

基于广义旁瓣相消器的滤波器组旁瓣干扰抑制

李 涛* 李国林 廖辉荣

(海军航空工程学院 烟台 264001)

摘要: 传统滤波器组为降低旁瓣, 需要提高滤波器阶数。该文将广义旁瓣相消的思想运用于滤波器组的旁瓣干扰抑制, 在滤波器通带外的干扰信号频率处自适应形成零点。基于 LMS 算法, 该文提出了基于自适应旁瓣相消器的滤波器组旁瓣干扰抑制算法, 给出了算法的矩阵形式。通过限制系数长度, 旁瓣相消器仅仅对消旁瓣大功率干扰信号, 而对带内有有用信号的影响很小, 其作用相当于用一个低阶滤波器实现一个高阶数滤波器的功能, 当信号功率较之干扰功率很小时尤其有用。仿真结果显示算法具有良好的旁瓣干扰抑制性能, 较之高阶滤波器组大大减少了计算量。

关键词: 电子战; 干扰抑制; 广义旁瓣相消器; LMS 算法; 滤波器组

中图分类号: TN973

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2011)01-0085-05

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2010.00280

Side-lobe Interference Suppression for Filter Banks Based on GSC

Li Tao Li Guo-lin Liao Hui-rong

(Naval Aeronautics and Astronautics University, Yantai 264001, China)

Abstract: In order to improve side-lobe performance, traditional filter banks have to increase order number. In this paper Generalized Side-Lobe Canceller (GSC) is introduced to cancel strong jamming signals from side-lobes of filter banks, which can place zeros at stop band adaptively. The matrix form of this adaptive algorithm is provided, based on LMS algorithm. The length of the canceller coefficients is confined so the canceller just cancels strong jamming signals, with little influence on pass band signals. This method realizes the function of high-order filter banks through low-order filter banks and especially suited for weak signal detection. The simulation analysis indicates that it reduces computation quantity relative to high-order filter banks but maintains the same performance.

Key words: Electronic warfare; Interference suppression; Generalized Side-lobe Canceller (GSC); LMS algorithm; Filter banks

1 引言

滤波器组在雷达、图像、声音子带编码等领域已经取得广泛应用。对滤波器组的研究大多集中在多速率信号处理的方向, 例如两通道正交滤波器组^[1-3], 余弦调制滤波器组^[4-8]等。这些技术在图像压缩, 信号去噪等领域广泛应用, 然而在电子战宽带数字接收机领域应用还有困难, 原因是这一类滤波器组不是基于信号检测的需求来设计的, 而电子战接收机最主要的任务之一就是信号的检测和参数估计, 设计电子战数字滤波器组要考虑的一个重要的因素是信道之间能量的泄漏。受滤波器旁瓣的影响, 通常一个滤波器的旁瓣衰减并不是零, 当一个信道中的强信号通过旁瓣泄漏到另一个信道时, 可能覆盖这个信道中的弱信号, 从而影响弱信号的正确检测。为降低旁瓣影响, 需要增大滤波器阶数,

但加大了工程实现代价和难度。这种方法显然过于机械, 因为有用信号的检测并不需要对通带外所有的频点进行衰减, 只需要在存在旁瓣干扰的频点进行衰减即可, 困难是无法定位旁瓣干扰的频点位置, 因为在其它信道干扰也成为需要检测的信号。广义旁瓣相消器(GSC)^[9]是一种波束形成技术, 基本思想是在满足一定约束条件下使输出信噪比达到最大。基于这种技术的波束形成技术得到了广泛研究^[10]。通过通带内和通带外相关信号的相消, 广义旁瓣相消器能够在旁瓣干扰信号方向上自适应的形成零点。论文将旁瓣相消的思想运用到滤波器组旁瓣干扰的抑制上, 在旁瓣干扰频点处自适应形成零点, 抑制强旁瓣干扰信号对带内弱信号检测的影响。

