

应用于拖线阵声呐的一种自适应旁瓣 干扰抵消器的性能分析*

姚 蓝 蔡 志 明

(哈尔滨船舶工程学院, 哈尔滨 150001)

1990年6月22日

摘要 拖线阵声呐要求在全方位上对强干扰进行抑制,但当强干扰是宽带并与信号方向偏离较大时,自适应干扰抵消器的性能会受到限制。本文对一种具有抽头延迟线结构的部分自适应旁瓣抵消器(PASC)在用于抑制大角度宽带干扰时的性能进行了分析。数值结果表明,在合理选取参数和结构的情况下,这种PASC在用来抵消一定带宽和偏离角的强干扰时,具有较好的抵消性能。

Performance analysis of a wideband adaptive interference canceller used in towed linear array sonar

YAO Lan and CAI Zhiming

(Harbin Shipbuilding Engineering Institute)

Received June 22, 1991

Abstract For the long range performance of towed linear array sonar and its requirement about restraining vehicle noise, the problem that several strong interferences in all the bearing should be suppressed is raised. When strong interferences have wideband and deviate from signal direction, the performance of adaptive interference canceller is limited by a large Fractional Dispersion. This paper discusses the performance of a partially adaptive sidelobe canceller which is used to suppress wideband and large bearing interference in towed linear array sonar. The results of numerical method state that the partially adaptive sidelobe canceller provided with proper parameter and construction has good cancelling performance for interference with suitable band and bearing.

一、相对扩散及其补偿

自适应阵对强干扰的抵消性能与基阵孔径、所需的探测范围和频带宽度有关,这可用一个“相对扩散”的物理量来解释^[1,2],它描述了处于某一方向、某种限定带宽的干扰在整个基阵接收面上产生的相移。可用 FD 来描述一个干扰被线列阵产生的相对扩散的程度:

$$FD = \Delta\tau \cdot BW$$

* 1991年9月12日收到修改稿

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{2\pi} \left[\frac{(N-1)d \sin \theta}{c} \cdot 2\pi BW \right] \\
&= \frac{1}{2} (N-1) \sin \theta \cdot \frac{BW}{f_0}
\end{aligned} \quad (1)$$

式中, $\Delta\tau$ 表示干扰在整个基阵面上产生的时延; $2\pi BW$ 是以弧度计的干扰带宽; N 是阵元数; d 是阵元间隔, 取为宽带干扰高端频率 f_0 的半波长; θ 是干扰离阵法线方向的入射角; c 是水中声速。可见, FD 表征了某一方向上入射的一定带宽干扰在整个基阵长度上产生的相移量。 FD 越大, 意味着对相移的补偿要求越高; 否则, 对干扰的抑制效果越差。

补偿这种相移量的通常手段是采用抽头延迟线滤波器 (TDL)^[3], 这是因为它具有宽带时延补偿特性; 通过调节它的权系数和抽头数可在相当程度上补偿干扰的相对扩散。本文采用图 1 所示的 TDL 作为补偿滤波器。按照文献[3]的结论, 抽头间距 Δ 取干扰带宽 BW 的倒数, 因此, 抽头数 N_t 应满足:

$$N_t \geq \Delta\tau_{\max}/\Delta = \Delta\tau_{\max} \cdot BW = FD_{\max} \quad (2)$$

(2) 式表明: 相对扩散量 FD 不但表征了干扰抵消的难易程度, 而且也决定了所用 TDL 的最少节数。

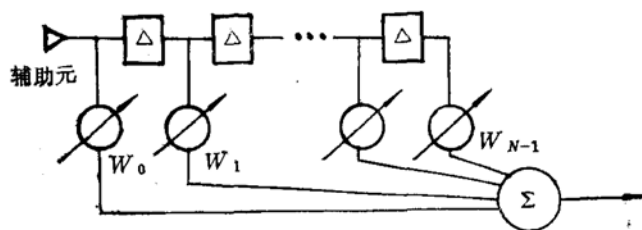


图 1 作为相对扩散补偿滤波器的抽头延迟线 (TDL) 结构

二、部分自适应旁瓣抵消器的性能描述

图 2 是 N 个阵元线列阵用的 PASC 的典型结构。为了集中讨论对旁瓣干扰的抵消, 不考虑主波束中的信号; 且主波束采用了加在基底上的余弦束控; 自适应权被调节到使阵输出的干扰和噪声最小, 而主波束中的权保持不变。

