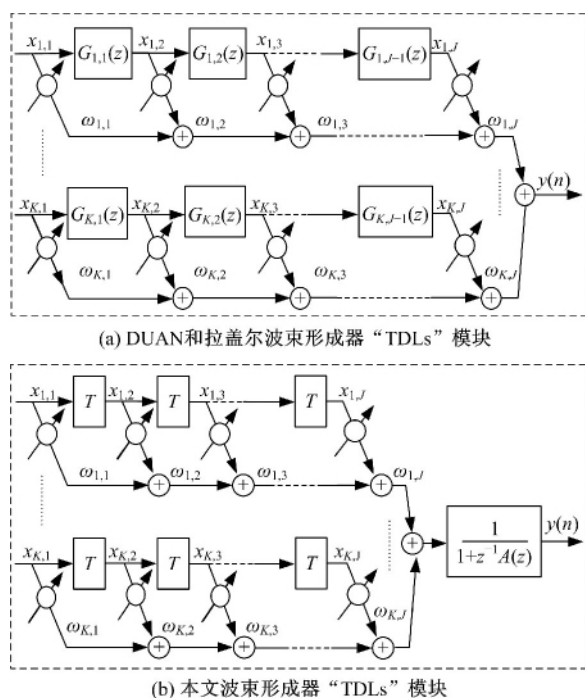


图 2 具有反馈支路的宽带波束形成器结构

Fig. 2 Structure of beamformer having feedback

2 有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 波束形成器中的 TDL 换成各自对应的 IIR 滤波器。这种方式增加了自适应权更新的复杂性和运算量。

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,前向支路保持不变,且其余部分均与图 1 给出的 GSC 波束形成器相同。引入了反馈支路 $1/(1+z^{-1}A(z))$,在每个阵元后形成了一个具有固定极点的 IIR 滤波器。其中,反馈支路的分母部分 $1+z^{-1}A(z)$ 可以表示为:

$$1+z^{-1}A(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_M z^{-M} \quad (3)$$

2.2 前馈权的自适应更新算法

为了尽可能地消除干扰和噪声,需要借助波束形成器的输出误差 $e(n)$ 进行前向系数的自适

应更新。

不失一般性,本文采用最简单的静态加权和阻塞矩阵,即静态加权 W_q 采用归一化均匀单位向量

$$W_q = (1/L)[1, 1, \dots, 1]^T \quad (4)$$

阻塞矩阵 B 是一个 $L \times (L-1)$ 的矩阵, L 是总的阵元个数,表达式如下:

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ -1 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & -1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

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向量为:

$$x_i(n) = [x_{1,i}(n) \quad x_{2,i}(n) \quad \dots \quad x_{L-1,i}(n)]^T \quad (6)$$

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

$$x_i(n) = x_{i-1}(n-1), i = 2, 3, \dots, J \quad (7)$$

向量 $x_i(n)$ 由式(6)给出, J 表示 TDL 个数。由图 1 可得第一个抽头输入为:

$$x_1(n) = B^T \phi(n) \quad (8)$$

向量 $\phi(n) = [\phi_1(n), \phi_2(n), \dots, \phi_L(n)]$ 是预延迟后的信号向量, L 是总的阵元个数,结合式(5)和(8),得到 $x_{j,1}(n) = \phi_j(n) - \phi_{j+1}(n)$, 其中 $j = 1, 2, \dots, (L-1)$, 即第一个抽头对应输入的更新关系。式(7)和(8)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 可得波束形成器的输出误差为:

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

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

$$x(n) = [x_1^T(n) \quad x_2^T(n) \quad \dots \quad x_J^T(n)]^T \quad (10)$$

前向权向量采用同样方式构建,有如下形式:

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

采用式(10)和(11)给出的信号和自适应权向量,便可将全部自适应权看成一个整体,以最小化式(9)表示的输出误差为准则进行自适应更新。 $\omega^T x(n)$ 构成了前向支路的输出,考虑反馈支路,需要构造含反馈的输入信号和输出信号,用来实现自适应权的更新。

式(12)给出了含反馈的输入信号:

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

其单个元素的更新过程由式(13)给出:

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

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, $\omega^T \bar{x}(n)$ 才是整个波束形成器下支路的输出。

