

# 一种基于带宽分割的自适应通道补偿方法<sup>1</sup>

李荣锋 王永良 万山虎 王布宏

(空军雷达学院重点实验室 武汉 430010)

**摘要** 自适应阵列中,由于通道的频带特性不一致(通道失配),会导致自适应抗干扰性能的严重下降。一种解决的方法是在通道后加抽头延迟线进行自适应补偿,但是这种方法在通道失配波纹数较多的情况下,由于需要很多的抽头延迟线进行补偿而使得实时实现几乎不可能。该文提出了一种基于带宽分割的自适应通道补偿方法,能在通道失配波纹数较多的情况下,实时并较好地完成自适应通道补偿。理论分析和计算机仿真都证明了该方法的有效性。

**关键词** 自适应阵列, 通道失配, 干扰相消

**中图分类号** TN911.72

## 1 引言

自适应阵列在雷达、通信、声纳等领域有着广泛的应用。自适应阵列抗干扰在理论上有着极高的性能,然而对于实际的阵列天线系统,每个接收通道包括射频馈线、放大器、混频器、中放、正交相位检波器和 A/D 等模拟器件,具有一定的宽带性能,这些电路特性的变化,会引起系统频率特性的变化,而这种变化是随机的,从而导致各通道之间频率特性是不一致的,这种频带不一致性(通道失配)会严重降低自适应阵列的性能。因此,解决自适应阵列通道的频带不一致性显得尤为重要。一种解决的方法<sup>[1]</sup>是在通道后加抽头延迟线进行补偿,这种自适应通道补偿方法有干扰抑制和通道补偿同时进行的优点,但是,该方法又存在一个严重的缺点:当通带内的波纹失配数较多时,所需的抽头延迟线大大增加。文献 [2] 给出一个例子,对于一个二元的相干边波束对消(CSLC)系统,存在通道失配时,为了达到 60dB 的对消比,所需的抽头延迟线为  $(2N_r + 3)$  个,其中  $N_r$  为通道频带内波纹失配数。显然当通道失配数较多时,所需的抽头延迟线相应增多,众所周知,抽头延迟线的增多将大大增加自适应阵列算法的运算量,从而使实时实现几乎不可能。

本文在分析上面方法的基础上,提出一种基于带宽分割的自适应通道补偿方法,从而有效地解决了这个问题。

## 2 传统自适应通道补偿方法的性能分析

为了引出本文的方法,有必要对传统自适应通道补偿方法<sup>[1]</sup>的性能作一分析。文献给出一个二元 CSLC 系统的通道失配补偿的方法(注:一个简单的二元 CSLC 系统呈现出更为复杂系统中存在的通道失配主要特性,故一般采用二元系统进行分析),其原理框图如图 1 所示,为分析方便,假定所有通道畸变局限于主通道,辅助通道传递函数为 1。

图中,辅助通道后有  $2N$  节抽头延迟线,每一节相隔  $\Delta$  时间延迟,共有  $2N + 1$  个自适应权  $w_i$  以补偿通道频带失配,主通道中有一个  $N\Delta$  的延迟单元以提供信号到达角的或正或负的补偿,  $A(\omega)$  表示主通道的传递函数。