定义信号矢量 $\mathbf{V}$:

$$\mathbf{V} = (V_0, V_1, V_2, \dots, V_M)^T \quad (3)$$

为了下面数学分析过程的简便, 但不失结果的正确性, 这里定义权矢量 $\mathbf{W}$ 为行矢量:

$$\mathbf{W} = (W_0, W_1, W_2, \dots, W_M) \quad (4)$$

式中, 规定 $W_0 = -1$ 。由此, 权矢量 $\mathbf{W}$ 必须满足如下约束方程:

$$1 + \mathbf{W} \cdot \mathbf{S} = 0 \quad (5)$$

式中, $\mathbf{S} = (1, 0, 0, \dots, 0)^T$ 。因此图 2 系统的输出功率 P 为:

$$P = \mathbf{W} \cdot \overline{\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^H} \cdot \mathbf{W}^H = \mathbf{W} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{W}^H \quad (6)$$

其中 $\mathbf{A} = \overline{\mathbf{V} \cdot \mathbf{V}^H}$ 为信号协方差矩阵, 是一个赫米特阵。

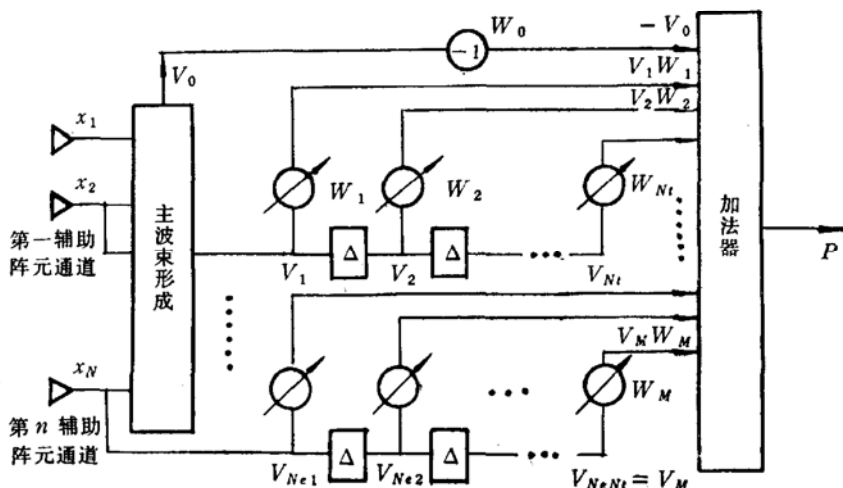


图2 部分自适应旁瓣抵消器 (PASC) 的典型结构

为了获得最佳权 $\mathbf{W}$, 给出下述准则函数:

$$\phi_k(\mathbf{W}) = \frac{1}{2} \mathbf{W} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{W}^H + C(1 + \mathbf{W} \cdot \mathbf{S}) \quad (7)$$

式中, C 为待定常数. 对 $\phi_k(\mathbf{W})$ 求导并令其导数为零, 可得最佳权 $\mathbf{W}$:

$$\mathbf{W} = -C \cdot \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{A}^{-1} = -C \cdot \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{B} \quad (8)$$

式中, $\mathbf{B} = \mathbf{A}^{-1}$. 如果声场中仅有噪声和干扰存在, 则系统的输出功率就是经自适应抵消后所残留的干扰加噪声的总功率 P_0 :

$$P_0 = \mathbf{W} \cdot \mathbf{A} \cdot \mathbf{W}^H = -C \cdot \mathbf{S}^T \cdot \mathbf{W}^H = -C(\mathbf{W} \cdot \mathbf{S})^H = C \quad (9)$$

用最佳权等式 (8) 和约束方程 (5), 可以推得 C 等于协方差矩阵 $\mathbf{A}$ 的逆阵 $\mathbf{B}$ 的左上角第一个元素的倒数, 即

$$C = \frac{1}{B_{00}} \quad (10)$$

因此, 有 $P_0 = 1/B_{00}$.

