

基于子带滤波器组的宽带自适应天线旁瓣相消技术

赵永波, 水鹏朗, 张守宏

(西安电子科技大学雷达信号处理重点实验室, 陕西西安 710071)

摘要: 文[6]提出在数字移动通信中子带滤波器组处理可以提高不同阵元信号的相关性, 从而能改善自适应阵列抑制码间干扰(ISI)和共信道干扰(CCI)的能力. 在文[6]的基础上, 本文研究了子带滤波器组在宽带自适应天线旁瓣相消中的应用, 对其原理进行了理论分析, 提出了有效的子带处理方法. 经研究表明, 子带滤波器组处理能有效增加主、辅助天线信号的相关性, 从而提高系统干扰相消比. 而且适当的过采样能使系统干扰相消比进一步提高. 计算机仿真结果和实测雷达数据处理结果证实了子带处理方法的有效性和理论分析的正确性.

关键词: 自适应旁瓣相消; 子带滤波器组; 带宽; 相关性

中图分类号: TN957 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112(2005)03-0556-04

Wideband Adaptive Antenna Sidelobe Cancellation via Exploitation of Subband Filter Banks

ZHAO Yong-bo, SHUI Peng-lang, ZHANG Shou-hong

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

Abstract: Subband adaptive array processing for mitigation of both intersymbol interference (ISI) and cochannel interference (CCI) in digital mobile communications is proposed in [6]. The application of subband filter banks to wideband adaptive antenna sidelobe cancellation is studied and an efficient method is proposed. It has been shown that the signal correlation of main channel and auxiliary channel can be enhanced via exploitation of subband filter banks. So the interference cancellation performance can be improved. Appropriate oversampling can improve the interference cancellation performance further. Computer simulation and real data processing results show that the method is effective and the theoretical analysis is correct.

Key words: adaptive sidelobe cancellation; subband filter banks; wideband; correlation

1 引言

自适应天线旁瓣相消技术^[1,2]是雷达抗干扰的重要手段, 它能有效地抑制从天线旁瓣进入的各种形式的干扰, 使雷达在强干扰的环境中仍能正常地工作. 而在实际系统中, 雷达接收到的干扰往往不是单频的, 而是具有一定的带宽, 尤其是对以后具有广阔应用前景的宽带雷达来说, 雷达接收到的干扰往往是宽带的. 这时主、辅助天线之间的波程差、主天线和辅助天线通道的频率特性不一致, 以及主天线旁瓣的频率敏感性等都会破坏主天线和辅助天线干扰的相关性, 使得自适应天线旁瓣相消系统的干扰对消性能下降. 为了提高宽带情况下自适应天线旁瓣相消系统的干扰对消性能, 最直接的办法是减小接收干扰的频率带宽, 其实现方法就是进行子带滤波器组处理.

子带滤波器组在自适应宽带阵列信号处理中应用已有不少学者研究, 其结论大都是子带滤波器组处理可以提高系统收敛性^[3,4]和减少运算量^[5]. 最近文[6]提出在数字移动通信中子带滤波器组处理可以提高不同阵元信号的相关性, 从而能改善自适应阵列抑制码间干扰(ISI)和共信道干扰(CCI)的能力. 我们在现有研究结果的基础上, 研究了子带滤波器组在宽带自适应天线旁瓣相消中的应用, 并对其原理进行分析, 提出了更有效的子带处理方法, 提高了系统的干扰相消性能.

2 基于子带滤波器组的自适应天线旁瓣相消及性能分析

为了方便起见, 我们考虑单辅助天线的自适应旁瓣相消系统. 基于子带滤波器组的单辅助天线自适应旁瓣相消系统结构如图1所示, 主天线信号 $d(n)$ 和辅助天线信号 $x(n)$ 经分析滤波器组 $H^{(0)}(z)$, $H^{(1)}(z)$, ..., $H^{(M-1)}(z)$ 分解为 M 个不同频带上的子带信号, 再作下采样, 然后对主天线和辅助天线所对应相同的子带信号进行相消处理, 其中 W_k 为第 k 个

