

一种零陷展宽稳健旁瓣相消算法

刘子威 苏洪涛* 胡勤振

(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: 受到实际条件的限制,自适应旁瓣相消器通常不可能频繁地更新自适应权值,使得其在对抗空域非平稳干扰时,会出现权值失配现象,严重影响干扰抑制性能。该文从空域密集干扰产生宽零陷的角度出发,提出一种适用于自适应旁瓣相消器的零陷展宽算法。该算法通过对主通道的合成权值和辅助天线间的协方差矩阵同时进行锥削实现零陷展宽,锥削向量和锥削矩阵只与阵元位置和展宽宽度有关,可以离线计算,在线直接调用,实现简单,适合工程实际使用。仿真实验证明,该文方法可以有效展宽自适应零陷,增强自适应旁瓣相消器对抗空域非平稳干扰时的稳健性。

关键词: 阵列信号处理;非平稳干扰抑制;自适应旁瓣相消器;零陷展宽

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2016)03-0565-06

DOI: 10.11999/JEIT150686

Robust Sidelobes Cancellation Algorithm with Null Broadening

LIU Ziwei SU Hongtao HU Qinzhen

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

Abstract: In practical application, the adaptive weight of the sidelobe canceller can not be updated frequently. Thus, the spatial nonstationary interference would lead to the mismatch between the weight and the snapshots, which seriously deteriorates the cancellation performance of the sidelobe canceller. A null broadening algorithm is proposed for the sidelobe canceller, which is performed by tapering the conventional beamformer output and the covariance matrix of the auxiliary elements simultaneously. The taper vector and matrix only depend on the elements location and null width meaning that they can be designed offline and are quite suitable for practical use. Simulation results verify the effectiveness of the proposed method.

Key words: Array signal processing; Nonstationary interference cancellation; Adaptive sidelobe canceller; Null broadening

1 引言

随着阵列信号处理技术的发展,自适应波束形成技术广泛应用于雷达等领域^[1-4]。其以接收数据为驱动,自适应地调节各天线或接收通道的复权值,在保证期望方向的来波信号无失真通过的基础上,自动在干扰方向形成零陷,有效抑制旁瓣方向的强干扰信号。在雷达系统中,受到运算量及有效快拍数的限制,通常不可能进行全阵自适应,常常使用自适应旁瓣相消器(Adaptive SideLobe Canceller, ASLC)来实现空域干扰抑制。辅助天线的自适应权值利用一批训练快拍学习得到,再应用于需要进行自适应波束形成的数据上。如果训练数据和应用数据中干扰的角度一致,则学习得到的自适应权值能

有效地实现干扰抑制。但在实际系统工作过程中,由于天线平台的连续转动、干扰源的自身运动或干扰传播路径的非平稳等原因,干扰的角度在接收数据中常常会呈现出非平稳性。这时,一旦训练数据和应用权值的数据出现失配,旁瓣干扰从尖锐的零陷中移出,导致干扰信号不能得到有效抑制,自适应波束形成器的干扰抑制性能将严重下降。

针对此问题,最直接的解决办法是不断地更新权值。但受到运算量等实际条件的限制,通常无法过度提高权值的更新速度。零陷展宽类方法是解决此类非平稳干扰的有效途径,通过在所有干扰出现的角度形成宽零陷,提高干扰对消的稳健性^[5-8]。1995年,文献[9]和文献[10]分别从空域密集干扰和的空时等效性的角度入手,提出了一种零陷展宽的算法。文献[11]将两种方法进行了统一,命名为协方差矩阵锥削(Covariance Matrix Taper, CMT),并将此方法推广到了空-时自适应处理中对展宽杂波谱的对消中。在此基础上,文献[12-14]分别在近场

收稿日期:2015-06-08;改回日期:2015-11-25;网络出版:2016-01-14

*通信作者:苏洪涛 suht@xidian.edu.cn

基金项目:国家自然科学基金(61372134, 61401329)

Foundation Items: The National Natural Science Foundation of China (61372134, 61401329)

自适应波束形成、干扰角度呈高斯分布和均匀圆阵结构下对 CMT 方法进行了推广,文献[15]和文献[16]研究了 CMT 方法在部分自适应波束形成中的应用。其中,文献[16]提出对阵元级的快拍数据进行扰动以实现展宽,可应用于全阵自适应或部分自适应等任意自适应处理结构。