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:

$$\min_{\omega} E[e(n)]^2 \quad (14)$$

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 ω 的导数为:

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

无约束 RGN 算法的权值更新过程为:

$$\omega(n) = \omega(n-1) - \mu R_{xx}^{-1}(n) \nabla_{\omega}(n) \quad (17)$$

式中: μ 是迭代步长; $R_{xx}(n)$ 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:

$$R_{xx}(n) = (1 - \mu)R_{xx}(n-1) + \mu \bar{x}(n) \bar{x}^T(n) \quad (18)$$

利用矩阵求逆引理可得相关矩阵逆 $f(n) = R_{xx}^{-1}(n)$ 的迭代公式为:

$$f(n) = \frac{1}{1 - \mu} \left[f(n-1) - \frac{\mu}{\beta} \Gamma \right] \quad (19)$$

式中:

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

基于以上分析, 用于自适应权 $\omega(n)$ 迭代的更新的 RGN 算法流程如下(其中 δ 是选定的一个正实数, δI 用来表示相关矩阵逆的初始估计):

(1) 初始化: $n = 0, \omega(0) = 0, x(0) = 0, f(0) = \delta I$ 。

(2) $n = n + 1$, 利用式(7)(8)和(12)(13)计算 $x(n)$ and $\bar{x}(n)$ 。

(3) 更新相关矩阵的逆:

$$f(n) = \frac{1}{1 - \mu} \left[f(n-1) - \frac{\mu}{\beta} f(n-1) \bar{x}(n) \bar{x}^T(n) f(n-1) \right],$$

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

(4) 更新权值:

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

$$\omega(n) = \omega(n-1) - \mu R_{xx}^{-1}(n) \nabla_{\omega}(n)。$$

(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, 使反馈支路的频率响应逼近一个带通滤波器, 对于压制性干扰, 该带通滤波器尽可能覆盖接收机频带, 而对于欺骗性干扰, 该带通滤波器只需覆盖雷达信号频带。根据干扰的起止频率设计带通滤波器, 即可得到需要逼近的带通系统的冲激响应。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:

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

式中: $e = h_d - h$ 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 $h_d = [h_d(0) \ h_d(1) \ \cdots \ h_d(N-1)]^T$, N 是时域冲激响应的截断点数, h 是由全极点系统表征的单位冲激响应, 表示如下:

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

式中: $D(z) = 1 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \cdots + a_M z^{-M}$, 全部反馈系数构成待优化向量 $a = [a_1 \ a_2 \ \cdots \ a_M]$ 。最优反馈权向量 a 获取的迭代算法^[13]如下:

(1) 初始化: $n = 0, a(0) = [1 \ ; \ -G^{\#} g]^T$, 其中, $G^{\#} = (G^T G)^{-1} G^T$ 表示 G 矩阵的广义逆。

(2) $n = n + 1$, 重建 $A(n)$ 矩阵, 计算 $W(n-1) = A(n-1) (A^T(n-1) A(n-1))^{-1}$, $X(n-1) = G^T W^T(n-1) W(n-1) = G^T (A^T(n-1) A(n-1))^{-1}$ 。

(3) 更新反馈权向量:

$$a(n) = [1 \ ; \ -[X(n-1) G]^{-1} X(n-1) g]^T;$$

(4) 终止条件判断: 满足 $\|e\|^2 \leq \epsilon$, 算法终止, ϵ 是预设误差容限; 否则, 跳转至步骤(2)。

对于上述迭代算法, 作如下说明:

(1) 矩阵 G 是常量矩阵

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

向量 $\mathbf{g} = [h_d(1) \ h_d(2) \ \cdots \ h_d(N-1)]^T$, \mathbf{G} 和 \mathbf{g} 都是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。

$$(2) \quad \mathbf{A}(n) = \begin{bmatrix} a_1 & 1 & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_2 & a_1 & 1 & 0 & \cdots & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ a_M & a_{M-1} & \cdots & \cdots & \cdots & a_1 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & & & & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & \cdots & \cdots & a_M & a_{M-1} & \cdots & \cdots & a_1 & 1 \end{bmatrix},$$

$\mathbf{A}(n)$ 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迭代次数 n 的函数,因而需要在每次迭代时都重新构建 $\mathbf{A}(n)$ 矩阵。