现在我们可以来讨论系统的抵消性能了. 把主波束输出功率与经自适应抵消后系统输出的残留功率 P_0 之比, 定义为系统的自适应抵消率 CR :

$$\begin{aligned} CR &= \frac{\text{主波束输出功率}}{\text{抵消后系统输出的残留功率}} \\ &= \frac{E[V_0 \cdot V_0^*]}{P_0} = A_{00} \cdot B_{00} \end{aligned} \quad (11)$$

式中, 主波束输出功率 $E[V_0 \cdot V_0^*]$ 是 $\mathbf{A}$ 矩阵左上角的第一个元素 A_{00} . 显然, 当残留输出越小时, CR 越大, 系统的抵消性能就越好. 式 (11) 就是描述系统抑制干扰性能的最终表达式, 文献 [1] 已经提出了这种思想.

下面给出协方差矩阵 $\mathbf{A}$ 的计算公式:

假定干扰和噪声都是理想的矩形谱, 其相关函数的复函数是:

$$R_l(\tau) = P \cdot \exp(j2\pi f_l \tau) \cdot \sin(\pi \cdot BW_l \cdot \tau) / (\pi \cdot BW_l \cdot \tau) \quad (12)$$

$$R_0(\tau) = \sigma^2 \exp(j2\pi f_0 \tau) \cdot \sin(\pi \cdot BW_0 \cdot \tau) / (\pi \cdot BW_0 \cdot \tau) \quad (13)$$

其中, BW_l 为干扰带宽, BW_0 为噪声带宽. 设线阵中第 j 个基元接收到的是各向同性噪声和有方向性宽带干扰的混合:

$$X_j(t) = n_j(t) + S(t - \tau_j) \quad (14)$$

式中 $\tau_j = (j-1)d \cdot \sin \theta / c$. 于是, 主波束输出 $V_0(t)$ 是各基元信号的加权和:

$$V_0(t) = \sum_{j=1}^N I_j \cdot X_j(t) \quad (15)$$

式中 I_j 是第 j 个基元的束控加权系数:

$$I_j = G \left\{ 1 - 0.5 \cos \left[\frac{2(j-1)\pi}{N-1} \right] \right\}, j = 1, 2, \dots, N \quad (16)$$

选择归一化系数 $\hat{G}$, 使 $\sum_j I_j^2 = 1$. 因此, 主波束输出功率:

$$\begin{aligned} A_{00} &= E[V_0(t) \cdot V_0^*(t)] \\ &= \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N E[n_i(t) \cdot n_j^*(t)] \\ &\quad + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N I_i I_j^* E[S(t - \tau_i) \cdot S^*(t - \tau_j)] \\ &= \sigma^2 \sum_{j=1}^N I_j^2 + \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N I_i I_j R_l(\tau_i - \tau_j) \end{aligned} \quad (17)$$

协方差矩阵 A 的第一行元素 A_{0p} ($p \neq 0$) 是下述两个信号的互相关, 即主波束信号 V_0 和第 l 辅助元通道的第 h 节抽头信号 V_{lh} . 设第 l 辅助元选自第 k 个阵元, 则:

$$\begin{aligned} A_{0p} &= E[V_0(t) \cdot V_{lh}^*(t)] \\ &= E\{V_0(t) \cdot X_k^*[t - (h-1)\Delta]\} \\ &= \sigma^2 I_k \delta_{h1} + \sum_{i=1}^N I_i R_l[\tau_i - \tau_k - (h-1)\Delta] \end{aligned} \quad (18)$$

其中,

$$\delta_{h1} = \begin{cases} 1, & h=1 \\ 0, & h \neq 1 \end{cases}, h=1, 2, \dots, N_l; p = l \cdot N_l + h; l=1, 2, \dots, N_e$$

协方差矩阵的其余元素 A_{mn} ($m \neq 0, n \neq 0$) 是下述两路信号的相关值, 即第 l_1 辅助元通道第 h 节抽头输出和第 l_2 辅助元通道第 g 节抽头输出. 设第 l_1, l_2 辅助元分别取自第 k 和第 j 号阵元, 则:

$$\begin{aligned} A_{mn} &= E\{X_k[t - (h-1)\Delta] \cdot X_j^*[t - (g-1)\Delta]\} \\ &= \delta_{jk} R_0[(g-h)\Delta] + R_l[\tau_j - \tau_k + (g-k)\Delta] \end{aligned} \quad (19)$$