但是,上述现有方法绝大多数是基于全阵自适应提出的,无法直接用于旁瓣相消结构。文献[16]的方法尽管可用于自适应旁瓣相消器,但却需要额外获得主通道合成前的每个训练快拍,并对主辅通道的每个训练快拍进行扰动,在快拍数变化的情况下,扰动向量需要在线产生,会占用一定的系统运算资源。因此,仍然有必要对旁瓣相消器的稳健干扰抑制方法进行研究。

本文从空间密集干扰产生宽零陷这一角度出发,推导并分析了密集干扰在旁瓣相消系统中的特点,并根据分析结果提出了一种适用于旁瓣相消器的零陷展宽方法。该方法对主通道非自适应合成时的权值和辅助通道的协方差矩阵同时进行锥削实现零陷展宽。本文方法是 CMT 方法在旁瓣相消结构中的推广,实现简单,锥削向量和矩阵只与辅助天线和主天线的相对位置有关,因此针对不同的展宽宽度,锥削向量和矩阵可离线计算,并不消耗系统在线运算量,适合于工程实际应用。仿真实验表明,本文方法能够有效地展宽合成方向图的零陷,增加自适应旁瓣相消器对抗非平稳干扰时的稳健性。

2 信号模型与标准旁瓣相消器

不失一般性,考虑 L 元间距为 d 的均匀线阵 (Uniform Linear Array, ULA) 构成的主阵, M 个辅助天线放置在主天线周围,所有阵元均是各向同性阵元。设定一个期望信号从 θ_0 方向入射到阵列上,同时有 Q 个干扰信号分别从 θ_q , $q = 1, 2, \dots, Q$ 方向入射,所有入射信号均满足窄带远场条件。则在 t 时刻,主通道的接收数据为

$$\mathbf{X}_{\text{ma}}(t) = \mathbf{A}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}_{\text{ma}}(t) \quad (1)$$

其中, $\mathbf{X}_{\text{ma}}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_L(t)]^T$ 是 $L \times 1$ 维主阵列接收数据, $(\cdot)^T$ 表示转置, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0) \ \mathbf{a}(\theta_1) \ \mathbf{a}(\theta_2) \ \dots \ \mathbf{a}(\theta_Q)]$ 是 $L \times (Q+1)$ 维阵列流形矩阵, $\mathbf{a}(\theta) = [1 \ e^{j2\pi d \cos\theta/\lambda} \ \dots \ e^{j2\pi(L-1)d \cos\theta/\lambda}]^T$, λ 是工作波长,

$\mathbf{S}(t) = [s_0(t) \ s_1(t) \ \dots \ s_Q(t)]^T$ 是各个入射信号在 t 时刻的复包络,目标的复包络与各干扰的包络、各干扰的复包络之间均不相关。 $\mathbf{N}_{\text{ma}}(t)$ 是 $L \times 1$ 维白噪声向量,其与所有入射信号均不相关,且在各阵元间满足独立同分布 (Independent and Identical

Distributed, IID) 条件。

同一时刻,辅助天线接收到的数据可以表示为

$$\mathbf{X}_{\text{au}}(t) = \mathbf{B}\mathbf{S}(t) + \mathbf{N}_{\text{au}}(t) \quad (2)$$

其中, $\mathbf{X}_{\text{au}}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \dots \ x_M(t)]^T$ 是 $M \times 1$ 维辅助天线接收数据向量, $\mathbf{B} = [\mathbf{b}(\theta_0) \ \mathbf{b}(\theta_1) \ \dots \ \mathbf{b}(\theta_Q)]$ 是辅助天线的导向矢量矩阵,其与主阵列使用同一个相位参考中心, $\mathbf{b}(\theta) = [e^{j2\pi i_1 d \cos\theta/\lambda} \ e^{j2\pi i_2 d \cos\theta/\lambda} \ \dots \ e^{j2\pi i_M d \cos\theta/\lambda}]^T$, i_1, i_2, \dots, i_M 分别是 M 个辅助天线相对于主阵列相位中心的位置,以主阵列的阵元间距 d 为单位。由于窄带条件,可以认为式(2)中的复包络 $\mathbf{S}(t)$ 与式(1)中的复包络一样。 $\mathbf{N}_{\text{au}}(t)$ 为辅助天线内的白噪声向量,同样满足与入射信号不相关,且辅助天线间、和主阵列之间均服从 IID 条件。