(3) 上述迭代算法步骤(4)中给出的终止条件并不唯一,实际中,如果难以确定误差容限,可以采用其他的终止条件,如 $\|e(n+1) - e(n)\|_2 < \epsilon$, 表示目标函数值的变化非常小,迭代算法达到稳态。

3 仿真实验与结果分析

本节采用均匀线阵仿真对比 GSC、DUAN、拉盖尔和本文波束形成器的收敛速度、干扰抑制能力和运算量,来体现本文波束形成器的优点和性能提升。并通过改变极点个数,研究本文波束形成器干扰抑制能力的变化。最后,仿真分析了本文波束形成器的稳定性。

3.1 SINR 收敛曲线和干扰抑制能力分析

采用表 1 给出的仿真参数,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 所示的 800 次迭代次数下的 SINR 收敛曲线,图 3 是 1000 次独立实验的平均结果。

表 1 仿真参数

Table 1 Simulation parameters

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

*表示所有自适应过程采用的迭代步长均相同; **表示 DUAN、拉盖尔和本文波束形成器的抽头数是 5, GSC 是 6, 抽头个数的选取保证了各个波束形成器具有相同的权个数; ***表示 λ 是最高频率时对应的波长。

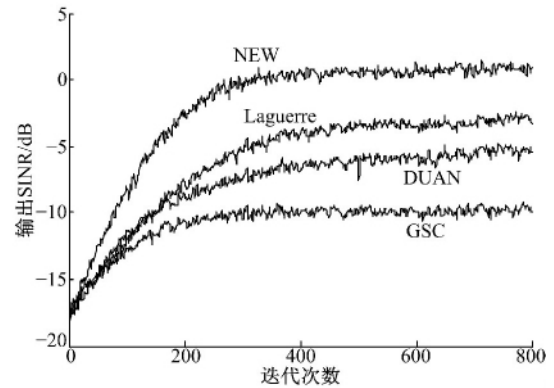


图 3 SINR 收敛曲线

Fig. 3 SINR convergence curves

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,得到图 4 所示的干扰方向上阵列的频率响应曲线。

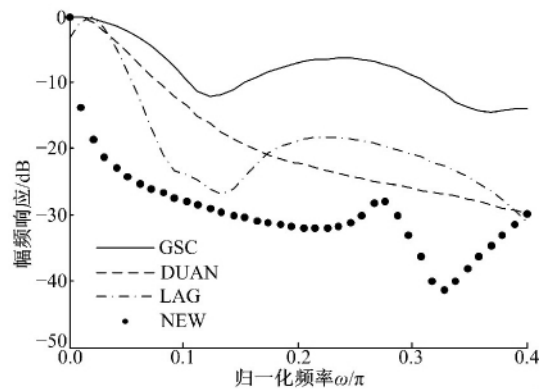


图 4 干扰方向上波束形成器的频率响应

Fig. 4 Frequency response of four beamformers at direction of interference

图 4 进一步对比说明了 4 种波束形成器的干扰抑制能力,可以看出本文设计的波束形成器,在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。

以上仿真实验均基于单个干扰,下面讨论干扰个数对于本文波束形成器性能的影响。基于表

1 的仿真参数,在其他仿真参数不变的情况下,阵元通道数增加至 5,每个阵元后的抽头数为 7,将干扰个数从 1 增加至 3,分别采用本文构造的波束形成器进行 500 次独立实验,得到图 5 所示的输出 SINR 收敛曲线。其中 IN 表示干扰个数,可以看出随着干扰个数的增加,收敛曲线的收敛速度降低。干扰个数依次递增时,稳态达到的 SINR 分别为:8.947、6.159、3.225 dB。可见干扰个数增加时,波束形成器的干扰抑制能力减弱并且收敛速度降低。

