

## 基于多速率滤波器组的 UWB 脉冲波束形成方法

王敏 杨淑媛 吴顺君

(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** 在 UWB 脉冲信号的角度分集接收中, 通常的空时处理中通道时延不易精确地控制。该文提出一种适合 UWB 脉冲信号的基于多速率滤波器组的波束形成方法, 避开了时域处理中延迟控制的问题, 同时实现了大带宽范围内的均匀一致的频率不变阵列响应。本文具体分析了进行多速率滤波的方式, 其优点是滤波器设计简单, 运算量与子带数目无关, 同时 UWB 脉冲信号处理的不连续性使得其可以采用比较简单的时域插值算法。仿真实验结果证明了该文方法的可行性和有效性。

**关键词** UWB 脉冲, 波束形成, 多速率滤波器组, 频率不变响应

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2006)12-2214-05

## Beamforming of UWB Pulses Based on Multi-rate Filter Bank

Wang Min Yang Shu-yuan Wu Shun-jun

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

**Abstract** In usual spatial-time processing for diversity reception of UWB pulses, the channel delays are not easy to be implemented accurately. This paper firstly discusses the principle of UWB pulse array beamforming. Then a beamforming scheme is presented based on multi-rate filter bank, which is suitable for UWB pulse signals. The proposed method avoids the hardness of delays control in time domain, and can obtain the uniform frequency invariant array response in such a wideband for UWB signals. The way of realizing the multi-rate filtering is analyzed in detail, and it proves to be of easy design. Moreover, its computational cost is independent of the number of subbands. Additionally, the discontinuity of UWB pulse signals makes it possible to employ a relatively simple interpolation algorithm in time domain. The simulation results verified the feasibility and the effectiveness of this presented method.

**Key words** UWB pulse, Beamforming, Multi-rate filter bank, Frequency invariant array response

### 1 前言

近年来, 阵列天线技术在军用雷达和无线通信里得到了广泛的应用, 其主要问题之一是波束形成, 即使得阵列波束指向一个主方向同时抑制旁瓣干扰和噪声。过去阵列多用于接收窄带和宽带连续信号, 目前随着雷达和通信领域内新兴的超宽带(Ultra-WideBand, UWB)技术的发展, 空时处理技术的原理也可用于UWB系统的设计和研究过程中<sup>[1-3]</sup>。

UWB信号一般是指其分数带宽大于 25%或者绝对带宽在 500MHz以上, 在雷达和通信中最常用的一种信号形式是基于高斯模型的极窄脉冲无线电信号(无载波), 其波形具有很短的持续时间, 能够提供很好的距离分辨力和较强的穿透能力。在使用无载波UWB脉冲的阵列空时处理中, 不能像窄带阵列那样对接收信号使用相位加权。一般采取延迟-求和波束形成器<sup>[4,5]</sup>, 来得到特定指向的波束, 即通过各个通道的可调延时电路对阵元接收信号进行延时补偿, 相加后得到最大能量的阵列输出。但是如何进行通道电路的延时补偿并不容易精确地控制。光学方法可以实现UWB阵列真时延(true time delay)的波束形成, 但是这样的系统比较复杂。

现代高速采样技术的发展已经使得接收UWB脉冲信号的阵列(本文简称UWB脉冲阵列)的数字化处理成为可能, 但是采样带来的量化延时误差还是会降低波束形成器的性能。本文从频域出发来考虑UWB脉冲接收阵列的波束形成问题, 避开了精确延迟控制的问题。由于UWB信号中不同的频率成分通过阵列的响应也不同, 因此需要解决阵列对UWB脉冲信号在整个带宽内具有无畸变的频率响应问题。虽然可以借鉴和参考水声、语音处理中恒定带宽和频率不变<sup>[6-9]</sup>的宽带波束形成器中的原理, 但是UWB脉冲信号具有非常宽的带宽, 如果直接使用一般的宽带波束形成方法如线性组合子阵法, 使用DFT或空间重采样的方法<sup>[10]</sup>, 基于聚焦变换或设定约束的自适应方法<sup>[11]</sup>, 会面临子带过多而导致的巨大运算量问题。本文首先引入UWB脉冲信号的一种实际模型, 并讨论了UWB脉冲阵列的空时处理原理, 然后基于频率不变响应的思想, 提出了一种适合UWB脉冲阵列波束形成的多速率滤波器组的设计方案, 得到的阵列响应与频率无关, 设计也比较简单。UWB脉冲信号的不连续性也增加了本文方法的针对性。

