

多载频 MIMO 雷达的一种新的信号处理方法

杨明磊 张守宏 陈伯孝 张焕颖

(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: 多载频 MIMO 雷达(Multi-Carrier MIMO radar)是指利用频率分集和空间分集的方法来实现发射信号正交的具有多个发射和多个接收天线的雷达系统, 该文研究了该体制雷达基于 Dechirp 处理实现距离高分辨的方法, 分析了 IFFT 相参合成法以及伪峰产生原因, 提出了一种新的处理方法——空域合成带宽法, 它将空域分散发射的多载频 LFM 信号, 先做 Dechirp 处理, 然后再将通道分离后的各路信号顺序时移拼接合成一个大带宽的 LFM 信号, 最后再对合成后的信号做 IFFT 处理以获得高分辨距离信息。它实现简单, 能够在不增加运算量的条件下有效的抑制伪峰, 并受目标运动影响小, 计算机仿真验证了这些结论。

关键词: 多载频 MIMO 雷达; 距离高分辨; IFFT 相参合成; 空域合成带宽

中图分类号: TN958.5

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2009)01-0147-05

A Novel Signal Processing Approach for the Multi-Carrier MIMO Radar

Yang Ming-lei Zhang Shou-hong Chen Bai-xiao Zhang Huan-ying

(National Lab of Radar Signal Processing, Xidian Univ., Xi'an 710071, China)

Abstract: Multi-carrier MIMO radar is a radar system with multiple transmitted antennas and multiple received antennas capitalizing on frequency diversity and spatial diversity to obtain orthogonality of transmitted signals and the methods based on the dechirp processing to obtain High Range Resolution (HRR) are studied in this paper. The IFFT coherent synthesis processing method and the excuse of spurious peaks are analyzed and then a novel signal processing method, Spatial Domain Synthetic Bandwidth (SDSB) approach, is proposed. The multiple carrier frequency LFM return signals transmitted spatially diversity are first deramped by the dechirp processing and then the individual channel signals after the channel separation are combined into an LFM signal with a larger bandwidth by time shift in sequence. Finally the IFFT processing is applied to the concatenated signal to achieve HRR. The approach can be implemented easily, can avoid the spurious peaks effectively without the addition of computation and has a slightly influence on the moving target. Finally the simulation results on the computer validate these conclusions.

Key words: Multi-carrier MIMO radar; High Range Resolution (HRR); IFFT coherent synthesis; Spatial Domain Synthetic Bandwidth (SDSB)

1 引言

MIMO 雷达是最近几年新提出的一个概念, 它能够以波形分集的方式来大大改善雷达的性能^[1-4], 而选择合适的波形是研究一种新体制雷达首先要解决的问题, 多载频信号以其容易产生和分离以及能够实现发射信号正交性的要求, 越来越引起研究者的注意。文献[1,2]研究的米波稀布阵综合脉冲孔径雷达(SIAR)采用均匀分布在两个圆周上的 N_e 个天线发射和 N_r 个天线接收, 发射信号采用不同载频、彼此相互正交的单频信号, 我们称这种利用频率分集和空间分集的方法来使发射信号正交的多发射多接收的雷达系统为多载频 MIMO 雷达(multi-Carrier MIMO radar), 它通过信号处理

形成发射和接收双程方向图, 可以同时为目标进行检测和跟踪。文献[3]研究了通过匹配滤波来实现这种雷达的距离高分辨问题, 并提出采用非均匀布阵、辅助阵列和 Round Robin 发射的方法来提高横向距离分辨率。文献[4]将这种雷达称为频率分集 LFM-MIMO 雷达, 并从模糊函数角度说明了旁瓣的类型以及抑制方法。文献[5-8]研究了调频步进频率信号的合成带宽处理方法, 分别采用了时域合成带宽法^[5,6]和频域合成带宽法^[7,8]。本文首先给出了多载频 MIMO 雷达的信号模型, 然后在分析 IFFT 相参合成处理方法伪峰产生原因的基础上, 将调频步进雷达中合成带宽的思想应用到多载频 MIMO 雷达中, 提出了一种新的信号处理方法——空域合成带宽法, 它能够在不增加运算量的情况下避免伪峰的出现。