理想的旁瓣相消器,主阵列由普通波束形成进行合成。记普通波束形成权为 $\mathbf{w}_{\text{ma}} = \mathbf{a}(\theta_0)$,则主天线在 t 时刻的输出为

$$g(t) = \mathbf{w}_{\text{ma}}^H \mathbf{X}_{\text{ma}}(t) \quad (3)$$

辅助通道的最优权矢量由最小均方误差决定。

$$\min_{\mathbf{w}_{\text{au}}} |g(t) - \mathbf{w}_{\text{au}}^H \mathbf{X}_{\text{au}}(t)|^2 \quad (4)$$

$(\cdot)^H$ 表示共轭转置。可得最优权矢量为 $\mathbf{w}_{\text{au,opt}} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}$, 其中,

$$\mathbf{R} = E\{\mathbf{X}_{\text{au}}(t)\mathbf{X}_{\text{au}}^H(t)\} = \mathbf{B}\mathbf{R}_s\mathbf{B}^H + \sigma_n^2 \quad (5)$$

$$\mathbf{P} = E\{\mathbf{X}_{\text{au}}(t)g^*(t)\} = \mathbf{B}\mathbf{R}_s\mathbf{A}^H\mathbf{w}_{\text{ma}} \quad (6)$$

$E\{\cdot\}$ 表示期望运算, $(\cdot)^*$ 表示共轭, σ_n^2 是白噪声功率, \mathbf{I} 表示单位矩阵, \mathbf{R}_s 是信号协方差矩阵。最终输出为

$$y(t) = g(t) - \mathbf{w}_{\text{au,opt}}^H \mathbf{X}_{\text{au}}(t) \quad (7)$$

实际中,理想协方差矩阵通常用有限次训练数据估计得到

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_{\text{au}}(k)\mathbf{X}_{\text{au}}^H(k) \quad (8)$$

$$\hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_{\text{au}}(k)g^*(k) \quad (9)$$

将训练得到的自适应权值用于所有接收数据中,完成整个空域滤波。为了保证干扰对消的有效性,并避免期望信号相消现象的出现,训练数据应从只包含干扰和噪声的区域中选择,或尽可能降低训练数据中的期望信号功率。可以看到,当训练数据中的干扰为窄带单点干扰时,旁瓣相消器会根据主辅通道之间的相关性调节辅助天线接收信号的幅度和相位,使其尽可能与主通道中的干扰一致。这样就能在使用式(7)时实现干扰抑制。由于主辅通道之间的相位差主要来自阵列各天线空间采样的延迟,从空域滤波的角度看,旁瓣相消器就会在各干

扰方向形成零陷。但是，训练数据一旦与应用旁瓣相消器的数据出现失配，由于产生的零陷过于尖锐，干扰将很容易从零陷中移出，在没有更新自适应权值前，干扰抑制的性能将难以得到保证。

3 基于零陷展宽的稳健旁瓣相消算法

如果在空间中的某一段角度范围内均匀分布有一簇干扰源，则合成天线方向图会自动在此段范围内产生宽零陷。因此，假设在空间中，每个干扰源的周围都连续分布有 I 个与其等功率且不相关的干扰源，记 $\cos \theta = u$ ，可以得到，在此情况下的协方差矩阵为

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{R}}]_{m,n} &= \sum_{q=1}^Q \sum_{p=-(I-1)/2}^{(I-1)/2} \sigma_q^2 e^{j2\pi d(i_m - i_n)(u_q + p\Delta u)/\lambda} \\ &\quad + \sigma_n^2 \delta(m,n) \\ &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi d(i_m - i_n)u_q/\lambda} \sum_{p=-(I-1)/2}^{(I-1)/2} e^{j2\pi d(i_m - i_n)p\Delta u/\lambda} \\ &\quad + \sigma_n^2 \delta(m,n) \\ &= [\mathbf{R}]_{m,n} \cdot \text{sinc}[(i_m - i_n)dW/\lambda] + \sigma_n^2 \delta(m,n) \end{aligned} \quad (10)$$