2 广义旁瓣相消器原理

广义旁瓣相消器(GSC)是一种传感器阵列波束形成器。设阵列为 $N + 1$ 元等距直线阵(ULA), 阵元均为各向同性阵元。一个期望信号和 M 个干扰从远场以平面波入射到阵列上, 阵列接收数据矢量 $\mathbf{X}(k)$

可以表示为

$$\mathbf{X}(k) = \mathbf{A}\mathbf{S}(k) + \mathbf{N}(k) = \mathbf{a}(\theta_0)s_0(k) + \sum_{i=1}^M \mathbf{a}(\theta_i)s_i(k) + \mathbf{N}(k) \quad (1)$$

其中 $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_0), \mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_M)]$ 为阵列流形矩阵, $\mathbf{s}_i(k) (i = 1 \dots M)$ 为干扰信号向量, $\mathbf{N}(k)$ 为阵列阵元噪声向量。

GSC 的结构如图 1 所示, GSC 自适应对消干扰基于以下思想: 利用已知的期望信号方向信息把阵列接收信号变换为两个支路, 其中上支路变换后得到参考信号 $d_0(k)$, $d_0(k)$ 含期望信号和干扰, 而下支路通过阻塞矩阵 \mathbf{B}_0 后阻塞掉期望信号, 则 $\mathbf{X}_0(k)$ 只含干扰信号。显然上、下支路的干扰信号是相关的, 对变换后的信号进行维纳滤波, 则干扰可以自适应对消, 上支路的期望信号被无失真输出。因此, 广义旁瓣相消器中输出的误差信号即为阵列输出, 即

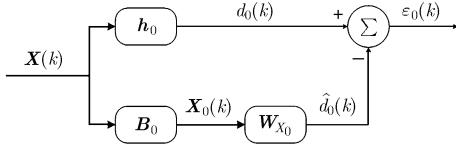


图1 广义旁瓣相消器(GSC)的结构

$$y(k) = \varepsilon_0(k) \quad (2)$$

图1中

$$d_0(k) = \mathbf{h}_0^H \mathbf{X}(k) \quad (3)$$

$$\mathbf{X}_0(k) = \mathbf{B}_0 \mathbf{X}(k) \quad (4)$$

其中 \mathbf{h}_0 为归一化的期望信号导向矢量, $\mathbf{h}_0^H \mathbf{h}_0 = 1$ 。 \mathbf{B}_0 为 $N \times (N+1)$ 维行满秩阻塞矩阵, $\mathbf{X}_0(k)$ 为 $N \times 1$ 维矢量, \mathbf{B}_0 满足

$$\mathbf{B}_0 \mathbf{h}_0 = \mathbf{0} \quad (5)$$

广义旁瓣相消器的自适应对消思想可以通过数学解析式来说明。由式(1)及式(3)得

$$\begin{aligned} d_0(k) &= \mathbf{h}_0^H \mathbf{X}(k) \\ &= \mathbf{h}_0^H \left[\mathbf{a}(\theta_0)s_0(k) + \sum_{j=1}^M \mathbf{a}(\theta_j)s_j(k) + \mathbf{N}(k) \right] \\ &= \sqrt{N+1}s_0(k) + \sum_{j=1}^M \varphi_j s_j(k) + \mathbf{h}_0^H \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

其中 $\varphi_j = \mathbf{h}_0^H \mathbf{a}(\theta_j)$, 为期望信号与各个干扰信号之间的空间相关系数。由式(1), 式(4)及式(5)得

$$\begin{aligned} \mathbf{X}_0(k) &= \mathbf{B}_0 [\mathbf{a}(\theta_0)s_0(k) + \sum_{j=1}^M \mathbf{a}(\theta_j)s_j(k) + \mathbf{N}(k)] \\ &= \sqrt{N+1}\mathbf{B}_0 \mathbf{h}_0 s_0(k) + \sum_{j=1}^M \mathbf{B}_0 \mathbf{a}(\theta_j)s_j(k) + \mathbf{B}_0 \mathbf{N}(k) \\ &= \sum_{j=1}^M \mathbf{B}_0 \mathbf{a}(\theta_j)s_j(k) + \mathbf{B}_0 \mathbf{N}(k) \end{aligned} \quad (7)$$