2 信号模型

对于多载频 MIMO 雷达, 取信号形式为 LFM 脉冲, 则第

2008-01-11 收到, 2008-06-02 改回

2006 年教育部新世纪优秀人才支持计划项目(NCET-06-0856)和国家部委基金(51307050102)资助课题

k 个阵元的发射信号可写成

$$S_{ek}(t) = \text{rect}(t/T_e) \exp[j2\pi(f_k t + 0.5\mu t^2)], \quad 0 \leq t \leq T_e \quad (1)$$

其中 f_k 为第 k 个发射阵元的载频, $f_k = f_0 + c_k \Delta f$, f_0 为中心载频, c_k 为第 k 个阵元的发射信号频率编码 $c_k \in \{0, 1, \dots, N_e - 1\}$, μ 为调频斜率。当信号的调频带宽 B_u 不是很大时, 各阵元发射信号彼此都是正交的, 在空间叠加后不形成方向图, 即辐射能量在所有方向上均匀分布^[1,2], 这里取 $B_u = \Delta f$ 。

第 l 个接收阵元接收到距离 $R(= R_t + R_r)$ 处静止目标的回波信号为

$$\begin{aligned} S_{rl}(t) &= \sum_{k=1}^{N_e} S_{ek}(t - \tau) \\ &= \sum_{k=1}^{N_e} \text{rect}[(t - \tau)/T_e] \exp\{j2\pi[f_k(t - \tau) + 0.5\mu(t - \tau)^2]\} \end{aligned} \quad (2)$$

式中 τ 为第 k 个发射阵元-目标-第 l 个接收阵元之间的延时, 由于此处主要考虑距离高分辨问题, 忽略阵元之间的延时差, 并只考虑一路接收天线上的信号, 所以 $\tau \approx (R_t + R_r)/c$ 。在阵列不是太大的情况下, 各子阵接收信号包络近似相等。

信号处理时, 先做解调频(Dechirp)处理, 即将该信号与一个发射基准信号 $\text{rect}(t/T_e) \exp[j2\pi(f_0 t + 0.5\mu t^2)]$ 复混频, 可得基带信号为

$$S_B(t) = \sum_{k=1}^{N_e} \text{rect}[(t - \tau)/T_e] \exp\{j2\pi[c_k \Delta f t - \mu \tau t - f_k \tau + 0.5\mu \tau^2]\} \quad (3)$$

然后再对信号进行通道分离, 即分别与各发射阵元的频差项 $\exp(-2\pi c_k \Delta f t)$ 混频并低通滤波, 可分离出各路发射信号

$$\begin{aligned} S_k(t) &= \text{rect}[(t - \tau)/T_e] \exp[j2\pi(-\mu \tau t - f_k \tau + 0.5\mu \tau^2)], \\ k &= 0 \sim (N_e - 1) \end{aligned} \quad (4)$$

要想利用各路天线之间的带宽, 得到目标的高分辨距离信息可以采用多种处理方法, 可以先利用距离压缩(FFT)粗测目标距离, 然后再利用 IFFT 相参合成来实现距离高分辨。下面先简要回顾一下这种方法的处理过程, 并分析其存在的问题。

3 IFFT 相参合成法以及伪峰分析

对通道分离后的信号 $S_k(t)$ 作距离压缩处理(即FFT变换或IFFT变换), 可得

$$\begin{aligned} S_{rk}(f) &= \int_0^{T_e} \exp[j2\pi(-f_k \tau + 0.5\mu \tau^2)] \\ &\quad \cdot \exp(-j2\pi\mu \tau t) \exp(j2\pi f t) dt \\ &= \exp[j2\pi(-f_k \tau + 0.5\mu \tau^2)] \\ &\quad \cdot \exp[j\pi(f - \mu \tau)T_e] \frac{T_e \sin[\pi(f - \mu \tau)T_e]}{\pi(f - \mu \tau)T_e} \end{aligned} \quad (5)$$