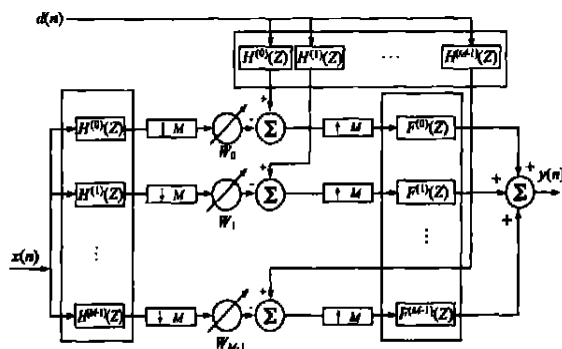


图1 基于子带滤波器组的单辅助天线自适应旁瓣相消系统

子带进行相消时的自适应权值, 可由维纳-霍夫方程求解得到^[1, 2], 相消后经过上采样, 再由综合滤波器组 $F^{(0)}(z)$, $F^{(1)}(z)$, ..., $F^{(M-1)}(z)$ 合成输出。

2.1 理想子带滤波器组时性能分析

为了便于原理上的直观理解, 我们首先结合理想子带滤波器组来分析子带滤波器组处理对干扰相消性能的改善。M 带理想滤波器组的分析和综合滤波器为理想带通滤波器, 其频率响应为

$$H^{(k)}(f) = F^{(k)}(f) = \begin{cases} 1, & -\frac{B_s}{2} + \frac{k}{M}B_s \leq f \leq -\frac{B_s}{2} + \frac{k+1}{M}B_s \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (1)$$

其中 B_s 为采样频率, $k = 0, 1, \dots, M-1$ 。由文[2]知, 对于单辅助天线自适应旁瓣相消系统的干扰相消比为

$$\text{ICR} = \frac{1}{1 - |\rho|^2} \quad (2)$$

其中 ρ 为主天线干扰信号和辅助天线干扰信号的相关系数。

对宽带雷达来说, 其发射信号和目标回波都为宽带信号, 其接收机要与该宽带信号相匹配, 这样雷达接收到的干扰也往往是宽带的。设干扰信号 $s(t)$ 为一带限的随机信号, 为了分析简便起见, 设其功率谱密度 $p(f)$ 在其带宽 B 内平坦, 若不考虑天线的频率敏感性和通道频率特性的不一致性, 则主、辅助天线干扰信号的相关系数为

$$|\rho| = |\sin(\pi B \tau)| \quad (3)$$

其中 τ 为干扰相对于主、辅助天线之间的波程差而引起的时间延迟。设采样为临界采样, 采样间隔 $T_s = 1/B_s = 1/B$, 则理想滤波器组的分析滤波器把 $p(f)$ 等分为 M 个子带, 则那么第 k 个子带主、辅助天线干扰信号的相关系数为

$$|\rho^{(k)}| = \left| \text{sinc}\left(\frac{B\tau}{M}\right) \right| \quad (4)$$

可以看出 $|\rho^{(k)}|$ 相当于 $|\rho|$ 在时间上拉伸了 M 倍。当 $B\tau < 1$ (实际情况满足该条件) 时, $|\rho^{(k)}| > |\rho|$, 即同一子带之内主、辅助天线信号的相关性要大于整个带宽之内主、辅助天线信号的相关性, 由式(2)可知, 各个子带的干扰相消比要大于整个带宽的干扰相消比(即不进行子带分割的干扰相消比)。由上述过程可以看出, 子带滤波器组通过把信号分解为多个子带信号, 增强主、辅助天线信号的相关性, 提高干扰相消比, 这也就是采用子带滤波器组处理能改善宽带自适应旁瓣相消性能的根本原因。

上述过程仅考虑了宽带情况下采用子带滤波器组处理改善主、辅助天线的波程差对自适应旁瓣相消系统性能的影响。其实在宽带情况下主天线旁瓣频率敏感性和主与辅助通道频率特性不一致都会影响系统性能, 但其根本的原因是由干扰频率带宽造成的。若我们把干扰分成多个子带处理, 同样也会改善主天线旁瓣频率敏感性和主与辅助通道频率特性不一致的影响。

由文[2]知, 假设主天线旁瓣频率敏感性造成的主通道频率特性为 $H_d(f) = 1 + 2a_0 f/B$, $|f| \leq B$, 在 $2\pi B\tau \ll 1$ 和 $a_0 \ll 1$ 的条件下, 单辅助天线自适应旁瓣相消系统的干扰相消比为

$$\text{ICR} = \frac{3}{a_0^2 + (1 - a_0^2/3)(2\pi B\tau)^2/4} \quad (5)$$

当分为子带处理时, 则第 k 个子带的干扰相消比为

$$\text{ICR}^{(k)} = \frac{3}{a_0^{(k)2} + (1 - a_0^{(k)2}/3)(2\pi B^{(k)}\tau)^2/4} \quad (6)$$