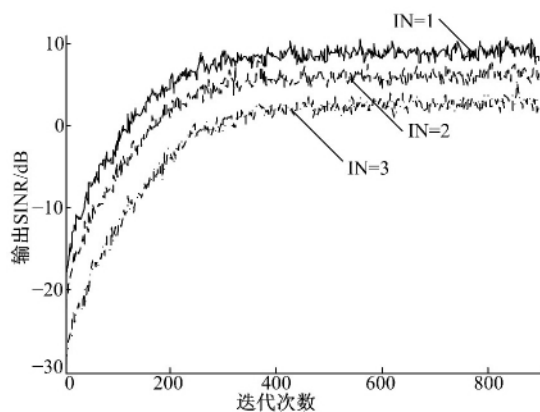


图 5 不同干扰个数对应的 SINR 收敛曲线

Fig. 5 Convergence curves with variable interferences

值得说明的是,上述干扰个数增加对波束形成器性能影响的结论同样适用于基于 GSC 结构的 DUAN 和拉盖尔波束形成器。为了在干扰个数增加的情况下仍然获得较强的干扰抑制能力,需要增加权个数,提高系统可用自由度。采用 RGN 迭代算法,对于 DUAN、拉盖尔和本文波束形成器,每增加一个抽头系数,单次迭代的平均运算增量(指乘法和加法的平均)分别为:1148、335 和 114。由此可以看出,本文构造的波束形成器在应对多个干扰时具有一定的优势。

与传统 GSC 波束形成器相同,输入 SNR 对波束形成器的干扰抑制能力有较大影响,具体表现为,输入 SNR 越大,干扰抑制能力越强。为了验证输入 SNR 对于波束形成器性能的影响,基于表 1 的仿真参数,在其他仿真参数不变的情况下,将输入信噪比从 0 以 5 dB 为间隔增加至 30 dB,分别基于本文构造的波束形成器进行 500 次独立实验,得到图 6 所示的输出 SINR 收敛曲线。各种信噪比情况下稳态达到的 SINR 分别为:4.439、5.306、6.562、7.648、7.668、8.561、9.19 dB。

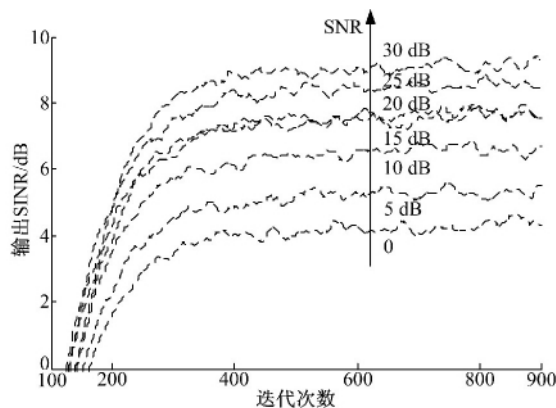


图 6 不同输入 SNR 对应的 SINR 收敛曲线

Fig. 6 SINR convergence curves with variable input SNR

3.2 运算量的仿真与分析

由于本文设计的波束形成器只在全部前向支路求和后增加一条固定系数的反馈支路,不同于 DUAN 和拉盖尔波束形成器,将每个 TDL 均换成了相应的 IIR 滤波器,因而本文波束形成器具有较低的运算量。

采用表 1 给定的仿真参数,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,每次独立实验第 1000 次迭代达到的 SINR (仿真发现迭代次数为 1000 时,所有波束形成器均已收敛)。图 7 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。

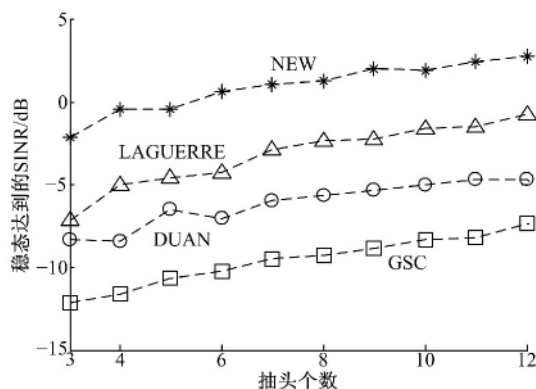


图 7 SINR 随抽头个数增加的改善

Fig. 7 SINR vs. number of taps

由图 7 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关系曲线平行,平均 SINR 提升约为 4.1319 dB,相对于 DUAN 和 GSC 波束形成器提升分别为 7.0806 dB 和 10.5208 dB。由图 7 可以看出,为了实现相同的 SINR 改善,例如期望

SINR 改善为 17.805 dB 时,本文波束形成器只需要 3 个抽头,拉盖尔波束形成器需要 8 个抽头,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。由此可定性看出本文波束形成器的运算量相比于 GSC、DUAN 和拉盖尔波束形成器有所降低。