对上式取模即可由sinc函数谱峰位置得到目标的粗测距

离, 每一个频谱采样点就对应着一定的粗测距离, 取目标所在粗测距离单元补偿多余相位 $\exp(j\pi\mu\tau^2)$, 并对该距离单元上所有通道的信号做 N_e 点的IFFT并取模, 可得

$$\begin{aligned} p(n) &= \left| A(f) \sum_{k=0}^{N_e-1} \exp\{j2\pi[-(f_0 + k\Delta f)\tau_{r0}]\} \exp\left\{j\frac{2\pi}{N_e} kn\right\} \right| \\ &= |A(f)| \left| \frac{\sin[\pi(n - N_e \Delta f R/c)]}{\sin[\pi(n - N_e \Delta f R/c)/N_e]} \right| \end{aligned} \quad (6)$$

式(6)即完成了一次相参合成处理。经过IFFT相参合成处理后, 理论上每个粗分辨单元中都可以综合出一个窄脉冲, 而且窄脉冲在其中的位置也是完全相同的, 但其幅度受函数 $A(f) = |T_e \sin[\pi(f - \mu\tau)T_e]/\pi(f - \mu\tau)T_e|$ 的调制, 这是由于频域采样而引起的。

本文称目标真实位置以外综合出来的窄脉冲为伪峰, 由于部分伪峰的幅度较高, 所以必须要对其进行抑制, 可通过提高目标粗分辨的精度和抑制粗分辨距离像的旁瓣来实现, 即通过提高各路天线的发射带宽 B_u 或者对距离压缩进行加权来抑制伪峰。但两种方法都存在一定的局限性, B_u 太大发射信号不再满足正交性要求, 信号处理时无法将发射信号分开, 而且最大不模糊距离也变小; 而加权处理可以抑制距离目标较远的伪峰, 但同时使粗测的距离脉冲展宽, 目标近处的伪峰反而提高了。为此本文提出了另外一种处理方法: 空域合成带宽法。

4 空域合成带宽法

其基本思想是将分散发射的多载频 LFM 信号, 先做 Dechirp 处理, 然后再将通道分离后的各路信号拼接成一个大带宽的 LFM 信号, 最后再对合成后的信号做 IFFT 处理以获得高分辨距离信息。由于利用的是空间不同天线发射信号的回波通道分离后来合成带宽的, 故称其为空域合成带宽法, 其处理示意图如图 1 所示。

图 1(a) 为大带宽的 LFM 脉冲信号, 其目标回波可表示为

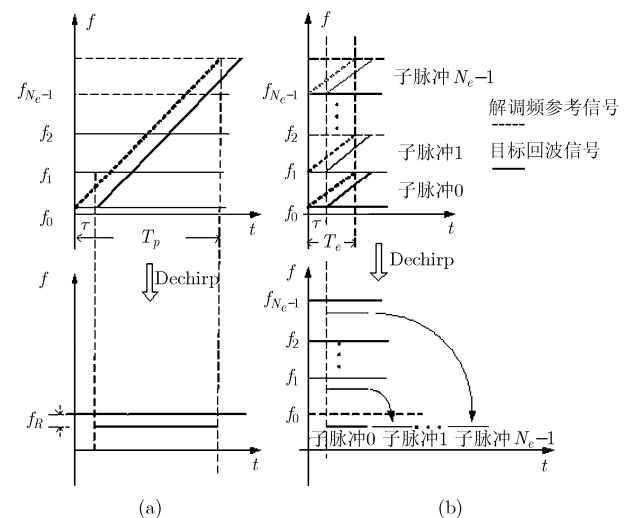


图 1 空域合成带宽法示意图

$$S_r(t) = \text{rect}[(t - \tau)/T_p] \exp[j2\pi(f_0(t - \tau) + 0.5\mu(t - \tau)^2)] \quad (7)$$