### 2 UWB 信号模型和空时处理原理

通常所使用的 UWB 信号中比较普通的形式是采用高斯函数, 下面就是一种经实际验证的广义高斯脉冲形式(GGP,

Generalized Gaussian Pulse):

$$\Omega(t) = \frac{E_0}{1-\alpha} \left\{ e^{-4\pi\left(\frac{t-t_0}{\Delta T}\right)^2} - \alpha e^{-4\pi\alpha^2\left(\frac{t-t_0}{\Delta T}\right)^2} \right\} \quad (1)$$

这里  $E_0$  是  $t=t_0$  时刻的幅度峰值(通常令  $E_0=1$ ),  $\Delta T$  是名义持续时间,  $\alpha$  是尺度参数。

文献[1]给出了使用这种 UWB 脉冲信号的一种阵列波束形成器结构, 如图 1 所示。它是包含了  $M=2A+1$  个等间距为  $d$  的全向阵元的等距线阵, 分成两个大小相等的子阵。阵列的输出信号为两个子阵列的输出信号相加, 相减得到的差信号则用来计算信源方向。每个阵元通道首先对接收信号进行匹配滤波, 即作时域的相关处理得到具有最大信噪比的输出。然后经过一个可调的数字延时线或横向滤波器, 通过计算延迟线系数或延迟抽头系数来控制通道的延迟补偿, 在信源方向上形成波束。

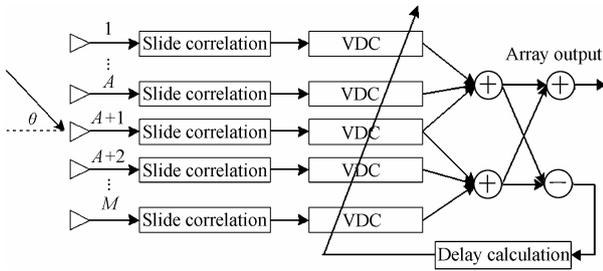


图 1 UWB 脉冲阵列空时处理原理

Fig.1 The principle of space-time processing for UWB pulse array

第  $m$  个( $m=1, 6, A+1, 6, M$ )阵元的时延是入射角  $\theta$  和相邻阵元间距  $d$  的函数:

$$\tau_m(\theta) = \frac{(m-1)d}{c} \sin \theta = \frac{m-1}{M-1} \rho \sin \theta \cdot \Delta T \quad (2)$$

其中  $\rho = (M-1)d / (c\Delta T) = L\Delta f / c$ , 表示信号沿阵列长度传播时间相对于 GGP 名义周期  $\Delta T$  的大小, 又叫空间频率带宽。 $L = (M-1)d$  为阵列口径长度。为了增强来自自己期望方向  $\theta_0$  的信号, 每个通道的可变延迟电路(VDC)对经过相关接收的信号  $s_m(t, \theta) = \gamma(t - \tau_m(\theta))$  施加一个时延  $D_m$ , 其中  $\gamma(t)$  是  $\Omega(t)$  的相关函数。当  $D_m$  与  $\theta_0$  有如下关系时, 阵列便在方向  $\theta_0$  上形成波束, 此刻阵列的输出能量也最大。