<sup>1</sup> 2001-05-08 收到, 2001-09-14 定稿

教育部高等学校骨干教师资助计划;高等学校优秀青年教师教学科研奖励计划(TRAPORT)资助

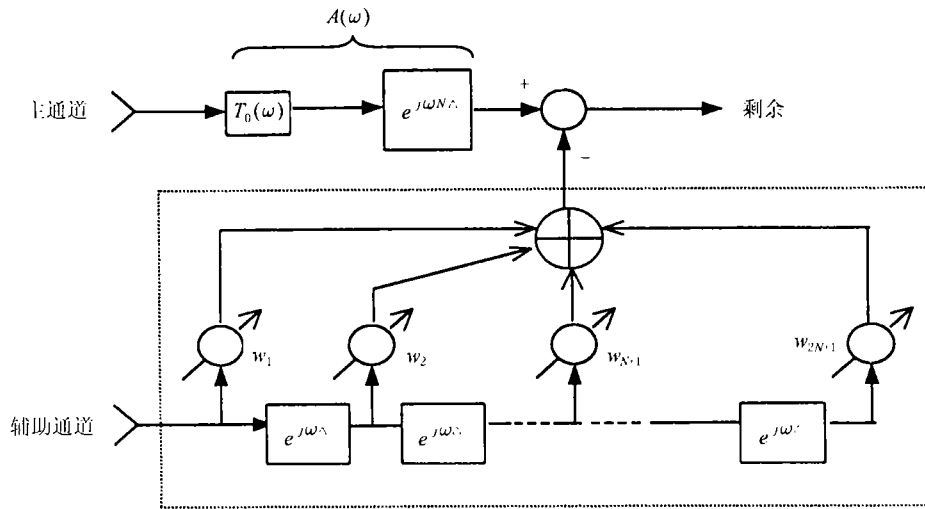


图1 通道失配的传统自适应补偿方法

通道频带失配有幅度失配和相位失配，本文主要分析幅度失配情况，相位失配分析基本类似，文献中给出一种通道幅度失配模型，其表示式为

$$A(\omega) = \begin{cases} 1 + R \cos \omega T_0, & |\omega| \leq \pi B \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

式中  $T_0$  对应着通道失配波纹数 (单位为周, 指正弦波的周期数),  $R$  表示失配波纹幅度,  $B$  表示带宽。之所以采用这种模型, 是因为该模型既符合系统的实际情况, 又便于分析。根据这种通道失配模型, 可以导出系统的对消比:

$$CR = \frac{\int_{-\pi B}^{\pi B} [1 + R \cos \omega T_0]^2 d\omega}{\int_{-\pi B}^{\pi B} [1 + R \cos \omega T_0]^2 d\omega - \int_{-\pi B}^{\pi B} \sum_{i=1}^{2N+1} \sum_{k=1}^{2N+1} w_i w_k^* e^{j\omega(k-i)\Delta} d\omega} \quad (2)$$

式中  $w_i (i = 1, \dots, 2N + 1)$  为最佳权矢量, 上式详细的推导参见文献 [1]。

下面, 根据 (2) 式, 我们分析一下对消比与波纹失配数的关系, 这种关系可以用一个图例来说明 (如图 2 所示), 图中示出当失配波纹幅度为 12.3% (约 1dB) 时, 对消比与波纹失配数的关系, 其中参变量为抽头延迟线数。

从图中可看出, 当不加抽头延迟线 (即 0 节) 时, 对消比 CR 只与失配的幅度有关, 而与波纹失配数无关, 此时, 对消比较低 (约 20dB)。对于一定的失配波纹数, 当加入足够的抽头延迟线后, 对消比性能迅速改善, 如图中所示, 当失配波纹数不超过 1 周时, 加入 2 节抽头延迟线, 对消比大于 35dB, 加入 4 节抽头延迟线, 对消比大于 50dB。但是当失配波纹数增加, 要达到同样的对消性能指标, 所需抽头延迟线数也要增加, 如当失配波纹数为 3.5 周时, 需加入 8 节抽头延迟线才能达到大于 30dB 的对消比, 如果失配波纹数更多时, 需加入的抽头延迟线也将大大增加, 如此多的抽头延迟线使得求自适应权的运算量大大增加, 从而使得实时运算几乎不可能。