将目标回波信号与解调频参考信号混频并做去调频(Dechirp)处理后, 信号可表示为

$$S_r(t) = \text{rect}[(t - \tau)/T_p] \exp[j2\pi(-f_0\tau + 0.5\mu\tau^2 - \mu\tau t)], \quad 0 \leq (t - \tau) \leq T_p \quad (8)$$

若将带宽为 B 的 LFM 信号分成 N_e 个带宽相同的子脉冲, 每个子脉冲的脉冲宽度为 $T_e = T_p/N_e$, 带宽为 $B_s = B/N_e = uT_e = \Delta f$, 则划分后的目标回波可表示为

$$\begin{aligned} S_r(t) &= \sum_{i=0}^{N_e-1} \text{rect}[(t - iT_e - \tau)/T_e] \exp[j2\pi(-f_0\tau + 0.5\mu\tau^2 - \mu\tau t)], \quad iT_e \leq t \leq (T_e + iT_e) \\ &= \sum_{i=0}^{N_e-1} \text{rect}[(t_k - \tau)/T_e] \exp[-j2\pi\mu\tau(t_k + iT_e)] \cdot \exp[j\pi(\mu\tau^2 - 2f_0\tau)], \quad 0 \leq t_k \leq T_e \end{aligned} \quad (9)$$

图 1(b)为多载频 MIMO 雷达的回波形式, 由式(4)可知通道分离后的信号为

$$S_k(t) = \text{rect}[(t - \tau)/T_e] \exp[j2\pi(-\mu\tau t' - f_0\tau + 0.5\mu\tau^2)], \quad k = 0 \sim (N_e - 1) \quad (10)$$

其中 $t' = t + c_k T_e$, 取 $c_k = 0, 1, \dots, (N_e - 1)$, 因此将 N_e 路天线的信号顺序排列就可得式(9), 即拼接成一个调频带宽为 $B = N_e \Delta f$ 的宽带 LFM 信号去调频后的形式, 同时其脉冲宽度也相当于提高了 N_e 倍, 合成后的信号可表示为

$$S(t) = \text{rect}[(t - \tau)/N_e T_e] \exp[j2\pi(-\mu\tau t' - f_0\tau + 0.5\mu\tau^2)], \quad 0 \leq (t' - \tau) \leq N_e T_e \quad (11)$$

然后再对合成后的 LFM 信号做 IFFT 处理即可得到目标的精测距离信息,

$$\begin{aligned} S(f) &= \int_0^{N_e T_e} \exp[j2\pi(-f_0\tau + 0.5\mu\tau^2)] \cdot \exp(-j2\pi\mu\tau t') \exp(j2\pi f t') dt' \\ &= \exp[j\phi] \frac{N_e T_e \sin[\pi(f - \mu\tau)N_e T_e]}{\pi(f - \mu\tau)N_e T_e} \end{aligned} \quad (12)$$

其中 $\phi = 2\pi(-f_0\tau + 0.5\mu\tau^2) + \pi(f - \mu\tau)N_e T_e$, 由式(2)可知其距离分辨率为 $\delta R_s = c/(N_e u T_e) = c/(N_e \Delta f)$, 与 IFFT 相参合成法一样, 但这种方法在整个距离范围内一个目标只综合出一个窄脉冲, 从而消除了伪峰。

4.1 频谱拼接算法

该方法的关键是保证各路信号实现无缝拼接, 即保证合成带宽时不存在频谱重叠或泄漏, 因此每路天线的调频带宽 B_u 要不小于天线间的频率差 Δf 。当 $B_u > \Delta f$ 时, 各路天线间的频谱有重叠, 必须要对重叠的部分进行适当的处理才能完成信号频谱的无缝拼接, 本文将其称为频谱拼接算法, 借鉴步进频率成像的目标抽取算法^[9], 可以采用“同频谱舍弃法”、“同频谱累加法”等, 下面分析同频谱舍弃法的实现过程。