其中,

$$\begin{aligned} \delta_{jk} &= \begin{cases} 1, & j=k \\ 0, & j \neq k \end{cases}, j, k \in [1, 2, \dots, N], \\ m &= l_1 \cdot N_l + h, \end{aligned}$$

$$n = l_2 \cdot N_t + g,$$

$$l_1, l_2 \in [1, 2, \dots, N_e]$$

$$h, g \in [1, 2, \dots, N_t]$$

这里需要指出,对式(10)中 B_{00} 的求解回避了对矩阵 A 的直接求逆,而是通过求赫米特阵的行列式的递推算法及其相应的代数余子式获得的^[4].

三、数值计算结果

数值计算是要给出图2系统的自适应抵消率 CR 随相对扩散 FD 的变化关系,以此来反映系统在全方位上抵消宽带干扰的性能.

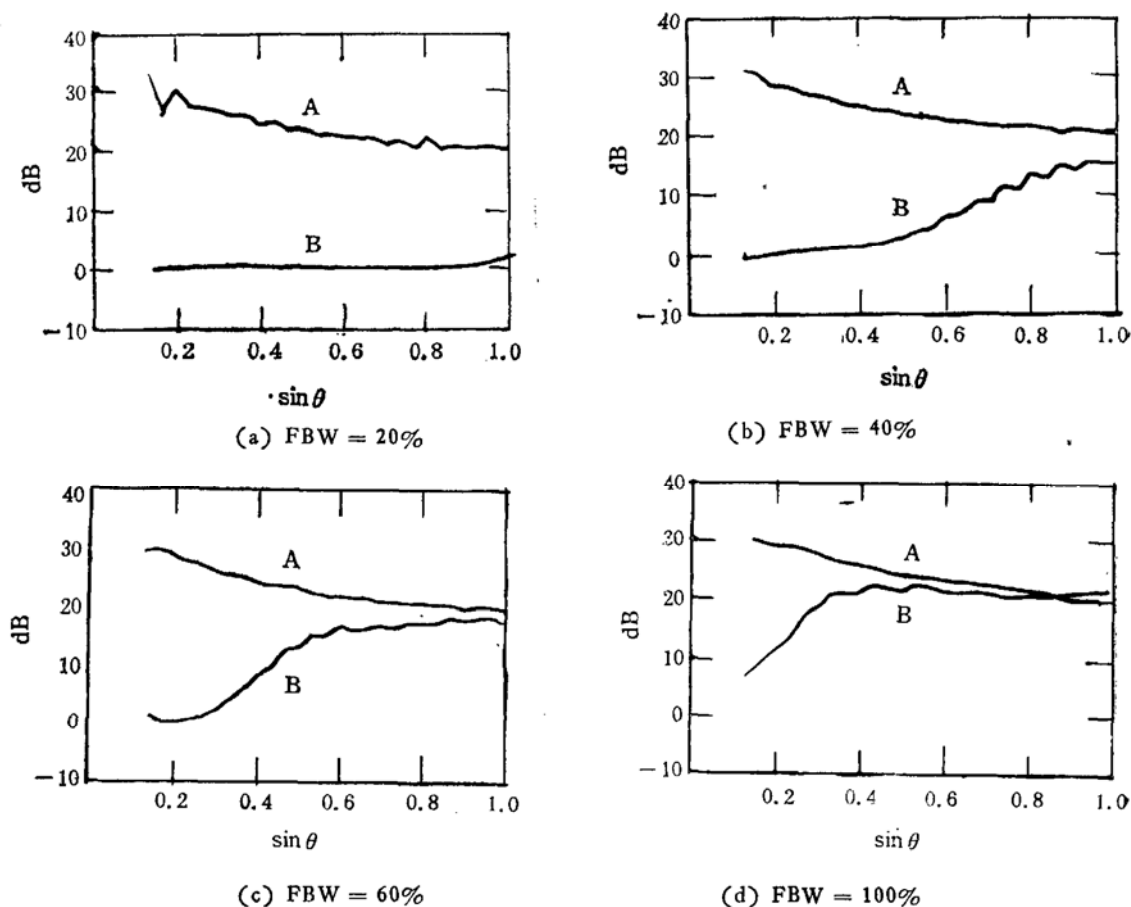


图3 未接 TDL 的 PASC 系统的抵消图.