$$D_m = \frac{m-1}{M-1} \rho \sin \theta_0 \cdot \Delta T \quad (3)$$

阵列输出为各个通道信号的相加, 其空时二维函数表示为<sup>[1]</sup>

$$y(\theta, t) = \sum_{m=1}^M \gamma(t + D_m - \tau_m(\theta)) \quad (4)$$

### 3 UWB 阵列的多速率滤波器组实现

由于实际中的精确可变时延控制电路并不容易实现, 上述图 1 中的 UWB 脉冲阵列的应用受到一定的限制, 因此我们重新在频域对其来进行分析。假设第  $m$  个阵元的相关接收器的输出信号为  $s_m(t)$  ( $m=1, 2, 6, M$ ), 则有

$$s_m(t) = \gamma(t) \otimes \delta\left(t - \frac{m-1}{c} d \sin \theta\right) \quad (5)$$

$$y(t) = \sum_{m=1}^M s_m(t) \otimes \delta(t - D_m) \quad (6)$$

变换到频域:

$$S_m(f) = Y(f) \exp\left(-j2\pi f \frac{m-1}{c} d \sin \theta\right) \quad (7)$$

$$Y(f) = \sum_{m=1}^M S_m(f) \exp(-j2\pi f D_m) \quad (8)$$

其中  $\otimes$  表示卷积,  $c$  为信号传播速度,  $\theta$  为波达方向,  $\exp(-j2\pi f D_m)$  是第  $m$  个通道的复数权, 其中  $Y(f)$  是  $\gamma(t)$  的傅里叶变换。这里我们考虑对复数权的幅度也进行调整:

$$g_m^*(f) = c_m \exp(-j2\pi f D_m) \quad (9)$$

$$Y(f) = \sum_{m=1}^M g_m^*(f) \exp\left(-j2\pi f \frac{m-1}{c} d \sin \theta\right) \cdot Y(f) \quad (10)$$

所以 UWB 脉冲阵列的频域响应函数和空时二维输出可以定义为

$$b(\theta, f) = \sum_{m=1}^M g_m^*(f) \exp\left(-j2\pi f \frac{m-1}{c} d \sin \theta\right) \quad (11)$$

$$y(\theta, t) = \gamma(t) \otimes b(\theta, t) \quad (12)$$

$$b(\theta, t) = \int_{-\infty}^{\infty} b(\theta, f) e^{j2\pi f t} df \quad (13)$$

若在信号带宽范围内选择若干个频率点  $f_n$  ( $n=1, 2, 6, N$ ), 令矩阵  $\mathbf{H} = (h_{mn}) \in C^{M \times N}$ ,  $h_{mn} = g_m(f_n)$ , 那么矩阵  $\mathbf{H}$  的列向量可以看作阵列在某一频率点(可视为窄带)进行相位和幅度上加权的复数权向量。矩阵  $\mathbf{H}$  的行向量可视为相应阵元通道在这些频率上的频率响应。这就类似于连续正弦阵列的宽带波束形成器的原理, 从而表明 UWB 脉冲阵列也可以进行频域上的处理。若在每一个频点上使用普通方法(如 Bartlett)形成波束, 由式(11)-式(13)可知, 由于  $b(\theta, f_n)$  不同, 阵列输出会存在频率畸变, 对于 UWB 脉冲阵列, 这个问题显得更为严重(图 5)。为了解决这个问题, 在这里我们采用一组多速率滤波器来实现频率无畸变的阵列响应。

若式(11)中离散的阵元位置  $(m-1)d$  采用连续的位置坐标  $x$  来代替, 那么连续线性阵列对于方向为  $\theta$  的远场平面波的频率响应为

$$b(\theta, f) = \int_0^{x_{\max}} g(x, f) e^{-j2\pi f x c^{-1} \sin \theta} dx \quad (14)$$

其中  $g(x, f)$  是位置  $x$  的阵元通道频率响应特性。如果令  $g(x, f) = f \cdot \beta(fx)$ ,  $\beta(x)$  是任意绝对可积函数, 则很容易看出阵列的响应在一定的带宽内保持不变, 如下式所示:

$$b(\theta) = \int_0^{\xi_{\max}} \beta(\xi) e^{-j2\pi \xi c^{-1} \sin \theta} d\xi \quad (15)$$