而由 $a_0^{(k)} = a_0/M \leq a_0$ 和 $B^{(k)} = B/M \leq B$ 可得

$$\text{ICR}^{(k)} \geq \text{ICR} \quad (7)$$

即各个子带的干扰相消比要大于整个带宽的干扰相消比。可以看出, 宽带情况下采用子带滤波器组处理也能改善主天线旁瓣频率敏感性对自适应旁瓣相消系统性能的影响。

2.2 余弦调制滤波器组时性能分析

上面我们结合理想子带滤波器组来分析子带滤波器组处理对宽带自适应旁瓣相消系统性能的改善。但是理想子带滤波器组在实际系统中是无法实现的, 下面我们对在实际系统中应用广泛的余弦调制滤波器组时的情况进行研究。

在 M 通道余弦调制滤波器组中, 原型滤波器 $H(z)$ 是一个长度为 N , 带宽为 $\pi/(2M)$ 的线性相位低通 FIR 滤波器, 所有分析滤波器 $H^{(k)}(z)$ 和综合滤波器 $F^{(k)}(z)$ 都是通过调制原型滤波器得到的, 其时域脉冲响应为

$$\begin{cases} h^{(k)}(n) = 2h(n) \cos((2k+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) + (-1)^k \frac{\pi}{4}) \\ f^{(k)}(n) = 2h(n) \cos((2k+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) + (-1)^k \frac{\pi}{4}) \end{cases}, \quad 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq M-1 \quad (8)$$

余弦调制滤波器组的分析和综合滤波器组的脉冲响应为实数, 其幅频响应关于频率对称, 所以每一个滤波器都有两个通带, 分别为正频率通带和负频率通带, 这样余弦调制滤波器组的第 k 个子带滤波器主、辅助天线信号的相关系数(模值)要比单个通带滤波器主、辅助天线信号的相关系数小, 从而会使干扰相消比下降。因此需要对余弦调制滤波器组稍加修改以提高滤波器组子带主、辅助天线信号的相关系数^[6]。按文[6]的方法, 把式(8)的滤波器组的脉冲响应作如下修改

$$\begin{cases} h_s^{(k)}(n) = h(n) \exp(j(2k+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) + (-1)^k \frac{\pi}{4}) \\ f_s^{(k)}(n) = 2h(n) \cos((2k+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) - (-1)^k \frac{\pi}{4}) \end{cases}, \quad 0 \leq n \leq N-1, 0 \leq k \leq M-1 \quad (9)$$

$$\begin{cases} h_s^{(k)} = h(n) \exp(-j(2k-2M+1)\frac{\pi}{2M}(n - \frac{N-1}{2}) + (-1)^{(k-M)} \frac{\pi}{4}) \\ f_s^{(k)} = f^{(k-M)}(n) \end{cases}, \quad 0 \leq n \leq N-1, M \leq k \leq 2M-1 \quad (10)$$

上述修改过程只不过是把 M 通道的余弦调制滤波器组变为 $2M$ 通道的滤波器组(但仍为上 M 采样和下 M 采样), 每一个分析滤波器只有一个通带, 这样单个子带主、辅助天线信号的相关系数要比余弦调制滤波器组时的大, 从而提高干扰相消性能。采用文[7]的设计方法得到 8 通道余弦调制滤波器组(滤波器为 128 阶), 对其进行修改后得到的 16 通道滤波器组的分析滤波器组的幅频响应如图 2 中实线所示。可以看出每个子带都包含有一个频率通带, 图 3 中实线为修改滤波器组各子带主、辅助天线信号的相关系数, 图中设干扰信号功率