由式(6), 式(7)知, 经过变换后, GSC 上支路中保留了期望信号、干扰和噪声, 且能满足期望信号无失真的约束条件。下支路阻塞了期望信号, 只含有干扰和噪声, 且与上支路的干扰和噪声相关, 对变换后的输出进行维纳滤波对消, 则输出 $\varepsilon_0(k)$ 中仅含有期望信号, 维纳滤波过程为

$$\hat{d}_0(k) = \mathbf{W}_{X_0}^H \mathbf{X}_0(k) = (\mathbf{R}_{X_0}^{-1} \boldsymbol{\rho})^H \mathbf{X}_0(k) \quad (8)$$

其中 \mathbf{R}_{X_0} 为 $\mathbf{X}_0(k)$ 自相关阵, $\boldsymbol{\rho} = E[\mathbf{X}_0(k)d_0(k)]$ 为 $\mathbf{X}_0(k)$ 与 $d_0(k)$ 的互相关。维纳滤波过程可以通过自适应滤波来实现。

3 基于 GSC 的滤波器组带外干扰抑制

将 GSC 的思想运用于自适应滤波器组的旁瓣干扰抑制可以这样考虑: 阵列的空间采样对应于时域的时间采样, 而滤波器阶数对应阵元个数, 一个滤波器信道的输出对应于 $d_0(k)$, 而其它信道的输出对应 $\mathbf{X}_0(k)$, 这样可以通过 $\mathbf{X}_0(k)$ 来对消 $d_0(k)$ 中与之相关的信号, 这样一来一个 M 信道的滤波器组需要 M 个旁瓣对消器。 M 个对消器输出为 M 个互不相关的信号。然而, 简单的对应和算法移植并不适合于滤波器组的旁瓣干扰抑制。对于 GSC 来说 \mathbf{h}_0 是已知的, 旁瓣相消器仅仅保留 \mathbf{h}_0 对应的一个频点上的信号 ($\mathbf{h}_0^H \mathbf{a}(\theta_j) = 1$), 这对 GSC 来说是合适的, 但对于滤波器组是不合适的, 因为信号的频率未知, 信号的频率可能位于 \mathbf{h}_0 对应的一个频带带宽以内。对于滤波器组来说在这一频带内的信号都是需要检测的期望信号, 合适的旁瓣对消应该只对消频带带宽以外的其它信道泄漏进来的信号。由于信道之间的相互泄漏, 各个信道的输出在大多情况下都是相关的, 仅仅当各个信道的信号频率正好都位于每个信道的 \mathbf{h}_0 对应的频率上时, 输出才不相关。由广义旁瓣对消原理知, 各个信道之间的信号由于其相关性将完全对消。这个问题可以通过限制维纳滤波器系数向量的长度来解决, 例如使长度小于 1, 则大功率信号能够完全对消小功率信号, 而小功率信号对大功率信号的对消能力是有限的。虽然各个信道之间的信号是相关的, 但信号的功率是不一样的, 通过旁瓣泄漏到其它信道去的信号功率显然会比信道带宽以内的信号功率小得多。因此当通过其它信道输出来对消此信道中的干扰信号时, 干扰是完全能够对消, 而泄漏出去的小功率信号对信道自身有用信号的对消作用是很小的。基于 GSC 的滤波器组旁瓣干扰抑制算法如图 2 所示。其中 $d_i(k) (i = 0 \dots M-1)$ 为含干扰和噪声的期望信号, $\mathbf{X}_i(k) (i = 0 \dots M-1)$ 为除去第 i 个信道外其它 $M-1$ 个信道的输出, $\mathbf{w}_i(k) (i = 0 \dots M-1)$ 为每个 GSC 的维纳滤波器