图中曲线 A 为主波束输出功率 A_{00} , 曲线 B 为系统输出残留功率 P_0 .

计算中设定 $N = 32$, $d = \lambda/2 = 1.5$ m (λ 为限带信号中心频率的波长), 辅助元的取法是任意的, 这里选定了 2、6、11、18、26、29 号共 6 个阵元; 单个阵元上的干扰噪声比设为 45 dB.

1. 辅助元通道中未接 TDL 时的系统性能, 用图 3 和图 4 描述:

图 3 曲线表明, 当相对带宽 FBW 和方位角 θ 增大时, P_0 增大, 抵消效果下降. A_{00} 随 θ 增大而减小, 这是主波束束控的结果. 图 4 给出了四种不同带宽干扰时的 CR 随 FD 的变

化情况,当 $FD > 3.5$ 以后, CR 急剧降低;当 $FD = 15.5$ 时, CR 降为 0。这表明,在系统不接 TDL 时,其抵消性能随相对扩散的增大而明显下降。

2. 接上 TDL 时对系统性能的改善:

图 5 是对 4 种不同带宽干扰,按式(2)设置相应 TDL 后系统性能的改善情况。当 $FBW = 60\%$,即相当于干扰带宽大于一个倍频程时,即使对于端射方向的干扰 ($\theta = 90^\circ$), $CR > 17$ dB。这表明,接有 TDL 的 PASC 系统对旁瓣干扰有明显的抵消效果。

3. TDL 的长度对抵消性能的影响:

图 6 给出取不同抽头数的 TDL 对抵消性能的影响,其中取最大的 N_t 略大于 $FD_{\max}$,取最小的 $N_t = 2$ 。由图可见,对于小观测范围,

TDL 的长度对抵消性能的影响甚微;但对大角度且相对带宽很大的干扰 ($FBW > 60\%$),

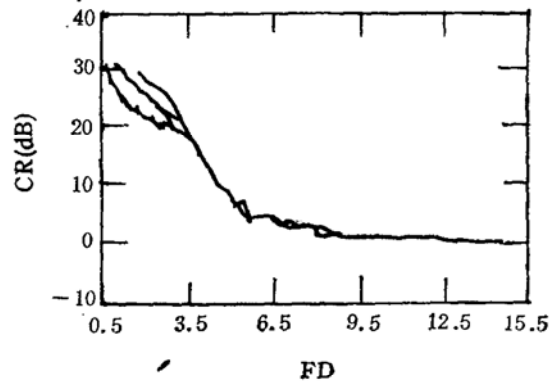
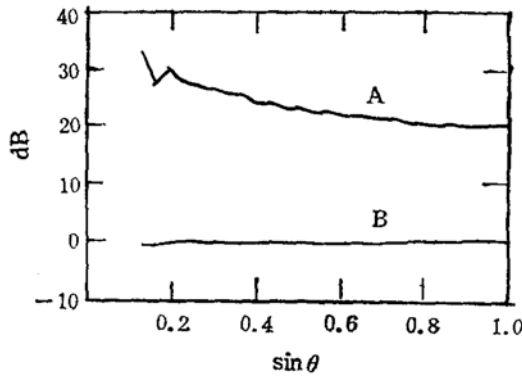
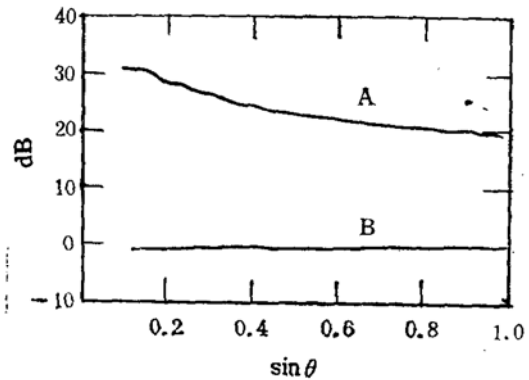