谱是带宽为 B 的矩形谱, $\tau = 0.1/B$, 为了便于比较, 图中也给出了理想 16 子带滤波器组时的结果, 如点划线所示。

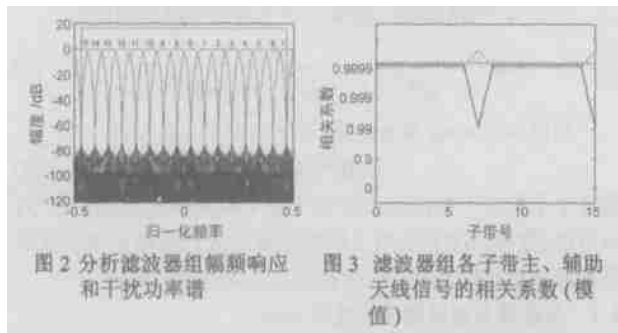


图 2 分析滤波器组幅频响应和干扰功率谱

图 3 滤波器组各子带主、辅助天线信号的相关系数(模值)

由图 3 中结果可以看出, 修改滤波器组各子带主、辅助天线信号的相关系数除了“7”号子带和“15”号子带外都大约为 0.9999 (非常接近于理想子带滤波器组时的结果), 干扰相消比为 37dB, 而“7”号子带和“15”号子带的相关系数为 0.99, 干扰相消比为 17dB, 远小于其他子带的干扰相消比。由于这两个子带的干扰相消性能差势必会影响整个系统的干扰相消性能, 所以必须想办法也提高这两个子带的干扰相消比。

3 有效的基于子带滤波器组处理自适应天线旁瓣相消方法

为了提高整个系统的干扰相消性能, 必须想办法使滤波器组的所有子带干扰相消性能都高。由图 2 可知, “7”号子带和“15”号子带都是整个滤波器组的边带, 尽管“7”号子带的频率通带(或称主带)成份大部分在正频率处, 但仍有一小部分在负频率处, 且与正频率部分离得较远。当为临界采样时, $T_s = 1/B$, 功率谱为矩形的干扰信号就正好充满图 2 中的归一化频率的整个周期。这样通过“7”号子带的干扰信号即有正频率成份又有负频率成份, 又由于正频率成份与负频率成份离得较远, 从而就造成了该子带信号相关性较差, 影响其干扰相消性能。其实上述结果可作如下分析:

不考虑子带滤波器副瓣和过渡带的影响, 设“7”号子带干扰信号功率谱密度为

$$p^{(7)}(f) = \begin{cases} 1, & 13B/32 \leq f < B/2 \\ 1, & -B/2 \leq f < -15B/32 \\ 0, & \text{其它} \end{cases} \quad (11)$$

则该子带主、辅助天线干扰信号的相关系数为

$$|\rho^{(7)}| = \left| 3 \operatorname{sinc} \left(\frac{3BT}{32} \right) \exp \left[j \frac{29\pi BT}{32} \right] / 4 + \operatorname{sinc} \left(\frac{BT}{32} \right) \exp \left[-j \frac{31\pi BT}{32} \right] / 4 \right| \quad (12)$$

而其他非边带的子带滤波器主、辅助天线干扰信号的相关系数为

$$|\rho_0| = \left| \operatorname{sinc} \left(\frac{4BT}{32} \right) \right| = \left| 3 \operatorname{sinc} \left(\frac{3BT}{32} \right) \exp \left[j \frac{29\pi BT}{32} \right] / 4 + \operatorname{sinc} \left(\frac{BT}{32} \right) \exp \left[j \frac{33\pi BT}{32} \right] / 4 \right| \quad (13)$$

由矢量相加理论可知, 当 $BT < 1$ 时, $|\rho^{(7)}| < |\rho_0|$, 即“7”号子带信号相关性要比其他非边带信号相关性差。这主要是由“7”号子带干扰信号功率谱含有间隔较远的正谱和负谱造

成的。相同的原因, “15”号子带信号相关性也较差。

基于上述分析, 为了消除滤波器组中边带滤波器主、辅助天线信号相关性差而引起整个系统的干扰相消性能下降, 我们可以采用如下过采样的方法:

把临界采样改为过采样, 则 $T_s < 1/B$, 这时干扰信号的功率谱如图 2 中虚线所示。由图可看出, 尽管两个边带滤波器“7”号子带滤波器和“15”号子带滤波器的主瓣正、负频率都有, 但通过“7”号子带滤波器的干扰成分只有正频率成份, 通过“15”号子带滤波器的干扰成分只有负正频率成份, 由上述分析可知这两个边带滤波器的主、辅助天线信号相关系数就不会比其他子带滤波器的小, 从而其干扰相消性能也不会比其他子带滤波器的性能差, 就不会影响整个系统的干扰相消性能, 这就是过采样所带来的好处。尤其是当子带数较多时, 在临界采样的条件下, 边带滤波器的干扰相消比要比其他子带滤波器的干扰相消比小很多, 会严重影响整个系统的干扰相消比, 当采用过采样时, 整个系统的干扰相消比会大大提高。