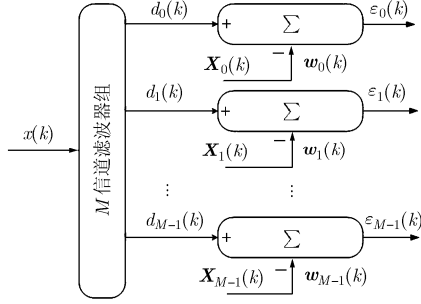


图 2 基于 GSC 的滤波器组旁瓣干扰抑制

系数，且

$$\mathbf{w}_i(k)\mathbf{w}_i^H(k) \leq 1 \quad (9)$$

$\varepsilon_i(k) (i=0 \cdots M)$ 为旁瓣相消后每个信道输出的纯期望信号，即

$$\varepsilon_i(k) = d_i(k) - \mathbf{w}_i(k)\mathbf{X}_i(k) \quad (10)$$

注意图 2 中的 M 信道滤波器组的旁瓣性能要求在这里已经大大放宽，只要保证主瓣幅度高于旁瓣即可，例如 DFT 滤波组，由于图 2 其实是一种信道滤波结构，区别与传统滤波器组，不妨称之为自适应滤波器组。

滤波器组的自适应环节是 $\mathbf{w}_i(k) (i=0 \cdots M-1)$ 的自适应计算过程。常见的自适应过程是基于最小均方误差代价的瞬时梯度算法(LMS 算法)。下面推导基于 GSC 的自适应滤波器组的 LMS 算法。

由式(10)知

$$\begin{aligned} E|\varepsilon_i(k)|^2 &= E|d_i(k)|^2 - 2\mathbf{w}_i(k)E[d_i(k)\mathbf{X}_i(k)] \\ &\quad + \mathbf{w}_i(k)\mathbf{R}_{X_0(k)}\mathbf{w}_i^H(k) \end{aligned} \quad (11)$$

式(11)对 $\mathbf{w}_i(k)$ 求偏导得梯度

$$\frac{\partial E|\varepsilon_i(k)|^2}{\partial \mathbf{w}_i(k)} = 2\mathbf{R}_{X_0}\mathbf{w}_i(k) - 2E[d_i(k)\mathbf{X}_i^H(k)]^T \quad (12)$$

对式(12)取均值的瞬时值估计梯度得

$$\begin{aligned} \frac{\partial \hat{E}|\varepsilon_i(k)|^2}{\partial \mathbf{w}_i(k)} &= 2\mathbf{X}_i^H(k)\mathbf{X}_i(k)\mathbf{w}_i(k) - 2d_i(k)\mathbf{X}_i^H(k) \\ &= -2\mathbf{X}_i^H(k)\varepsilon_i(k) \end{aligned} \quad (13)$$

因此 $\mathbf{w}_i(k)$ 的更新方程为

$$\mathbf{w}_i(k+1) = \mathbf{w}_i(k) + 2\mu\mathbf{X}_i^H(k)\varepsilon_i(k) \quad (14)$$

其中 μ 为自适应步长，定义由 $\mathbf{w}_i(k)$ 生成的对角元素为零矩阵

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} 0 & w_{0,1} & w_{0,2} & \cdots & w_{0,M-1} \\ w_{1,1} & 0 & w_{1,2} & \cdots & w_{1,M-1} \\ \vdots & & & \ddots & \\ w_{M-1,1} & \cdots & w_{M-1,M-1} & & 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中省略了时间标量，则

$$\varepsilon(k+1) = \mathbf{d}(k) - \mathbf{W}(k)\mathbf{d}(k) \quad (16)$$

$$\text{其中 } \mathbf{d}(k) = \begin{bmatrix} d_0(k) \\ \vdots \\ d_{M-1}(k) \end{bmatrix}。$$