### 3 基于带宽分割的自适应通道补偿方法

上节分析了传统自适应通道补偿方法的性能及缺点, 同时我们注意到当通道失配波纹数不

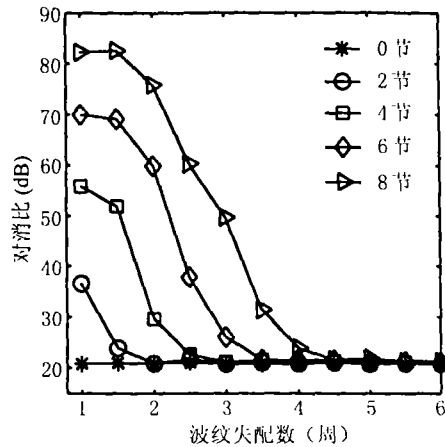


图2 对消比与波纹失配数的关系曲线

超过 1 周时, 使用较少抽头延迟线数就能得到较好的对消比 (例如加入 2 节抽头延迟线, 对消比大于 35dB), 基于这种分析, 本文提出一种基于带宽分割的自适应通道补偿方法: 即把每个通道带宽均匀分成  $K$  个子带, 然后在不同通道相对应的子带内作自适应对消, 再把各个子带内的对消结果相加得到总的对消输出。由于经过带宽分割后, 每个子带带宽为总带宽的  $1/K$ , 这样每个子带内的失配波纹数大为减少, 若能保证每个子带内波纹失配数不超过 1 周, 则只需少的抽头延迟线就能取得较好的对消比, 而少的抽头延迟线使得求自适应权的运算量大大减少, 从而使得运算速度大大提高, 便于实时处理。这种方法的原理图如图 3 所示。

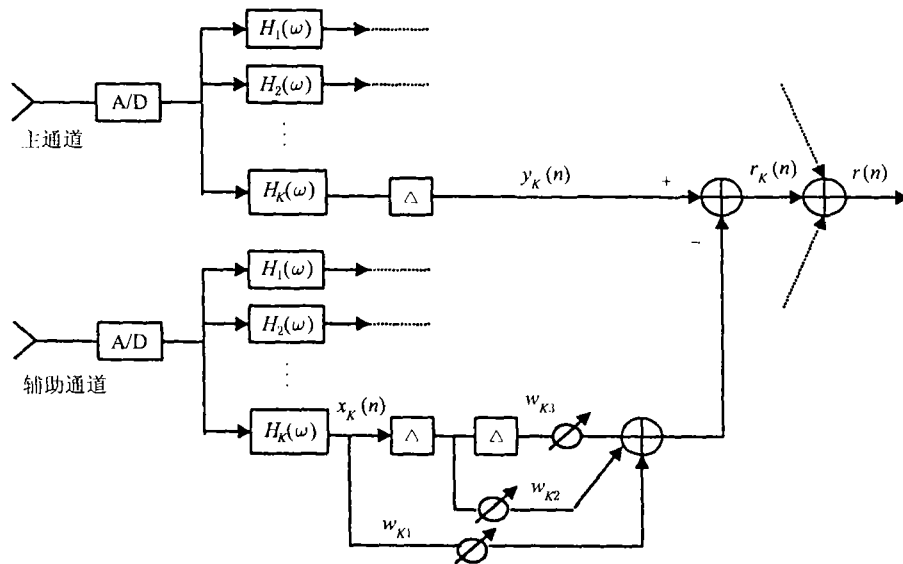


图3 基于带宽分割的自适应通道补偿方法原理图

图中, 辅助通道的每个子带取二节抽头延迟线, 抽头延迟时间  $\Delta = pT_s$  ( $p$  是正整数),  $T_s$  是 A/D 采样周期,  $(1/N)B\Delta \leq 1$ ,  $H_1(\omega), \dots, H_K(\omega)$  是一组相邻的带通滤波器,  $\omega$  为数字频

率, 理想情况下, 满足

$$H_k(\omega) = \begin{cases} 1, & (k-1) \cdot 2\pi/K \leq \omega < k \cdot 2\pi/K \\ 0 & \text{其它} \end{cases} \quad (3)$$