其中， $[\cdot]_{m,n}$ 表示矩阵中的第 m 行，第 n 列的元素， σ_q^2 是第 q 个干扰的功率，假设训练数据中不包含目标信息， Δu 表示离散的空间分布干扰源的角度余弦间隔， W 是以角度余弦为单位的展宽宽度， $W = I \cdot \Delta u$ 。 $\delta(m,n)$ 表示 2 维 Kronecker 函数：

$$\delta(m,n) = \begin{cases} 1, & m = n \\ 0, & m \neq n \end{cases} \quad (11)$$

进一步可以得到

$$\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{R} \odot \mathbf{T} \quad (12)$$

其中， \odot 表示 Hadamard 积，

$$[\mathbf{T}]_{m,n} = \text{sinc}[(i_m - i_n)dW/\lambda] \quad (13)$$

可以看到，由于辅助天线间的协方差矩阵与全阵的协方差矩阵形式类似，式(12)的结论与 CMT 理论中的结论是一致的，唯一需要注意的就是这里天线的位置不再是均匀间隔的，需要根据辅助天线的放置进行调整。

对于互相关向量 \mathbf{P} ，首先将式(6)进一步展开，以方便后面的分析。同样假设训练数据中不包含期望信号，可得到其中第 m 个元素为

$$[\mathbf{P}]_m = \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi i_m d u_q/\lambda} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi d l (u_0 - u_q)/\lambda} \quad (14)$$

若同样假设每个干扰源周围存在 I 个不相关等功率干扰源，互相关向量变为

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{P}}]_m &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 \sum_{p=-(I-1)/2}^{(I-1)/2} e^{j2\pi d i_m (u_q + p\Delta u)/\lambda} \\ &\quad \cdot \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi d l (u_0 - u_q - p\Delta u)/\lambda} \\ &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi d i_m u_q/\lambda} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi d l (u_0 - u_q)/\lambda} \\ &\quad \cdot \sum_{p=-(I-1)/2}^{(I-1)/2} e^{j2\pi d (i_m - l)p\Delta u/\lambda} \\ &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi d i_m u_q/\lambda} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi d l (u_0 - u_q)/\lambda} \\ &\quad \cdot \text{sinc}[(i_m - l)dW/\lambda] \end{aligned} \quad (15)$$

对比式(15)与式(14)可以发现，角度扩散仍然是以 sinc 函数的形式出现，但是由于此 sinc 函数的值是与主阵列的各阵元位置耦合的，无法如同式(12)一样将 sinc 函数提取出来，因此无法将互相关向量 $\tilde{\mathbf{P}}$ 表示为 \mathbf{P} 的简单运算。但可以看到，式(15)中内部的求和，实际上是主通道的输出，而在 m 固定时，sinc 函数是对主通道每根天线的结果进行加权，可以等效为对各个天线的输出乘以一个锥削向量，向量中的各元素由此天线与辅助天线的相对位置和展宽宽度决定。将式(15)做如式(16)所示变形，此结论将更加清晰。

$$\begin{aligned} [\tilde{\mathbf{P}}]_m &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi d i_m u_q/\lambda} \sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi d l (u_0 - u_q)/\lambda} \\ &\quad \cdot \text{sinc}[(i_m - l)dW/\lambda] \\ &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi d i_m u_q/\lambda} \left[\sum_{l=0}^{L-1} e^{j2\pi d l u_q/\lambda} \left(e^{-j2\pi d l u_0/\lambda} \right. \right. \\ &\quad \left. \left. \cdot \text{sinc}[(i_m - l)dW/\lambda] \right) \right]^* \\ &= \sum_{q=1}^Q \sigma_q^2 e^{j2\pi d i_m u_q/\lambda} \left[(\mathbf{w}_{\text{ma}} \odot \mathbf{win}_m(W))^H \cdot \mathbf{a}(\theta_q) \right]^* \end{aligned} \quad (16)$$

其中

$$\begin{aligned} \mathbf{win}_m(W) &= \left[\text{sinc}(i_m dW/\lambda) \text{sinc}[(i_m - 1)dW/\lambda] \dots \right. \\ &\quad \left. \text{sinc}[(i_m - L + 1)dW/\lambda] \right]^T \end{aligned} \quad (17)$$