我们还要说明, 在过采样时并不是采样率越高越好, 如若采样率很高, 每个子带滤波器的通带(或主瓣)会变宽, 则通过每个子带滤波器的干扰信号的频率成份多, 功率谱宽, 子带滤波器的主、辅助天线信号相关系数小, 从而使每个子带滤波器的干扰相消性能下降。因此我们只要根据系统参数使通过滤波器组中边带滤波器的干扰频率成份不会跨越整个滤波器组, 而只有正或负的频率成份即可。

对于图 2 中的滤波器组, 我们令采样间隔 $T_s = 1/1.07B$, 即过采样率为 1.07, 滤波器组各子带滤波器主、辅助天线信号的相关系数如图 3 中虚线所示。可以明显看出, 过采样时两个边带滤波器“7”号子带滤波器和“15”号子带滤波器主、辅助天线信号的相关系数不比其他子带滤波器的小, 从而这两个子带滤波器的干扰相消性能也不会比其他子带滤波器的性能差, 就不会影响整个系统的干扰相消性能, 而且此时滤波器组各子带滤波器主、辅助天线信号的相关系数接近于理想子带滤波器组时的结果, 这与前面的分析相一致。

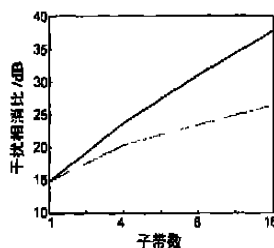


图 4 干扰相消比随子带个数变化曲线

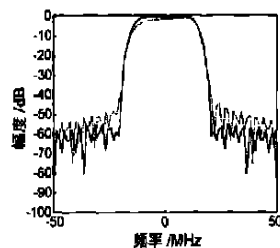


图 5 干扰的功率谱

设干扰信号功率谱是带宽为 B 的矩形谱, $\tau = 0.1/B$, 过采样和临界采样时滤波器组处理时的干扰相消比随着子带数变化曲线如图 4 所示。图中实线为过采样的结果, 虚线为临界采样的结果, 滤波器组采用文[7]的设计方法并进行修改后得到, 4 带的滤波器组为 32 阶, 8 带的滤波器组为 64 阶, 16 带的滤波器组为 128 阶, 4 带、8 带和 16 带时过采样率分别为 1.35、1.15 和 1.07。图中当子带个数为 1 时是指不采用子带滤波器组处理时的情况。由图可以看出, 采用子带滤波器组处理能使

宽带自适应旁瓣相消系统的干扰相消比提高, 当子带数较多时, 提高更明显。而且过采样能使干扰相消比进一步提高, 尤其是当子带数较多时, 过采样比临界采样的改善更明显。

上述分析和理论计算仅考虑了在只存在主、辅助天线波程差的情况下过采样能使子带滤波器组处理时的干扰相消比进一步提高。其实当主天线旁瓣频率敏感性和主与辅助通道频率特性不一致也都存在的情况下, 过采样也能使系统干扰相消比进一步提高。这可从后面的计算机仿真结果中得到验证。

4 计算机仿真和实测数据处理验证

前面对基于子带滤波器组处理的宽带自适应旁瓣相消系统进行了研究, 并分析了其原理, 进行了有关理论计算。下面我们首先采用宽带干扰模拟方法产生宽带干扰信号, 并用子带处理来验证前面理论分析的正确性, 然后用某雷达的实测数据对子带处理方法进行验证。