其中  $k = 1, 2, \dots, K$ , 第  $k$  个通道的对消剩余是

$$E\{|r_k|^2\} = E\{|y_k|^2\} - Z_k^H R_k^{-1} Z_k \quad (4)$$

其中  $E\{\cdot\}$  表示求均值,  $R_k$  是辅助通道的干扰协方差矩阵,  $Z_k$  是辅助通道和主通道的干扰互协方差矩阵, 其表达式分别是

$$R_k = \begin{bmatrix} r_{x_k x_k}(0) & r_{x_k x_k}(\Delta) & r_{x_k x_k}(2\Delta) \\ r_{x_k x_k}^*(\Delta) & r_{x_k x_k}(0) & r_{x_k x_k}(\Delta) \\ r_{x_k x_k}^*(2\Delta) & r_{x_k x_k}^*(\Delta) & r_{x_k x_k}(0) \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$Z_k = [r_{x_k y_k}(0) \quad r_{x_k y_k}(\Delta) \quad r_{x_k y_k}(2\Delta)]^T \quad (6)$$

其中  $r_{x_k x_k}$  为  $x_k$  的自相关函数,  $r_{x_k y_k}$  是  $x_k$  和  $y_k$  的互相关函数. 第  $k$  个子带的对消比为

$$CR_k = E\{|r_k|^2\} / E\{|y_k|^2\} \quad (7)$$

容易证明整个系统的总对消比为<sup>[3]</sup>

$$CR = \frac{\sum_{k=1}^K E\{|r_k|^2\}}{\sum_{k=1}^K E\{|y_k|^2\}} \quad (8)$$

联合 (7) 和 (8) 式可看出, 对于一定数目的抽头延迟线, 由于进行了带宽分割, 每个子带的失配波纹数降为原来的  $1/K$ , 因此, 每个子带的对消比大大增加, 从而使总的对消比大大增加. 换句话说, 如果要求达到一定的对消比, 本文提出的方法由于进行了带宽分割, 使得每个子带内所需的抽头延迟线数目大大降低, 从而使得运算时间大大降低, 便于实时处理.

## 4 仿真分析

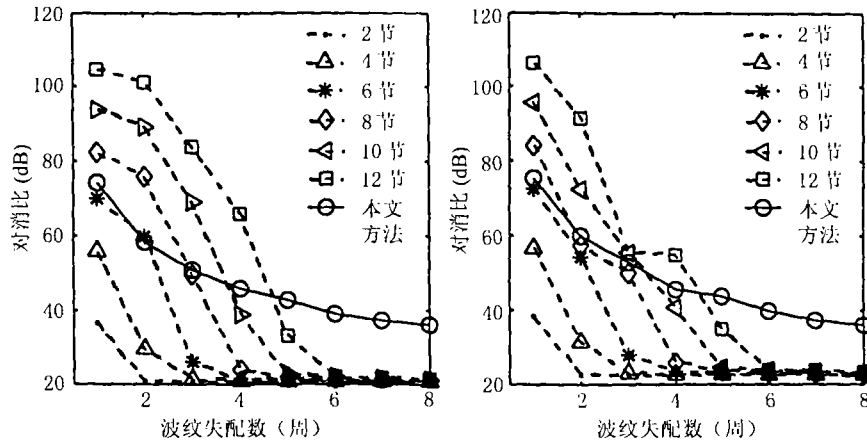
我们重点分析 2 元 CSLC 的仿真情况, 同时给出两个辅助通道即 3 元 CSLC 情况的仿真结果.

### 4.1 二元 CSLC 仿真分析

仿真中, 通道频带失配模型如 (1) 式, 幅度的失配波纹幅度为 1dB, 我们把通带分割为 8 个子带, 相邻的 8 个带通滤波器用 FIR 来模拟, 抽头延迟线取 2 节, 干扰从与阵列法线方向成  $50^\circ$  的方向进入, 经过 100 次的蒙特卡罗模拟, 仿真结果见图 4(a), 图中实线示出了本文方法的对消比与波纹失配数的关系, 虚线示出了传统自适应通道补偿方法的对消比与波纹失配数的关系.