表示对应第 m 个辅助天线的锥削权值。可以看到，空域密集干扰的影响可以通过对主通道权值的锥削实现。此结论也可以从空时等效性的角度进行理解：利用 sinc 权值对主通道的数据进行锥削，实际上就是考虑了宽带干扰(假设带宽为矩形)在主通道各阵元与辅助天线之间的包络相关性衰减，因此可以在方向图中产生宽零陷。

由于此权值与辅助天线的位置 i_m 有关, 因此每个辅助天线均有一个对应的锥削权值。 $\tilde{\mathbf{P}}$ 为

$$\tilde{\mathbf{P}} = E \{ \mathbf{X}_{\text{au}}(t) \odot \tilde{\mathbf{g}}^*(t) \} \quad (18)$$

其中, $\tilde{\mathbf{g}}(t) = [\tilde{g}_1(t) \tilde{g}_2(t) \cdots \tilde{g}_M(t)]^T$, $\tilde{g}_m(t) = [\mathbf{w}_{\text{ma}} \odot \mathbf{win}_m(W)]^H \cdot \mathbf{X}_{\text{ma}}(t)$ 。最终, 经过零陷展宽后的权值为

$$\tilde{\mathbf{w}}_{\text{au,opt}} = \tilde{\mathbf{R}}^{-1} \tilde{\mathbf{P}} \quad (19)$$

但是, 需要注意的是, 在应用式(19)得到权值时, 仍然是按照式(7)进行, 仅仅是将标准旁瓣相消器的权值替换为展宽后的权值, 主通道仍然使用常规波束形成。

$$y(t) = g(t) - \tilde{\mathbf{w}}_{\text{au,opt}}^H \mathbf{X}_{\text{au}}(t) \quad (20)$$

可以看到, 与标准旁瓣相消相比, 主通道的合成次数从 1 次增加为 $M+1$ 次, 但辅助天线的个数 M 通常不会很多, 增加的运算量非常少, 而由于旁瓣相消器中, 辅助天线的位置通常是固定的, 因此可以离线计算出几组不同展宽宽度下的锥削权值和锥削矩阵进行存储, 在训练辅助通道的权值时直接调用即可。同时, 容易发现, 此锥削权值与常规抑制旁瓣电平的窗函数是互不影响的, 可以同时使用。

综合以上分析, 现将基于零陷展宽的稳健旁瓣相消算法的实现步骤总结如下:

步骤 1 从仅包含干扰和噪声的数据中选择出 K 个训练快拍 $\mathbf{X}_{\text{ma}}(k)$ 和 $\mathbf{X}_{\text{au}}(k)$;

步骤 2 根据主阵列和辅助天线的相对位置以及需要的展宽宽度, 按照式(13)和式(17)得到锥削矩阵 \mathbf{T} 和锥削权值 $\{\mathbf{win}_m(W)\}$;

步骤 3 计算扰动后的协方差矩阵 $\hat{\mathbf{R}} = \left[\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_{\text{au}}(k) \mathbf{X}_{\text{au}}^H(k) \right] \odot \mathbf{T}$ 和互相关向量 $\hat{\mathbf{P}} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{X}_{\text{au}}(k) \odot \tilde{\mathbf{g}}^*(k)$;

步骤 4 计算自适应权值 $\tilde{\mathbf{w}}_{\text{au,opt}} = \hat{\mathbf{R}}^{-1} \hat{\mathbf{P}}$;

步骤 5 旁瓣相消器输出为 $y(t) = g(t) - \tilde{\mathbf{w}}_{\text{au,opt}}^H \mathbf{X}_{\text{au}}(t)$ 。

此外, 本文方法也可应用于 2 维相控阵体制, 只需将模型推广为 2 维阵列, 再经过类似推导, 即可得到相应的结果。

4 仿真实验

考虑一个旁瓣相消器, 主阵列由 20 个理想全向天线构成, 天线均匀线性放置, 间距半波长, 相位中心在阵列的中央, 辅助天线放置在主阵列周围, 均为全向天线。每个天线内的噪声均为高斯白噪声, 假设期望信号方向为主阵列法线方向。