要想使各路信号实现无缝拼接, 则要满足 $B_L = \Delta f$, 其中 B_L 为拼接时每路天线利用的信号带宽, 而对 LFM 信号来

说 $B_L = \mu n T_s'$, n 为合成带宽时保留的采样点数, T_s' 为通道分离后各路信号的采样间隔, 则

$$n = \Delta f / (\mu T_s') = \Delta f \cdot n_{T_e} / B_u \quad (13)$$

其中 n_{T_e} 为信号在一个脉冲宽度 T_e 内的采样点数。选择合适的参数 $(\Delta f, n_{T_e}, B_u)$, 使每路信号保留点数 n 刚好为整数, 而将重叠的部分直接舍弃, 即可实现信号频谱的无缝拼接, 从而降低目标的伪峰(或者旁瓣)电平。

而当剩余点数 n 不是整数时, 就会存在频谱泄漏或者冗余, 这样会引起旁瓣的增大, 效果变差。当然我们可以将信号变换到频域来完成时移, 以避免非整数时移造成的误差, 但这样运算量就会大大增加。

4.2 运动目标分析

假设目标距离发射和接收站的初始距离和为 R_0 , 以速度 v_r 向发射站做匀速运动, 对于第 m 个扫频周期, 雷达时间可以表示成快时间(脉内时间) t_k 和慢时间(脉间时间) t_m 的组合, 即

$$t = t_m + t_k, \quad t_m = m T_r \quad (14)$$

则第 m 个脉冲回波延时为

$$\tau = \tau_0 - v_r t / c \quad (15)$$

将式(15)代入式(10)可得通道分离后第 i 路信号为

$$\begin{aligned} s_i(t_k, t_m) &= \text{rect}[\alpha(t_k - \tau' / \alpha) / T_e] \exp(j\pi u \tau'^2) \cdot \exp[j\pi u (\alpha^2 - 1) t_k^2] \exp(-j2\pi u \alpha \tau' t_k) \\ &\cdot \exp(-j2\pi f_0 \tau_0) \exp[-j2\pi i \Delta f (\tau_0 - v_r t_m / c)] \\ &\cdot \exp(j2\pi f_0 v_r t_m / c) \exp(j2\pi f_i v_r t_k / c) \\ &\approx \text{rect}[\alpha(t_k - \tau' / \alpha) / T_e] \exp(j\pi u \tau'^2) \exp[-j2\pi u \tau' t'] \\ &\cdot \exp(j2\pi f_0 v_r t_m / c) \exp(j2\pi f_i v_r t_k / c) \end{aligned} \quad (16)$$

其中 $\alpha = 1 + v_r / c$, $\tau' = \tau_0 - v_r t_m / c$, $t' = t_k + iT_e$, $\exp(-j2\pi u \tau' t')$ 为等效的合成带宽项, 而脉内多普勒项 $\exp(j2\pi f_i v_r t_k / c)$ 为关于 t_k 的多余相位项, 必须将其补偿后才能进行合成带宽。具体处理时, 可先将各路信号进行时移拼接, 然后对拼接后的各个周期的信号做相参积累, 由此可得目标的多普勒频率, 并利用其补偿脉内多普勒项 $\exp(j2\pi f_i v_r t_k / c)$, 最后做 IFFT 可得精确的目标距离信息。

4.3 时间复杂度比较

文本方法是要将 N_e 路信号通过时移合成一路后再做 IFFT, 因此它的运算量集中在最后一次 IFFT 运算上, 而且 IFFT 运算的点数将比较多, 假设滤波和频谱抽取后每路信号剩余点数为 N_L , 则合成带宽后一个周期内的总点数为 $N = N_e \times N_L$, 这样就需要做 N 点的 IDFT 或者取比 N 大并离其最近的 2 的整数次幂的 IFFT, 其计算的时间复杂度为 $O(N \log_2 N = N_e N_L (\log_2 N_e + \log_2 N_L))$; 而 IFFT 相参合成方法的运算量主要是 N_e 次 N_L 点的 FFT 和 N_L 次 N_e 点的 IFFT 之和, 故其时间复杂度为 $O(N_e N_L \log_2 N_L + N_L \cdot N_e \log_2 N_e)$, 比较可知两种方法的时间复杂度相当。