从图 4(a) 中可看出, 当波纹失配数为 4 周时, 传统方法即使加 8 节抽头延迟线, 对消比仍然很低 (接近未加自适应补偿时的水平, 约 20dB), 而本文方法此时的对消比大于 45dB; 当波纹失配数大于 6 周时, 传统方法即使加 12 节抽头延迟线, 对消比只有约 20dB, 而本文方法即使在波纹失配数为 8 周的情况下, 对消比仍大于 35dB. 因此, 如果在给定的失配波纹数下要达到同样的对消比, 本文提出的方法所需的抽头延迟线数要大大小于传统的方法, 因而使算法的实时实现成为可能. 另外, 从图中可看出, 当通带分割数等于失配波纹数时, 2 节抽头延迟线即可达到较高对消比, 并且当通带分割数大于失配波纹数时, 对消比随之显著增加.

同时, 图 4(b) 给出了在存在相位失配时本文方法和传统方法的性能比较, 所选的相位失配模型也为正弦波失配模型, 相位波纹失配的峰值度数为  $6^\circ$ .



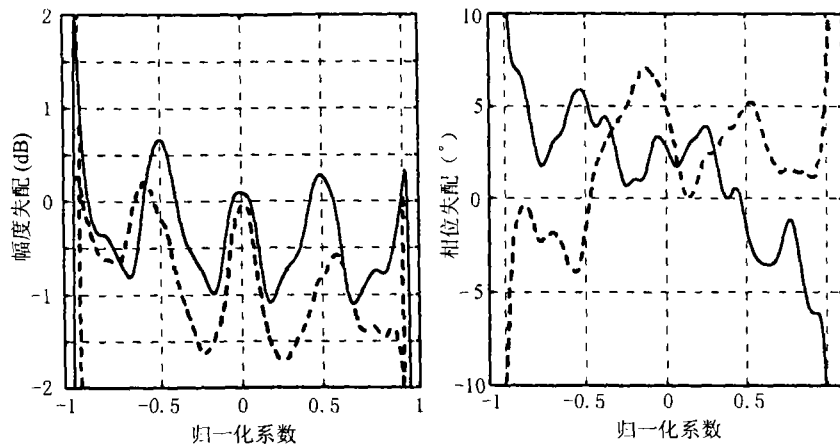
(a) 幅度失配

(b) 相位失配

图 4 正弦波失配模型

上面的分析和仿真都是基于失配模型是纯正弦波而言的，事实上，对于一般的实际失配模型，本文的方法同样有效，因为，实际通道的失配是慢起伏的<sup>[4,5]</sup>，即在通道带宽内存在有限个较大起伏，如果把整个带宽进行分割，每个子带的失配起伏数必然大大减少，此时为了达到一定的对消比，所需的抽头延迟线数大大减少。如果我们把这种方法推广到极限情况，即把通带分成无限个子带，则可认为每个子带只包含一个单频点，那么在相应的子带上进行对消处理，理论上对消比为无穷大，这个结论从本质上说明了本文提出的方法的有效性。

下面我们给出一个在模拟实际通道失配模型<sup>[4,5]</sup>下，基于带宽分割的自适应补偿结果。图 5(a) 中实线是模拟实际通道失配的一种幅度失配特性，图 5(b) 中实线是同时存在的一种相位失配特性，其中，横坐标表示对半功率带宽的归一化频率；表 1 是在每个子带加 2 节抽头延迟线，经过 100 次的蒙特卡罗模拟，对消比与通带分割数的关系，表中第 3 行示出在该失配模型下，要达到同样的对消比，传统自适应通道补偿方法至少所需的抽头延迟线数。