式(14)的系数更新过程的矩阵形式为

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) + 2\mu\varepsilon(k)\mathbf{d}^H(k) \quad (17)$$

其中 \mathbf{W} 的对角元素不予计算且强制设为零。如前所述，为保证旁瓣相消器只对消干扰而不对消有用信号，要限制系数向量的长度，因此每一步更新后还需判断系数向量长度，当长度超过设定值时，在不改变系数向量方向的前提下要将其长度重新还原为设定值。

总结基于 GSC 的滤波器组旁瓣干扰抑制的 LMS 算法如下(设基于 DFT 滤波器组，系数向量长度不超过 1)：

(1) 设置初始系数矩阵 \mathbf{W} 为全零矩阵。

(2) 对 M 个采样值作 DFT 滤波(可用 FFT 算法实现)，得到 $M \times 1$ 维列向量 $\mathbf{d}(k)$ 。

(3) 由式(16)计算误差向量 $\varepsilon(k+1)$ 。

(4) 由式(17)对系数矩阵 \mathbf{W} 进行更新。

(5) 判断系数矩阵每一行的向量长度，当大于 1 时对其进行归一化，返回第(2)步， $\varepsilon(k+1)$ 则作为滤波器组的滤波输出结果

4 仿真试验及结果分析

仿真设信道数为 16，因此 DFT 滤波器组滤波所作的 FFT 为 16 点。设采样率为 160 MHz。采样信号中存在 8 个窄带信号，信号为复信号，即建模于正交接收机的情形。信噪比为 10 dB，自适应步长 $\mu=0.001$ ，信号参数如表 1 所示。

表 1 仿真参数设置

参数	信号							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
载频 (MHz)	9	11	21	29	39	52	59	64
功率(dB)	-3	-3	17	-3	17	3	21	17
所在信道	2	3	4	5	6	7		

如表 1 中所示，所在信道表示信号载频所在的 DFT 滤波器组的通带位置，8 个信号分布在 6 个信道中，且信号功率不同。分别对 6 个信道的 DFT 滤波器组输出和旁瓣对消后的输出作 512 点 FFT 来估计输出的谱结构，图 3 给出了各个信道的幅度谱结构对比。