实验 1 两个干扰比均为 40 dB 的不相关干扰

分别从 -29° 和 39° 入射到阵列上, 选择 8 根辅助天线, 相对主阵列相位中心的位置分别为 $[-11, -12, -14, -15, 11, 13, 14, 17]$, 单位为半波长, 快拍数 1000, 展宽宽度 $W = 0.16$, 主通道经过 -30 dB 的 Chebyshev 窗加权以抑制旁瓣。为比较本文方法的性能, 将常规旁瓣相消器和文献[16]中提出的快拍扰动方法也应用于此实验中。图 1 是展宽前后的合成方向图的比较图。从图 1 可以看出, 未展宽的合成方向图, 在干扰方向形成了深而尖锐的零陷, 一旦零陷与干扰方向失配, 由于零陷过于陡峭, 干扰抑制性能会迅速恶化。而展宽后的合成方向图, 在保证期望方向增益的情况下, 在干扰位置及其周围产生了宽零陷, 有效地增加了干扰对消的稳健性。只要干扰没有移出零陷的范围, 就可以在不更新权值的情况下依然实现干扰抑制。同时, 本文方法达到了和文献[16]中方法相同的效果, 但正如引言中所述, 本文方法无需主通道合成前的快拍数据, 且在快拍数变化时无需在线进行任何运算, 相比文献[16]中的方法, 更适合工程应用。

实验 2 在一个脉冲重复周期中, 一个干扰比为 40 dB 的干扰从 -29° 入射到阵列上, 假设重复周期长度为 9 ms, 同时天线在连续转动, 转速为 6 转/min, 同时, 一个输入信噪比为 15 dB 的目标存为的周期中。则一个周期中干扰相对于阵列法线方向的角度变动了 0.3° 。若训练数据中干扰的入射角即为起始角度, 在训练完权值后将其应用于此重复周期中, 得到的输出信干噪比如图 2 所示。同样将常规旁瓣相消器和文献[16]的方法也应用于此实验作为比较, 两个展宽方法的展宽宽度 $W = 0.16$, 每个角度偏差的输出信干噪比均通过 1000 次独立重复试验平均得到。从图 2 可以看出, 由于干扰角度在一个重复周期中连续变化, 而训练数据中不包含全部的角度信息, 因此使用常规旁瓣相消算法训练得到的权值与干扰角度出现失配, 尽管最大的变化也只有 0.3° , 但由于单点零陷过于尖锐, 随着失配程度越来越大, 干扰抑制性能逐渐恶化, 输出信干噪比降低, 当角度失配达到最大 0.3° 时, 输出信干噪比下降到 -5 dB 以下, 严重影响了目标的检测, 说明研究旁瓣相消结构下零陷展宽方法是很有必要的。而两种零陷展宽方法将零陷宽度扩展到了 $W = 0.16$, 使得干扰始终没有移出宽零陷的范围, 在整个重复周期中都能保证恒定的干扰对消性能, 干扰没有残留, 输出信干噪比等于输入信噪比, 说明本文方法和现有方法均能实现非平稳干扰抑制, 而由于本文方法的实现更加简单, 证明了本文工作的意义。