5 计算机仿真

这里以微波段的多载频MIMO雷达为例,取LFM脉冲信号的脉冲宽度 $T_e=450\mu\text{s}$, 脉冲重复周期 $T=512\mu\text{s}$, 调频带宽 $B_u=500\text{kHz}$, 发射天线取为32个, 天线间的频率间隔 $\Delta f=500\text{kHz}$, 这样可得到其粗测距离分辨率为 $\Delta R=c/B_u=600\text{m}$, 精测距离分辨率为 $\delta R_s=c/(N_e\Delta f)=18.75\text{m}$, 采样率 $f_s=40\text{MHz}$.

仿真实例1 假设有一个静止目标, 距离发射和接收站的距离和为 $R_0=30.123\text{km}$, 分别采用IFFT相参合成方法和合成带宽法进行处理, 结果如图2和图3所示。可以看出, 利用IFFT相参合成方法处理时, 除了目标的真实位置 30.123km 处有一窄脉冲外, 其余每隔一个粗分辨率单元 600m 也会产生一个窄脉冲, 而且伪峰较高, 最大伪峰的归一化幅度约为 $0.56(-5.0\text{dB})$, 而合成带宽结果的伪峰低很多, 最大伪峰的归一化幅度约为 $0.02(-33.6\text{dB})$, 说明合成带宽法能够很好地抑制伪峰。

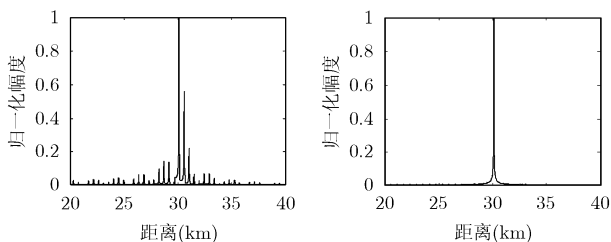


图2 IFFT相参合成法处理结果

图3 合成带宽法处理结果

仿真实例2 考虑3个目标的情况, 其中两个相距 50m , 距离和分别为 20.319km 和 20.369km , 第3个目标位于 22.369km 处, 将每个天线的调频带宽取为 $B_u=640\text{kHz}$, 其余参数不变, 根据式(13)可得到每个脉冲重复周期内的有效点数为50个, 采用同频谱舍弃法进行频谱拼接, IFFT前加汉明窗, 可得到结果如图4所示, 从图中可以看出两个距离很近的目标也能够分辨出来, 而且3个目标的幅度相差不是很大, 伪峰得到了有效的抑制, 最高旁瓣电平 -55dB , 证明了频谱拼接算法的有效性。

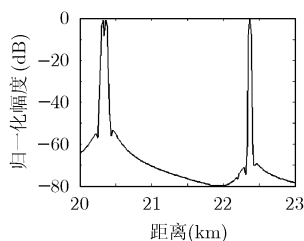


图4 3个目标情况仿真结果

仿真实例3 假设有一个运动目标, 距离发射和接收站的初始距离和为 $R_0=30.123\text{km}$, 相对速度和 $v_r=340\text{m/s}$,

波形参数同实例2, 输入信噪比为 -10dB , 取64个周期数据进行相参积累, 可得仿真结果如图5。由图5(a), 5(b)的距离-多普勒图可以得出目标的多普勒频率为 3388Hz , 与实际值 $f_d=V_r/\lambda_0=3400\text{Hz}$ 近似相等, 由于所取的积累周期数较少, 多普勒分辨率不高, 所以多普勒维的主瓣较宽。利用测得的多普勒信息补偿脉内多普勒项, 再做IFFT后可得目标的距离为 30.115km (图5(b)所示), 与目标真实位置相差 8m , 在半个距离分辨率单元内, 说明速度补偿的精度能够满足要求, 而且其距离旁瓣低于 -30dB , 噪声和伪峰也都得到了很好的抑制。