其中  $\xi = fx$ ,  $\xi_{\max}$  的选择是使得在信号带宽内的  $f$  和阵列孔径内的  $x$  值, 满足  $f \cdot x \in [0, \xi_{\max}]$ 。

从式(14)中能够看出, 线性连续阵列的波束形成器响应和阵列孔径响应(即沿阵列孔径的不同位置处的频率响应)之间存在类似的傅里叶变换关系, 可以表示如下:

$$b(u, k) = \int_{-\infty}^{\infty} g(x, k) e^{jkxu} dx \quad (16)$$

$$g(x, k) = \frac{k}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} b(u, k) e^{-jkxu} du \quad (17)$$

其中  $k = 2\pi f/c$  为波数,  $u = \sin(-\theta)$ 。假设  $b_d(u; f_0)$  是位于  $f_0$  处的期望阵列响应, 即我们设计的目标是使得对于 UWB 信号, 不同频率处的阵列响应满足  $b(u, f) = b_d(u; f_0)$ 。因此代入到式(17)中即可求得  $g(x, f)$ :

$$g(x, f) = f\beta(fx) = fc^{-1} \int_{-\infty}^{\infty} b(u; f_0) e^{-j2\pi fc^{-1}xu} du \quad (18)$$

因此频率无畸变(frequency invariant)的波束形成器的每个通道滤波器的设计可以分成两部分: 初级滤波器  $H_m(f)$  和与位置无关的次级滤波器。记  $b_d(u) = b_d(u; f_0)$ , 初级滤波器  $H_m(f)$ , 也就是第  $m$  个通道滤波器的响应为

$$H_m(f) = c^{-1} \int_{-1}^1 b_d(u) e^{-j2\pi fc^{-1}x_m u} du \quad (19)$$

$x_m$  为离散阵元的位置坐标。次级滤波器具有频率特性  $f$  是个微分滤波器, 可用偶数长度奇对称的类型IV的FIR滤波器实现<sup>[12]</sup>。

不同位置的初级滤波器具有频率压缩关系, 不同位置的初级滤波器的冲击响应也有类似关系, 即

$$H_m(f) = H_1\left(f \frac{x_m}{x_1}\right) \quad (20)$$

$$h_m(n) = \frac{x_m}{x_1} h_1(n/x_1) \quad (21)$$

利用这个性质, 所有的初级滤波器都可以由一个参考滤波器推导得出。令  $x=1$  处的参考滤波器响应为

$$H_{\text{ref}}(f) = c^{-1} \int_{-1}^1 b_d(u) e^{-j2\pi fc^{-1}u} du \quad (22)$$

令  $t = c^{-1}u$ , 参考滤波器的冲激响应  $h_{\text{ref}}(t) = b_d(u) = b_d(ncT)$ 。可见对期望阵列响应直接采样, 可得参考滤波器的系数  $h_{\text{ref}}(n) = b_d(n)$ ,  $n = 1, 6, N$ 。同时也能够得出参考滤波器的采样周期为  $T = 2/cN$ 。由式(21)可知得第一个阵元位置的滤波器的抽头系数为

$$h_1(n) = \frac{1}{x_1} b_d(n/x_1) \quad (23)$$

采样周期或抽头延迟为  $T$ , 假设其阶数为  $L$ 。因此第  $m$  个阵元的滤波器响应可以  $h_1(n)$  表示出:

$$\begin{aligned} H_m(f) &= \sum_{n=0}^L h_1(n) \exp(-j2\pi f x_m n T / x_1) \\ &= \sum_{n=0}^L h_1(n) \exp(-j2\pi f T_m n) \end{aligned} \quad (24)$$

其中  $T_m = T x_m / x_1$  为第  $m$  个通道的滤波器抽头延迟。所以若使得不同阵元通道滤波器的抽头系数都相同, 那么所需数据的采样速率不同, 于是我们得到了一组多速率的滤波器  $H_m(f)$ 。所以只需对期望响应进行采样, 即可得到所有具有相同系数  $h_1(n)$  的初级滤波器, 每个初级滤波器的数据输入的采样周期为  $T_1 x_m / x_1$ 。图2显示了用于频率不变响应的多