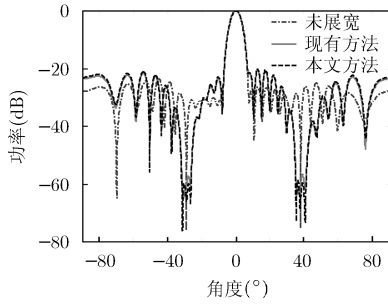


图 1 展宽前后的合成方向图

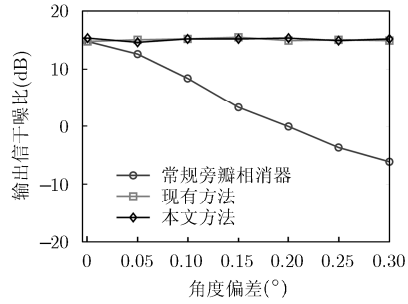


图 2 输出信干噪比随角度偏差的变化图

实验 3 从前面的结果可以看出，合成方向图的副瓣电平高于主通道的-30 dB 的主副比。为了研究本文方法对旁瓣电平的影响，在其他仿真参数同实验 1 的情况下，改变展宽宽度为 $[0,0.05,0.08,0.14]$ ，将合成方向图进行比较，仿真结果如图 3 所示。由于展宽可以认为是空间中一段连续的干扰入射在阵列上，辅助天线必须拉开足够的孔径以匹配主天线方向图较细的旁瓣波瓣。因此，即使不进行展宽操作，在多干扰源的情况下，由于主天线方向图在不同副瓣方向的相应不同，大孔径辅助阵列的栅瓣需要较大的权值才能匹配不同方向入射的干扰源，使得合成方向图副瓣略有升高^[17]。图 3 中 $W=0$ 时的合成方向图也说明了这一点。同时，根据滤波器理论可知，通常情况下，零陷越宽，其周围的副瓣就越高，因此，图 3 中的合成方向图随着展宽宽度的增加，副瓣越高。但在实际中，一个 PRT 内干扰的角度变化不可能很大，如实验 2 给出的参数，角度余弦的变化只有 0.0025，即使多个 PRT 使用同一权值，需要的展宽宽度 W 也一般不会超过 0.1，此时，副瓣的抬高相对于不进行展宽时几乎可以忽略，因此本文方法对旁瓣电平的影响是很小的。

实验 4 实际情况中，各主辅通道间不可避免地存在幅度/相位误差等，对对消性能造成影响。本实验对本文方法在存在通道误差情况下的性能进行分析。由于实际中相位误差相比于幅度误差更难校正，因此我们着重考虑了存在相位误差时的性能。

其他仿真参数同实验 2，在固定角度失配为 0.15° 时，让相位误差从 0° 到 5° 变化，对每一点进行 5000 次 Monte Carlo 实验，得到本文方法与常规旁瓣相消器的输出信干噪比曲线，如图 4 所示，由于本文方法和文献[16]中的方法性能基本一致，因此本实验中未和其比较。根据阵列误差理论，幅相误差对干扰抑制的影响主要是：零陷深度变浅，而零陷位置变化不大。因此，理论上来说，本文方法应当依然可以对角度失配做出稳健处理，但受相位误差的影响应当和常规旁瓣相消器类似。图 4 中的结果证明了以上理论分析的正确。从图 4 可以看出，由于本文工作暂时并未考虑误差的稳健问题，因此相比于没有误差时，本文方法的性能有所下降，但是，仍然能够在存在误差情况下对角度失配实现稳健对消，相比于同时存在角度失配和相位误差情况下的常规旁瓣相消器来说，能有效弥补角度失配造成的影响。对于只存在幅度误差，以及同时存在幅度和相位误差的情况下，输出信干噪比曲线的趋势类似，这里就不再给出。

5 结束语

根据空域密集干扰在旁瓣相消器中的影响，本文提出一种用于旁瓣相消器的零陷展宽算法。该算法通过对主通道合成权值和辅助天线间的协方差矩阵同时进行锥削实现零陷展宽。本文方法中的锥削向量和锥削矩阵只与辅助天线的位置和展宽宽度有

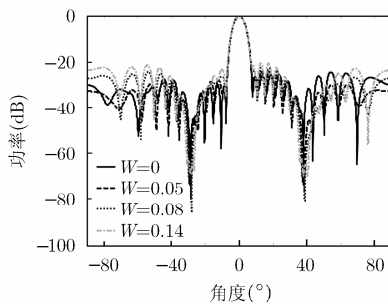


图 3 不同展宽宽度下合成方向图比较

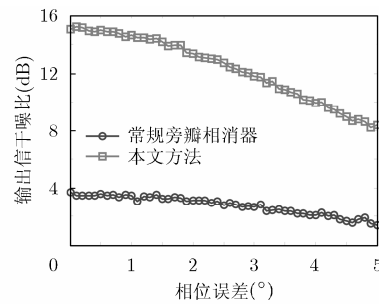


图 4 不同相位误差下的输出信干噪比比较

关,可以离线生成,实际工作中直接调用,几乎不增加在线工作时的运算量,适合工程实际使用。仿真实验证明,本文方法能有效展宽零陷,在对抗空域非平稳干扰时体现出较强的稳健性,保证干扰对消性能。