表 2 定量分析了实现 17.805 dB 的 SINR 改善时,本文所述的 4 种波束形成器所需自适应权的个数和单次迭代下的运算量对比。可以看出实现相同的 SINR 改善,拉盖尔波束形成器单次迭代的乘法和加法次数分别是本文波束形成器的 6.8 和 5.9 倍,而 GSC 和 DUAN 波束形成器所需的运算量已远远大于本文波束形成器。

表 2 4 种波束形成器单次迭代的运算量分析

Table 2 Analysis of computational load in each iteration for four beamformers

参数	波束形成器类别			
	GSC	DUAN	拉盖尔	本文
阵元个数	4	4	4	4
抽头个数	30	19	8	3
极点个数	0	18	7*	2
总权值个数	90	75	31	11
乘法次数	48781	28140	3001	443
加法次数	48512	21181	2350	397
最终 SINR 改善	17.245 dB	17.787 dB	17.562 dB	17.805 dB

* 拉盖尔波束形成器的 7 个极点均相等。

3.3 波束形成器干扰抑制能力与极点个数关系

为研究本文波束形成器干扰抑制能力与反馈支路极点个数的关系,分别对阵元个数为 3、4 和 5 的三种阵列进行仿真实验。基于表 1 给定的仿真参数,对于每一种阵元数下的阵列,将极点个数从 6 增加至 18,每次都进行 500 次独立实验,每次独立实验包含 1000 次迭代。图 8 给出了每种阵元个数下得到的稳态 SINR 与极点个数之间的关系,每条曲线都是 500 次独立实验的平均结果。

由图 8 可以看出,对于每种阵元数,波束形成器稳态 SINR 都首先随着极点接近线性增长,然后趋于饱和;阵元个数越多,饱和时所能实现的 SINR 改善也越好。稳态达到的 SINR 与反馈支路的极点个数之间的关系表明,对于本文设计的波束形成器可以通过适当增加极点个数来获得更强的干扰抑制能力。

对于本文设计的波束形成器,单次迭代,乘法和加法次数的增量 Δ_{operand} 与极点个数的关系满足

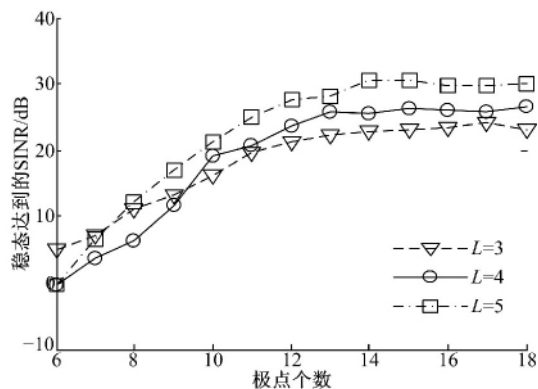


图 8 稳态 SINR 与极点个数的关系

Fig. 8 SINR in steady-state vs. number of poles

$$\Delta_{\text{operand}} = (L-1) \times J \times \delta_M \quad (22)$$

式中: L 是阵元个数; J 是抽头个数; δ_M 是极点个数增量。对于阵元个数为 4, 抽头数为 3 的情况, 达到饱和时的极点数为 15, 收敛后最终 SINR 改善为 34.84 dB。由表 2 可得, 极点个数为 2 时, SINR 改善为 17.805 dB。由式(22)得, 单次迭代的加法和乘法次数增量为 117, 由表 2 可以看出, 此时本文波束形成器单次迭代的运算量仍远小于其他波束形成器, 但 SINR 提升了 17.035 dB, 将近一倍。这说明, 本文波束形成器可以通过增加反馈支路的极点个数, 实现更强的干扰抑制。

3.4 本文波束形成器的稳定性说明

本文采用文献[13]给出的一种最优零极点系统识别方法离线获取最优极点。将全极点系统识别的非凸问题转化成迭代凸优化问题, 通过迭代优化得到全局最优解。为保证波束形成器的稳定收敛, 要求反馈支路的极点全部位于单位圆内。