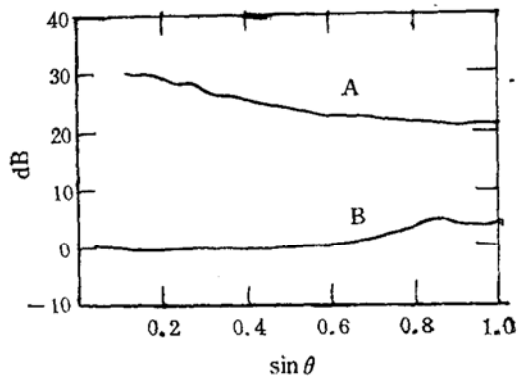
图 4 未接 TDL 的 PASC 系统抵消率 CR 随相对扩散 FD 的变化关系



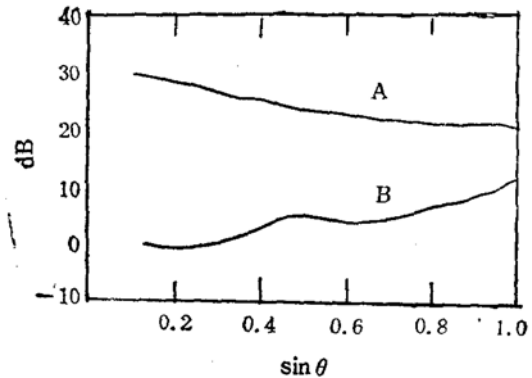
(a) $FBW = 20\%$ $T = 10\text{ms}$ $N_t = 3$



(b) $FBW = 40\%$ $T = 5\text{ms}$ $N_t = 6$



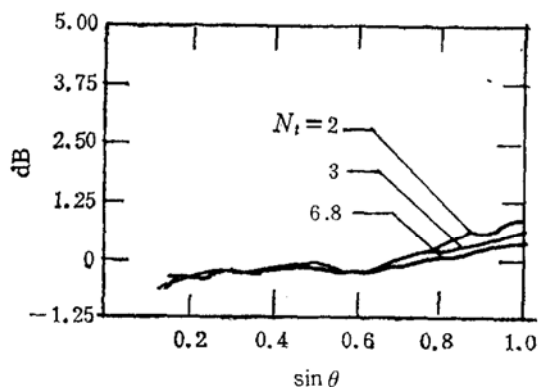
(c) $FBW = 60\%$ $T = 3.3\text{ms}$ $N_t = 10$



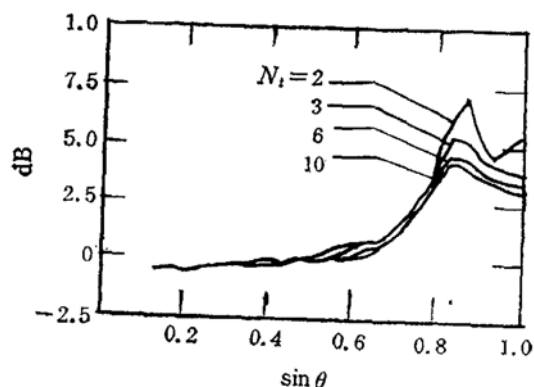
(d) $FBW = 100\%$ $T = 2\text{ms}$ $N_t = 10$

图 5 接有 TDL 的 PASC 系统对不同带宽干扰的抵消性能

TDL 的长度以满足式(2)为好;其余情况下,完全可以适当减小 N_t 值以缩短计算时间、降低权噪声。这是因为,这种抵消器是一种多通道处理器,它的自由度不仅来自某一个通道中的