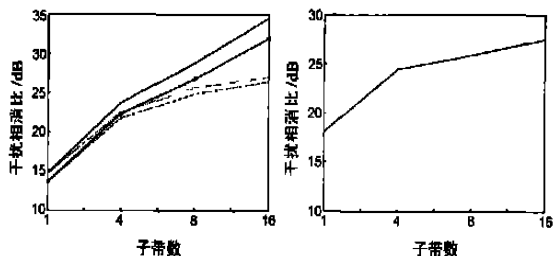


图 6 干扰相消比随子带个数变化曲线

图 7 干扰相消比随子带个数变化曲线

假设主天线与辅助天线的间距为 2.16m, 干扰与阵列法线方向夹角为 30° , 不考虑噪声的影响。若不考虑主天线旁瓣频率敏感性、主与辅助通道频率特性不一致等因素, 主、辅助通道的干扰功率谱都如图 5 中实线所示。系统干扰相消比随着子带数变化曲线如图 6 所示, 图中实线为 42.5MHz 采样率 (为过采样) 的结果, 虚线为 33.3MHz 采样率 (接近于临界采样) 的结果。由图可以看出, 采用子带滤波器组处理能使宽带自适应旁瓣相消系统的干扰相消比提高, 当子带数较多时, 提高更明显, 而且过采样能使干扰相消比进一步提高。这都与前面的理论分析相一致。假设考虑主天线旁瓣频率敏感性、主与辅助通道频率特性不一致等因素, 辅助通道的干扰功率谱如图 5 中实线所示, 而主通道的干扰功率谱如图 5 中虚线所示, 则过采样和接近临界采样时系统干扰相消比随着子带数变化曲线分别如图 6 中“ \bullet ”线和点划线所示。可以看出, 采用子带滤波器组处理能改善系统干扰相消性能, 过采样能使干扰相消比进一步提高。

采用子带滤波器组对某雷达的实测数据进行处理得到的系统干扰相消比随着子带数变化曲线如图 7 所示。该雷达为单辅助天线的旁瓣相消系统, 由于受当时条件限制, 系统采样率不能变化, 这时不能对比过采样和临界采样时的性能。由图可以看出, 采用子带滤波器组处理能使系统干扰相消比提高, 随着子带数增加, 相消比提高得越多。但我们要指出, 由于系统中有噪声存在, 子带滤波器组处理无法改善噪声对干扰相消比的影响, 所以用子带滤波器组处理所带来的性能改善没有前面的

仿真结果高。当子带个数达到一定数值后, 再加大子带个数对性能基本没有改善, 这时主要由噪声限制干扰相消性能。

5 结论

本文对基于子带滤波器组处理的宽带自适应旁瓣相消系统进行了研究, 在对其原理进行了理论分析的基础上, 给出了有效的子带处理方法。经研究表明, 子带滤波器组处理能有效增加主、辅助天线信号的相关性, 从而提高系统干扰相消比。适当的过采样能使系统干扰相消比进一步提高。计算机仿真结果和实测雷达数据处理结果证实了子带处理方法的有效性和理论分析的正确性。

参考文献:

- [1] YUEN S M. Algorithm, architectural, and beam pattern issues of sidelobe cancellation[J]. IEEE Trans, 1989, AES-25(3): 459-472.
- [2] 保铮. 自适应天线旁瓣相消的几个主要问题[J]. 西北电讯工程学院学报, 1980, 7(2): 1-7.
- [3] KHALAB J M, et al. Novel multirate adaptive beamforming technique[J]. Electronics Letters, 1994, 30(15): 1194-1195.
- [4] LIU W, et al. Subband adaptive generalized sidelobe canceller for broadband beamforming[C]. 11th IEEE Statistical Signal Processing Workshop[C]. Singapore: World Scientific, 2001: 591-594.
- [5] STEINHARDT A O, et al. Subband STAP processing, the fifth generation[A]. 1th IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop[C]. New York: IEEE Press, 2000: 1-6.
- [6] ZHANG Y, et al. Adaptive array processing for multipath fading mitigation via exploitation of filter banks[J]. IEEE Trans, 2001, AP-49(4): 505-516.
- [7] ROSSIM, et al. Iterative constrained least squares design of near perfect reconstruction pseudo QMF banks[A]. 9th IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering[C]. New York: IEEE Press, 1996: 766-769.

作者简介:



赵永波 男, 1972 年 10 月出生于河南省新乡市, 博士, 副教授, 获国家科技进步二等奖和国防科技进步一等奖各 1 项, 在国内外发表学术论文 20 余篇, 主要研究方向为阵列信号处理、雷达信号处理等。E-mail: ylbzhao@xidian.edu.cn



王鹏朗 男, 1967 年 12 月出生于陕西省西安市, 教授, 博士生导师, 目前研究兴趣: 小波理论及其应用, 图像处理 and 超宽带雷达信号处理, 近年来, 在这些领域发表学术论文 30 余篇。E-mail: plshui@xidian.edu.cn