(a) 幅度失配特性

(b) 相位失配特性

图 5 失配特性

不加任何补偿时,在该失配模型下,系统对消比为 22dB,如果想达到较高的对消比,传统方法则需多的抽头延迟线数,见表 1 所示,我们以需要达到 36.5dB 的对消比为例,分析一下两种方法求自适应权的运算量,此时,本文的方法所需带宽分割数为 8 个,每个子带有 3 个自适应权,用直接矩阵求逆法求自适应权,运算量为  $8 \times O(3^3)$ ,而传统方法所需抽头延迟线为 16 个(即有 17 个自适应权),运算量为  $O(17^3)$ ,显然,本文方法所需运算量远远小于传统方法,并且,由于本文方法在求自适应权时,8 个相应子带是同时并行处理的,因此,运算时间又要降低 8 倍,这使得本方法的实时实现成为可能。当然需要指出,8 个相应子带同时并行处理增加了硬件系统的复杂度。

表 1 对消比与通带分割数的关系(每个子带加 2 节抽头延迟线)

带宽分割数(个)	2	4	6	8	10	12	16
对消比(dB)	25.5	30	34	36.5	39.2	42	48
传统法所需抽头延迟线数	6	10	12	16	18	22	28

#### 4.2 三元 CSLC 仿真结果

以上给出了二元 CSLC 系统在频带失配时本文方法和传统方法的性能比较,从而说明了本文方法的有效性。下面考虑三元 CSLC 系统的情况,我们假设一个通道为标准通道,另两个通道与标准通道相比存在频带失配。两个干扰分别从与阵列法线方向成  $50^\circ$  和  $-60^\circ$  的方向进入。

同样,先给出失配模型为正弦波的一个仿真结果,本文方法仍把通带分割为 8 个子带,每个子带抽头延迟线取 2 节,图 6(a) 示出幅度失配情况下本文方法和传统方法的性能比较,此时一个通道失配波纹幅度为 1dB,另一个失配波纹幅度为 0.8dB,两者正弦波的起始相位相差  $\pi/4$ ;图 6(b) 示出相位失配情况下本文方法和传统方法的性能比较,此时一个失配相位的峰值度数为  $6^\circ$ ,另一个失配相位的峰值度数为  $5^\circ$ ,两者正弦波起始相位相差  $\pi/3$ 。