将极点个数由 6 增加至 18 个, 采用前馈权更新的 RGN 算法获取全极点反馈支路的反馈权。图 9 给出了不同极点个数下, 本文离线设计出的

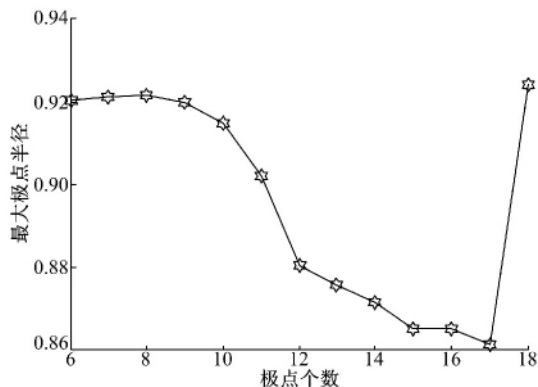


图 9 不同极点个数下优化设计得到的最大极点半径

Fig. 9 Maximum pole radius with different number poles

全极点反馈支路的最大极点半径。可以看出最大极点半径为0.924,在单位圆内,保证了本文设计的波束形成器的稳定性。

4 结束语

针对现有含反馈支路的自适应宽带波束形成器运算量大、收敛慢和干扰抑制能力受限的问题,设计了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,离线确定最优极点位置,在保证稳定性的前提下,减少了所需自适应权的个数,降低了运算量,增强了干扰抑制能力。在相同仿真参数和自适应算法条件下,仿真结果及分析表明本文波束形成器:①相比于拉盖尔、DUAN和GSC波束形成器平均SINR提升分别为4.1319、7.0806和10.5208 dB;②实现相同SINR改善时,相比于拉盖尔波束形成器,单次迭代的乘法和加法次数分别降低了85.29%和83.5%,且远小于DUAN和GSC波束形成器;③增加极点个数,可以以很小的运算增量换取较高的SINR改善;④不同极点个数情况下,反馈支路的最大极点半径始终小于1,稳定性得到保证。

参考文献:

- [1] Melvin W, Scheer J. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques[M]. Raleigh, NC: SciTech Publishing, Inc, 2013: 441-449.
- [2] Yan S, Sun H, Ma X, et al. Time-domain implementation of broadband beamformer in spherical harmonics domain[J]. IEEE Trans on Audio, Speech, and Language Processing, 2011, 19(5): 1221-1230.
- [3] Godara L C. Application of antenna arrays to mobile communications. II. beam-forming and direction-of-arrival considerations[C]//Proc IEEE, New York, 1997: 1195-1245.
- [4] Frost III O L. An algorithm for linearly constrained adaptive array processing [C] // Proc IEEE, New York, 1972: 926-935.
- [5] 韦文,李宁,汤俊,等. 基于分数时延的宽带自适应波束形成[J]. 清华大学学报: 自然科学版, 2011, 51(7): 988-992.
Wei Wen, Li Ning, Tang Jun, et al. Broadband adaptive digital beamforming based on fractional delay [J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology Edition), 2011, 51(7): 988-992.
- [6] 鄢社锋,马晓川. 宽带波束形成器的设计与实现[J]. 声学学报, 2008, 33(4): 316-326.
Yan She-feng, Ma Xiao-chuan. Designs and implementations of broadband beamformers [J]. Acta Acustica, 2008, 33(4): 316-326.
- [7] 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.
- [8] 李涛,李国林,廖辉荣. 基于广义旁瓣相消器的滤波器组旁瓣干扰抑制[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(1): 85-89.
Li Tao, Li Guo-lin, Liao Hui-rong. Side-lobe interference suppression for filter banks based on GSC [J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(1): 85-89.
- [9] Vook F W, Compton R T Jr. Bandwidth performance of linear adaptive arrays with tapped delay-line processing[J]. IEEE Trans on Aerospace and Electronic Systems, 1992, 28(2): 901-908.
- [10] Duan H P, Ng B P, See C M S. A new broadband beamformer using IIR filters[J]. IEEE Letters on Signal Processing, 2005, 12(11): 776-779.
- [11] 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.
- [12] Seydnejad S R, Ebrahimi R. Broadband beamforming using Laguerre filters[J]. Elsevier Journal on Signal Proc, 2012, 92(4): 1093-1100.
- [13] Shaw A. An optimal method for identification of pole-zero transfer functions[C]//IEEE International Symposium on Circuits and Systems, NY, USA, 1992: 2409-2412.