由图 3，大功率信号在其它信道的泄漏是非常明显的，DFT 滤波器组的信道 2 输出受旁瓣干扰严

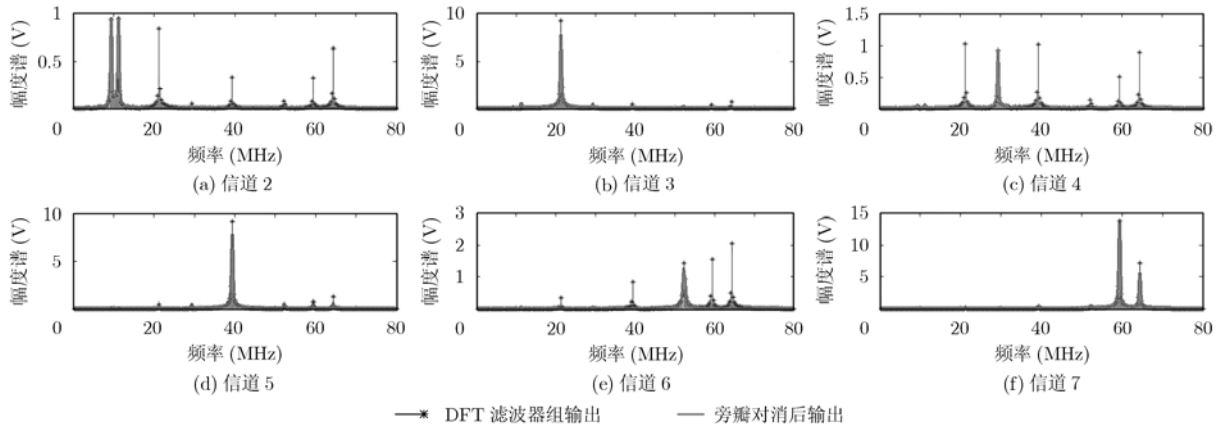


图 3 DFT 滤波器组和旁瓣相消后信道输出的幅度谱结构对比

重,尤其是功率大的旁瓣信号,如信号 S3, S5, S7 和 S8 在信道 2 均有较强功率的泄露。通过旁瓣相消后泄漏进信道的干扰信号能够完全被对消,信道内的弱信号得到了很好的提取,同样的情形出现在信道 4 和信道 6。

对于信道 3, 信道 5 和信道 7, 信道内的有用信号出现了一定的衰减,这是可以预见的,因为其泄漏到旁瓣的信号对信号自身有对消效果,虽然限制了对消滤波器系数向量的长度,但没有去除对消的影响,因此当对消滤波器系数向量的长度限制得越小时,这种不利的对消效果越小,但这显然是以降低旁瓣对消能力为代价的,并且小功率信号泄漏对大功率信号的影响有限,由于信道内信号功率大,一定的衰减并不影响其检测和参数估计。

定义 DFT 滤波器组的输出与输入信号的幅度比为 ρ_1 , 旁瓣对消后的输出与输入信号的幅度比为 ρ_2 , 表 2 和表 3 分别给出了信道 2 和信道 4 在 8 个信号载频频点处的幅度对比。

在表 2 中,带内信号为 S1 和 S2; S3, S6, S7,

S8 为大功率旁瓣信号,表中旁瓣相消后对旁瓣大功率干扰的抑制大幅度增加,而对小功率干扰信号抑制能力有限,这在表 3 中更为明显,表中 S4 为带内有用信号,而 S1, S2 和 S4 为旁瓣小功率干扰信号,此时经过旁瓣相消后衰减幅度反而减小,这是因为小功率信号对旁瓣的泄露本身就非常小,掩盖在噪声电平以下,当对其进行对消时,由 LMS 算法产生的额外最小均方误差(MSE)反而会叠加进输出,但这不至于影响有用信号的检测,如图 3 信道 5 的输出,其干扰信号幅度都非常低。

5 结束语

综上所述,基于 GSC 的滤波器组旁瓣干扰抑制算法能够自适应的在滤波器组旁瓣干扰信号频率处形成零点,从而最大程度抑制干扰信号影响,其作用相当于用一个低阶滤波器组实现一个高阶数滤波器组的功能,利于带内有用信号的检测,当信号功率较之干扰功率很小时尤其有用。算法的实际工程实现时有以下几点考虑:

表 2 信道 2 输出信号的幅度对比

类型	信号							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
ρ_1	0.9440	0.9461	0.0841	0.0525	0.0013	0.0404	0.0221	0.0018
ρ_2	0.9645	0.9692	0.0003	0.0323	0.0001	0.0021	0.0001	0.0001
ρ_1 / ρ_2	0.9787	0.9762	291.04	1.624	20.514	19.567	605.312	34.974

表 3 信道 4 输出信号的幅度对比

类型	信号							
	S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8
ρ_1	0.0354	0.0564	0.1031	0.9343	0.0030	0.0688	0.0338	0.0026
ρ_2	0.0659	0.0692	0.0009	0.9518	0.0005	0.0094	0.0004	0.0001
ρ_1 / ρ_2	0.5376	0.8149	118.430	0.9817	5.5542	7.3380	93.0636	18.7669

(1)为减少计算量,对消滤波器系数矩阵 \mathbf{W} 可以进行简化,如果对消只限于临近信道,则可以仅保留 \mathbf{W} 的一定量的斜对角元素,而将其它元素设为零。