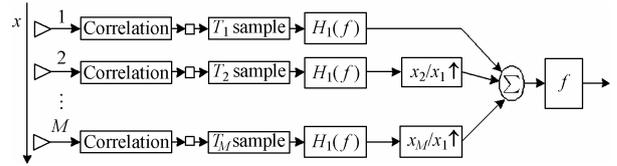


图2 多速率滤波器组实现的 UWB 阵列波束形成

速率滤波器组的框图。

对于均匀线性阵列, 若阵元排列为  $x_1 < x_2 < \dots < x_m < x_M$ , 且  $x_m/x_1 = p$  为整数, 整个滤波器组的采样速率依次降低, 那么所有阵元通道的数据都可以按照最高速率采样, 然后除了第1个通道外, 其余所有通道的数据在滤波前滤波器输入的数据分别进行整数倍的抽取。为了将同一时刻的数据累加在一起进行收集, 除了第1个滤波器外, 其它滤波器的输出分别再经过相同倍数的插值运算后累加到一起, 经过微分滤波器得到输出。若系统的后续处理对 UWB 脉冲保形要求的最低采样频率指标为  $f_s$ , 则所需要的最高采样速率为  $Mf_s$ , 因此对采样速率的要求比较高。

我们对均匀线阵列的传感器排列的另外一种选择方法为  $x_1 > x_2 > \dots > x_m > \dots > x_M$ ,  $x_m/x_1 = 1/p$ ,  $p$  为整数, 各个滤波器的输入数据的采样速率依次增高, 则可对所有通道的接收数据都按照基本速率  $f_s$  采样。根据式(24), 除了第1个滤波器之外, 其余通道的数据都要先进行多倍均匀插值后, 再作为滤波器的输入。滤波后的数据进行相同倍数的抽取, 相加收集后即可得到阵列输出, 如图3所示。虽然与上一种排列的先抽取滤波后插值的结果相同, 但是大大降低了采样开关频率的要求。

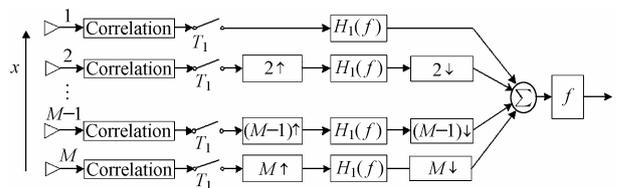


图3 多速率滤波器组实现的 UWB 阵列波束形成

速率滤波器组的框图。

基于空间重采样方法<sup>[10]</sup>中每一次快拍所需插值点数为  $M \times N$ ,  $N$  为子带数目, 应用到超宽带信号时, 需要的子带数目过多而运算量线性增加。而本文方法平均一次采样的插值点数为  $M(M-1)/2$ , 与子带数目无关, 当 UWB 信号所需的子带数目大于阵元数目时, 本文方法运算量也相对较小。另外与其它FI响应的空间插值方法比, 本文这里的插值是在时域进行, 插值精度跟阵元数目无关。值得注意的是, 连续不间断的时域插值虽然需要复杂的插值更新算法, 但考虑到 UWB 脉冲信号本身是不连续信号, 在接收下一个脉冲之前可以对上一个脉冲内的数据进行批处理插值, 这在实际中是完全可行的。所以本文方法更适合 UWB 脉冲信号的频率不变波束形成。因此这种实现频率不变响应的多速率滤波器组的方

法, 滤波器设计非常简单, 但是这种方法只适用于线阵, 并且对于非均匀阵元间距, 需要分数间隔插值, 运算量有较大上升, 系统复杂程度显著增加。

#### 4 仿真试验和性能分析

考虑一个均匀线性阵列接收 UWB 脉冲串的情况。阵元间距为  $d=7.5\text{cm}$ , 阵元数  $M=11$ , 假设信源位于  $r \gg 2(M-1)^2 d^2 / (\lambda_U + \lambda_L)$ , 近似满足远场源情景。使用式 (1) 中的 GGP 模型产生  $\alpha=1.5$ ,  $\Delta T=1\text{ns}$  的极窄 UWB 脉冲信号, 其经过相关接收后的时域波形如图 4 所示。