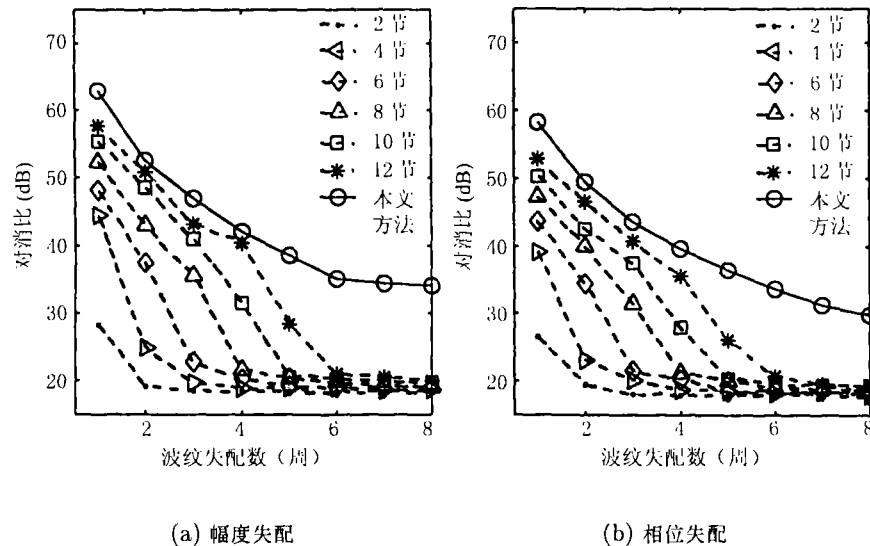


图 6 正弦波失配模型

分析图 6 结果容易得到与 2 元 CSLC 系统相同的结论(见上一小节)。下面给出在模拟实际通道失配模型<sup>[4]</sup>下,本文方法和传统方法的性能比较。一个通道的失配特性如图 5 中实线所示,另一个通道的失配特性如图 5 中虚线所示(包括幅度失配特性和相位失配特性),表 2 是在每个子带加 2 节抽头延迟线下,经过 100 次的蒙特卡罗模拟,对消比与通带分割数的关系,表中第 3 行示出在该失配模型下,要达到同样的对消比,传统自适应通道补偿方法至少所需的抽头延迟线数。

表 2 对消比与通带分割数的关系 (每个子带加 2 节抽头延迟线)

带宽分割数 (个)	2	4	6	8	10	12	16
对消比 (dB)	22	28.5	34	35.6	37.8	40	45
传统法所需抽头延迟线数	6	10	14	16	18	20	24

分析表 2, 也容易得到与 2 元 CSLC 系统相同的结论。即本文方法由于进行了带宽分割, 使得每个子带的失配波纹数大大减少, 因此, 每个子带的对消比大大增加, 从而使总的对消比相应增加。换句话说, 如果要求达到一定的对消比, 本文提出的方法由于进行了带宽分割, 使得每个子带内所需的抽头延迟线数目大大降低, 从而使得运算时间大大降低, 便于实时处理。

## 5 结 论

本文在分析传统自适应通带补偿的基础上, 提出了一种基于带宽分割的自适应通道补偿方法, 理论分析和计算机仿真都证明了该方法的有效性。从分析过程也可以看出, 该方法也很适合于宽带情况, 只要根据实际失配情况选取合适的子带分割数即可。本文方法优于传统方法是在通道失配波纹数较多情况下 (符合实际情况), 仍能实时并较好地完成自适应通道补偿。

## 参 考 文 献

- [1] R. A. Monzingo, T. W. Miler, Introduction to Adaptive Arrays, New York: John Wiley and Sons Inc, 1980, 292-300.
- [2] R. L. Fante, J. J. Vaccaro, Wideband cancellation of interference in a GPS receive array, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, 2000, AES-36(2), 549-564.
- [3] R. L. Fante, Cancellation of specular and diffuse jammer multipath using a hybrid adaptive array, IEEE Trans. on Aerospace and Electronic System, 1991, AES-27(5), 823-837.
- [4] 吴涸, 张玉洪, 吴顺君, 用于阵列处理的自适应均衡器的研究, 现代雷达, 1994, 16(1), 49-56.
- [5] Shunjun Wu, Yingjun Li, Adaptive channel equalization for space-time adaptive processing, IEEE International Radar Conference, Alexandria, 1995, 624-628.

## AN ADAPTIVE CHANNEL COMPENSATION METHOD BASED ON BANDWIDTH PARTITIONING

Li Rongfeng Wang Yongliang Wan Shanhu Wang Buhong

(Key Research Lab, Air Force Radar Academy, Wuhan 430010, China)

**Abstract** In adaptive array, channel mismatch may severely degrade an array's performance, one solution is adaptive compensation with taps added to each channel, however, implementation in real time of this method is impossible if there are too many mismatched channel ripples because a good many taps are needed. An adaptive channel compensation method based on bandwidth partitioning is proposed in this paper which can resolve effectively the above problem. Theoretical analysis and computer simulation results demonstrate the effectiveness of the proposed method.

**Key words** Adaptive array, Channel mismatch, Cancellation of interference

- 李荣锋: 男, 1971 年生, 博士生, 研究方向: 自适应阵列信号处理, 并行信号处理。  
王永良: 男, 1965 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 雷达技术, 阵列信号处理, 自适应信号处理等。  
万山虎: 男, 1954 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向: 雷达系统, 雷达信号检测与处理。  
王布宏: 男, 1975 年生, 博士生, 研究方向: 空间谱估计。