参考文献

- [1] GENG Zhe, DENG Hai, and HIMED B. Adaptive radar beamforming for interference mitigation in radar-wireless spectrum sharing[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2015, 22(4): 484-488.
 - [2] LIU Jun, LI Hongbin, and HIMED B. Joint design of transmit and receive beamforming for interference mitigation[C]. 2014 International Radar Conference, Lille, 2014: 1-5.
 - [3] YANG Yunchuan, SUN Cong, ZHAO Hui, et al. Algorithms for secrecy guarantee with null space beamforming in two-way relay networks[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2014, 62(8): 2111-2126.
 - [4] HUANG Lei, ZHANG Jing, XU Xu, et al. Robust adaptive beamforming with a novel interference-plus-noise covariance matrix reconstruction method[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2015, 63(7): 1643-1650.
 - [5] 武思军, 张锦中, 张署. 阵列波束的零陷加宽算法研究[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2004, 25(5): 658-661.
WU Sijun, ZHANG Jinzhong, and ZHANG Shu. Research on beamforming of wide nulling algorithm[J]. *Journal of Harbin Engineering University*, 2004, 25(5): 658-661.
 - [6] 刘福来, 孙长银, 汪晋宽. 基于半定规划的零陷控制方法[J]. 东北大学学报(自然科学版), 2011, 32(10): 1386-1389.
LIU Fulai, SUN Changyin, and WANG Jinkuan. Nulls control method based on semidefinite programming[J]. *Journal of Northeastern University (Natural Science)*, 2011, 32(10): 1386-1389.
 - [7] 范展, 梁国龙, 王逸林. 一种零陷展宽鲁棒自适应波束形成算法[J]. 电子与信息学报, 2013, 35(11): 2764-2770. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00087.
FAN Zhan, LIANG Guolong, and WANG Yilin. Robust adaptive beamforming with null widening[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2013, 35(11): 2764-2770. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.00087.
 - [8] 李文兴, 毛晓军, 孙亚秀. 一种新的波束形成零陷展宽算法[J]. 电子与信息学报, 2014, 36(12): 2882-2888. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.02018.
LI Wenxing, MAO Xiaojun, and SUN Yaxiu. A new algorithm for null broadening beamforming[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2014, 36(12): 2882-2888. doi: 10.3724/SP.J.1146.2013.02018.
 - [9] MAILLOUX R J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs[J]. *Electronics Letters*, 1995, 31(10): 771-772.
 - [10] ZATMAN M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis[J]. *Electronics Letters*, 1995, 31(25): 2141-2142.
 - [11] GUERCI J R. Theory and application of covariance matrix tapers for robust adaptive beamforming[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1999, 47(4): 977-985.
 - [12] 梁国龙, 韩博, 范展. 近场自适应波束形成的零陷展宽方法[J]. 华中科技大学学报(自然科学版), 2013, 41(8): 34-39.
LIANG Guolong, HAN Bo, and FAN Zhan. Null broadening of near-field adaptive beamforming[J]. *Journal of Huazhong University of Science and Technology (Natural Science Edition)*, 2013, 41(8): 34-39.
 - [13] 李荣峰, 王永良, 万山虎. 自适应天线方向图干扰零陷加宽方法研究[J]. 现代雷达, 2003, 25(2): 42-45.
LI Rongfeng, WANG Yongliang, and WAN Shanhu. Research on adaptive pattern null widening techniques[J]. *Modern Radar*, 2003, 25(2): 42-45.
 - [14] LI Zhaozhan, YOU Jun, and CAI Xingyu. Nulling broadening technology based on circular array adaptive beamforming[C]. 2012 IEEE 14th International Conference on Communication Technology (ICCT), Chengdu, 2012: 1123-1128.
 - [15] LI Rongfeng, ZHAO Shifeng, and DAI Lingyan. An adaptive-adaptive beamforming algorithm with nulls widening[C]. 2nd International Congress on Image and Signal Processing, CISP'09, Tianjin, 2009: 1-5.
 - [16] SU Hongtao, LIU Hongwei, SHUI Penglang, et al. Adaptive beamforming for nonstationary HF interference cancellation in skywave over-the-horizon radar[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2013, 49(1): 312-324.
 - [17] 卢毛毛. 自适应干扰相消研究[D]. [硕士论文], 西安电子科技大学, 2013.
LU Maomao. The research of adaptive jamming cancellation[D]. [Master. dissertation], Xidian University, 2013.
- 刘子威: 男, 1989年生, 博士生, 研究方向为雷达自适应抗干扰技术和阵列信号处理。
苏洪涛: 男, 1974年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为超视距雷达信号处理、阵列信号处理和统计信号处理。
胡勤振: 男, 1988年生, 博士生, 研究方向为组网雷达自适应检测和统计信号处理。