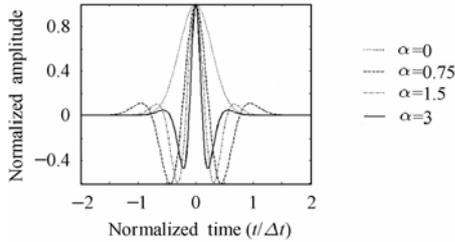


图 4 UWB 脉冲的自相关波形  
Fig.4 The correlation of UWB pulse

取  $[f_L, f_H]=[1.6\text{GHz}, 5.0\text{GHz}]$ , 在  $[f_L, f_H]$  内分成 9 个子带, 图 5 画出了这 9 个子带上的 Bartlett 波束图。可以看出, 不同的频率区间子带的阵列响应不相同, 并且随着频率的降低, 波束宽度增加。当波长  $\lambda > 2d$  的低频分量展宽了主瓣, 频率越低主瓣越宽; 波长  $\lambda < 2d$  的高频分量则产生了栅瓣, 频率越高栅瓣就越多。假设 UWB 脉冲阵列的期望响应都聚焦在波长为  $\lambda_0 = 2d$  的频率上, 即与频率为  $2.0\text{GHz}$  的波束图相同, 采用本文方法得到的波束指向 0 度的 UWB 脉冲阵列的响应如图 6 所示, 其中对 GGP 信号的采样频率为  $f_s = 120\text{GHz}$ , 滤波器组的输入进行数据抽取。图 7 则显示了采用本文多速率滤波方法的 UWB 脉冲阵列的空时二维输出。图 8 画出了经过多速率滤波后在频率-角度平面上的阵列响应, 波束指向为  $30^\circ$ , 图 9 则显示了各个频率分量合成后总的阵列响应, 其中对 GGP 信号的采样频率为  $f_s = 12\text{GHz}$ , 滤波器组的输入用  $\sin(2\pi t/T_m)/(\pi t)$  函数进行数据插值。次级滤波为 5 阶的微分滤波器。可以看出, 在整个带宽范围内的阵列在主瓣附近至相邻的栅瓣范围内的响应基本上相同, 越接近栅瓣各个频率成分的反应越不一致, 在频率响应的栅瓣处不能取得一致的响应。

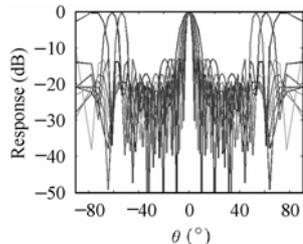


图 5 带宽内不同频率下的 UWB 阵列响应  
Fig.5 The response of different frequency of UWB array

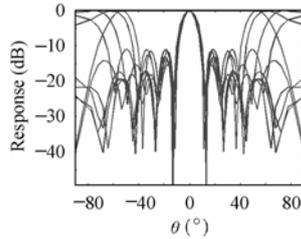


图 6 使用多速率滤波器  
的 UWB 阵列响应  
Fig.6 The response of  
UWB array by MRF

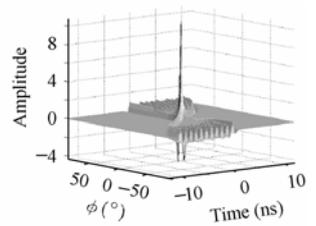


图 7 UWB 脉冲接收阵列  
的空时二维输出  
Fig.7 Space-time output  
of UWB pulse array

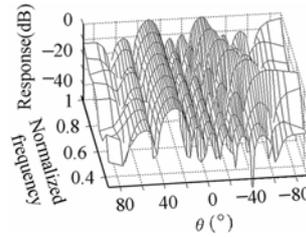


图 8 指向  $30^\circ$  的 UWB  
阵列响应  
Fig.8 The response of UWB  
array steering to  $30^\circ$