(2)关于下抽样。信号经过滤波器组后的一个好处是可以对每个信道输出进行下抽样。对于自适应滤波器组,在自适应滤波器的搜索阶段,不建议进行下抽样,因为这会减慢搜索过程,事实上在这个阶段进行下抽样也没有任何意义。当滤波器系数稳定后,可以停止系数的更新,同时进行下抽样。下抽样的过程非常简单,只需在算法的第(2)步将完全重叠的 DFT 滤波过程改成完全不重叠或者部分重叠的即可。

(3)算法的第(2)步不一定采用 DFT 滤波器组,实际上基于 GSC 对消的一个好处是极大放宽了图 2 中 M 信道滤波器组的性能要求。采用 DFT 滤波器组的原因是其存在 FFT 快速计算算法。

参 考 文 献

- [1] 黄翔东,王兆华. 两通道完全重构全相位 FIR 滤波器组设计[J]. 天津大学学报, 2006, 39(12): 1504-1508.
Huang Xiang-dong and Wang Zhao-hua. Design of two-channel perfect reconstruction all-phase FIR filter bank[J]. *Journal of Tianjin University*, 2006, 39(12): 1504-1508.
- [2] 何改平. 矩阵共轭镜像滤波器组的设计[J]. 西安邮电学院学报, 2009, 14(3): 61-64.
He Gai-ping. Construction of matrix conjugate quadrature filters[J]. *Journal of Xi'An University of Post and Telecom*, 2009, 14(3): 61-64.
- [3] 洪淑月. 近似重构正交镜像滤波器组的设计[J]. 浙江师范大学学报(自然科学版), 2006, 29(3): 277-281.
Hong Shu-yue. Design of QMF with near-perfect reconstruction[J]. *Journal of ZheJiang Normal University (Nature Science)*, 2006, 29(3): 277-281.
- [4] Saramäki T and Bregović R. An efficient approach for designing nearly perfect reconstruction cosine modulated and modified DFT filter banks. *Proceedings of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Proceeding*, Salt Lake City, 2001.
- [5] 张子敬,焦李成. 余弦调制滤波器组的原型滤波器设计[J]. 电子与信息学报, 2002, 24(3): 308-313.
Zhang Zi-jing and Jiao Li-cheng. Design of prototype filter for cosine-modulated filter banks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(3): 308-313.
- [6] 刘泽民,李学斌. M 带均匀最大抽取滤波器组[J]. 电子与信息学报, 2003, 25(3): 326-329.
Liu Ze-min and Li Xue-bin. M-band uniform maximally decimated filter banks[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2003, 25(3): 326-329.
- [7] Xie X M, Shi G M, and Chen X Y. Optimal prototype filters for near perfect reconstruction cosine modulated filter banks[J]. *Lecture Notes in Computer Science*, 2005, 3802: 851-856.
- [8] 朱建东,王小龙. 基于余弦调制的二维 LP-NPR 滤波器组设计[J]. 计算机工程与应用, 2009, 45(3): 141-144.
Zhu Jian-dong and Wang Xiao-long. Design for two dimensional LP-NPR filter banks based on cosine modulation[J]. *Computer Engineering and Application*, 2009, 45(3): 141-144.
- [9] Griffiths L J and Jim C W. An alternative approach to linearly constrained adaptive beam forming[J]. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1982, 30(1): 27-34.
- [10] 余岚,杨春兰. 基于数字波束形成技术的空间干扰抑制算法研究[J]. 舰船电子工程, 2009, 29(10): 87-89.
Yu Lan and Yang Chun-lan. Research on spatial interference suppression algorithm based on digital beamforming technology[J]. *Ship Electronic Engineering*, 2009, 29(10): 87-89.

李 涛: 男, 1981 年生, 博士生, 研究方向为无线电引信探测、阵列信号处理。

李国林: 男, 1955 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为军用近程目标探测、识别与信息处理。

廖辉荣: 男, 1982 年生, 博士生, 研究方向为引信信号处理。