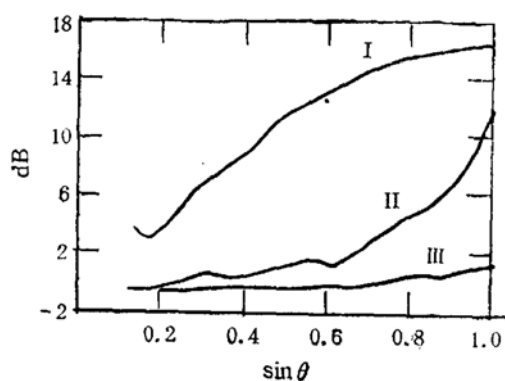


(a) FBW = 40%

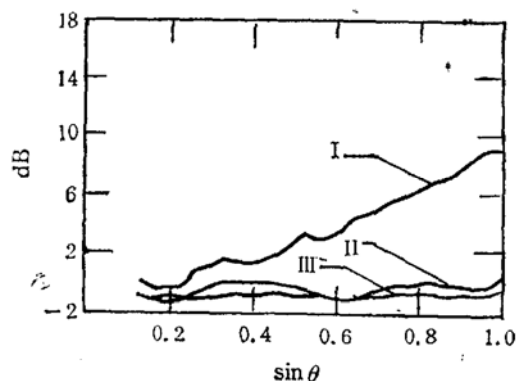


(b) FBW = 60%

图 6 不同 TDL 长度的 PASC 系统的输出剩余功率



(a) FBN = 40%



(b) FBW = 20%

图 7 不同辅助元位置配置关系对抵消性能的影响

表 1 相应图 7 所示抵消效果的三种辅助元位置配置表

序 号	配置方式	辅助元的实际位置关系
I	中密边疏型	10*3*2*1*2*3*10
II	均匀型	3*5*5*5*5*5*3
III	边缘群集型	1*3*6*7*8*3*3

注：“*”表示被选中的辅助元；“数字”表示相邻辅助元间的阵元数

可变权,而是全部通道累计的自适应权。

4. 辅助元的位置配置对抵消性能的影响:

图 5 和图 6 中对辅助元的位置选取是未加注意的,但实际上选取不同位置的辅助元参加自适应运算,对抵消性能有明显影响。图 7 是仍选用 6 个阵元,但按表 1 的三种位置配置而得到的抵消效果。从图中可以看出: 边缘群集配置方式对抵消性能最为有利,对于 FBW = 40%, 且 $\theta = 90^\circ$ 时的干扰,系统输出仅在 1 dB 左右,比起上述的均匀配置方式,大约可多得 10 dB 的好处。

四、结 论

本文引用相对扩散的概念,讨论了在线列阵声纳中使用 PASC 系统抑制全方位上宽带干扰的性能情况。在经过数值计算和计算机模拟后,可得到如下结论:

1. 将 PASC 系统用于抵消来自端射方向带宽约一个倍频程的干扰时,在文中所述线列阵的条件及干扰噪声比为 45 dB 情况下,理论抵消率在 17 dB 以上。这比常规波束形成器有较明显的抑制效果。当选用边缘群集的辅助元配置或干扰噪声比更高时,抵消效果更好。

2. 辅助阵的位置配置应取边缘群集型。对于相对带宽较大和方位角接近于端射方向的干扰,这种配置比均匀型等其它配置可能又有十多分贝的抑制效果。

3. 使用时域 TDL 的 PASC 是一种多通道抵消器,其自由度来自多个通道累计的自适应权。但 TDL 的长度变化对于抵消性能的影响并不显著。所以从保证较多的自适应权数来说,在 TDL 长度满足式(2)的条件下,还是应尽可能增加辅助元的通道数。

在本文形成过程中,朱志德副教授给予了许多帮助,在此表示感谢。

参 考 文 献

- [1] W. D. White, "Wideband Interference Cancellation in Adaptive Sidelobe Cancellers", *IEEE T. AES-19*, No. 6, Nov. 1983. 915—925.
- [2] J. T. Mayhan, A. T. Simmons and C. C. William, "Cumming's Adaptive Antenna Nulling using Tapped Delay Line", *IEEE T. AP-29*, 1981, No. 6, Nov. 923—936.
- [3] R. T. Compton, "The relationship between tapped delay line and FFT processing in adaptive arrays", *IEEE T. AP-36*, No. 1, Jan. 1988.
- [4] 蔡志明, "应用于拖线阵声纳的自适应旁瓣干扰抵消器", 哈尔滨船舶工程学院硕士论文, 1990, 69—74