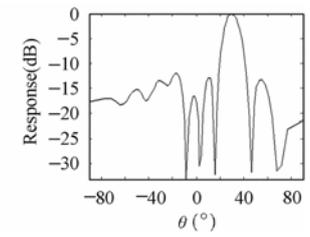


图 9 频率合成后的 UWB  
阵列响应  
Fig.9 The frequency compound  
response of UWB array

#### 5 结束语

随着超宽带脉冲无线电技术在雷达、通信领域的迅速发展, UWB 脉冲阵列的空时处理技术逐渐得到关注。本文研究了 UWB 脉冲阵列的波束形成原理, 从频域出发基于频率不变波束响应设计了一组多速率滤波器, 避开了时域处理中通道时延不易精确控制的问题, 实现了 UWB 脉冲信号的波束形成, 有效地克服了大带宽下的阵列响应的畸变问题。这种方法中滤波器的设计相当简单, 实现多速率滤波的途径可以为时域中的数据插值和抽取, 运算量与子带数目无关, 可以使用比较简单的时域插值算法, 因此非常适合 UWB 脉冲的空时处理。同时本文方法的多速率滤波的方法对于非脉冲的 UWB 信号也可应用, 但是只适用于线性阵列。仿真结果证明了本方法对于实现 UWB 脉冲空间接收的可行性和有效性。

#### 参考文献

- [1] Hussain M G M. Principles of space-time array processing for ultrawide-band impulse radar and radio communications. *IEEE Trans. on Vehicular Technology*, 2002, 51(3): 393-403.
- [2] Converse M, Bond E J, Hagness S C. Ultrawide-band microwave space-time beamforming for hyperthermia treatment of breast cancer: A computational feasibility study. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 2004, 52(8): 1876-1889.
- [3] Anderson F, Christensen W, Fullerton L. Ultra-wideband beamforming in sparse arrays, *IEE Proc.- Microwaves, Antennas and Propagation*, 1991, 138(4): 342-346.
- [4] Collins S A, Anderson B L, Liddle C. True time delay with binary

- time delay control for large arrays. in Proc.22nd Annu.. Antenna Applications Symp., Urbana, Sept. 1998: 845–849.
- [5] Foo S, Kashyap S. Time-domain array factor for UWB antenna array. *Electronics Letters*, 2003, 39(18): 561–562.
- [6] Dotlic I D. Minimax frequency invariant beamforming. *Electronics Letters*, 2004, 40(19): 1230–1231.
- [7] Ward D B, Kennedy R A, Williamson R C. Theory and design of broadband sensor arrays with frequency invariant far-field beam patterns. *J. Acoust. Soc. Amer.*, 1995, 97(5): 1023–1034.
- [8] Nordholm S E, Claesson I, Grbic N. Performance limits in subband beamforming. *IEEE Trans. on Speech and Audio Processing*, 2003, 11(3): 193–203.
- [9] Kennedy R A, Abhayapala T D, Ward D B. Broadband nearfield beamforming using a radial beampattern transformation. *IEEE Trans. on Signal Processing*, 1998, 46(8): 2147–2156.
- [10] 朱维杰, 孙进才. 基于阵列接收数据重采样的频率不变波束形成器. *自然科学进展*, 2002, 12(6): 669–672.
- [11] Tuan-Do-Hong, Russer P. Signal processing for wideband smart antenna array applications. *IEEE Microwave Magazine*, 2004, 5(1): 57–67.
- [12] 陈怀琛. 数字信号处理教程——MATLAB 释义与实现. 北京: 电子工业出版社, 2004: 250–252.
- 王 敏: 男, 1977 年生, 博士生, 从事雷达信号处理与检测、UWB 无线电技术和 UWB 系统等方面的研究.
- 杨淑媛: 女, 1978 年生, 讲师, 主要研究领域为多维信号和智能信息处理、多分辨尺度分析等.
- 吴顺君: 男, 1942 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究领域为雷达信号检测和处理、自适应信号处理、高速并行信号处理系统等.