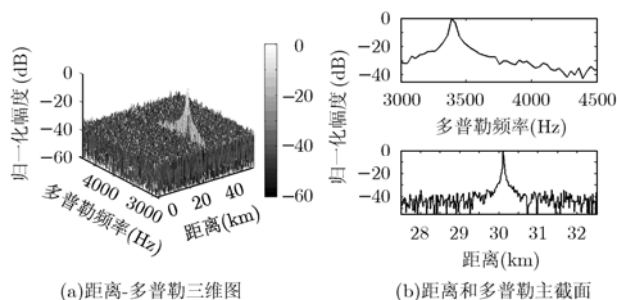


图5 运动目标仿真结果

6 结束语

多载频MIMO雷达将时域的频率步进转换为空域的频率分集, 有利于合成大带宽的信号实现距离高分辨, 本文参考调频步进雷达合成带宽的思想, 提出了一种新的实现距离高分辨的处理方法: 空域合成带宽法。仿真结果表明它实现简单, 能够在不增加运算量的条件下有效地抑制伪峰, 并受目标运动影响小。虽然文中的仿真实例是微波段的窄带信号, 但该方法同样适用于其他波段以及宽带情况下高分辨距离像的实现。

参考文献

- [1] 陈伯孝. SIAR及其四维跟踪处理等技术研究[D]. [博士论文], 西安: 西安电子科技大学, 1997.
Chen Bai-xiao. Researches on 4-dimensional tracking and long-time coherent integration for synthetic impulse and aperture radar[D]. [Ph.D. dissertation], Xi'an: Xidian University, 1997.
- [2] Chen Duo-fang, Chen Bai-xiao, and Zhang Shou-hong. Multiple-input Multiple-output radar and sparse array synthetic impulse and aperture radar. Proc. of 2006 CIE international conf. on radar, Shanghai, China, Oct. 2006: 28-31.
- [3] Dai Xi-zeng, Xu Jia, and Peng Ying-ning. High resolution frequency MIMO radar[C]. Proc. of the IEEE Conference on Radar, Waltham, MA, USA, 2007: 693-697.
- [4] Dai Xi-zeng, Xu Jia, Ye Chun-mao, and Peng Ying-ning.

- Low-sidelobe HRR profiling based on the FDLFM-MIMO radar. Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar, Huangshan, China, Nov. 2007: 132-135.
- [5] Lord R T and Inggs M R. High range resolution radar using narrowband linear chirps offset in frequency[C]. Proc. IEEE South African Symp. on Communications and Signal Processing, COMSIG'97, Grahamstown, South Africa, Sep. 1997: 9-12.
- [6] 白霞, 毛士艺, 袁运能. 时域合成带宽方法: 一种0.1米分辨率 SAR技术[J]. 电子学报, 2006, 34(3): 472-477.
Bai Xia, Mao Shi-yi, and Yuan Yun-neng. Time domain synthetic bandwidth methods: A 0.1m resolution SAR technique[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2006, 34(3): 472-477.
- [7] Wilkinson A J, Lord R T, and Inggs M R. Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum [C]. Proc. of the 1998 South African Symp. on Communications and Signal Processing, COMSIG '98. Rondebosch, Sep. 1998: 101-104.
- [8] 张焕颖, 张守宏, 邢孟道等. 高速运动目标的频域合成带宽方法[J]. 西安交通大学学报, 2007, 41(10): 1184-1187.
Zhang Huan-ying, Zhang Shou-hong, and Xing Meng-dao. Frequency domain synthetic bandwidth approach for high speed moving target. *Journal of Xi'an Jiaotong University*, 2007, 41(10): 1184-1187.
- [9] 李耽, 龙腾. 步进频率雷达目标去冗余算法[J]. 电子学报, 2000, 28(6): 60-63.
Li Dan and Long Teng. Target's redundance removed algorithms of step frequency radar[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2000, 28(6): 60-63.
- 杨明磊: 男, 1981年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达、综合脉冲孔径雷达及其实现.
- 张守宏: 男, 1938年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为雷达系统设计和雷达信号处理等.
- 陈伯孝: 男, 1966年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为新体制雷达系统设计、阵列信号处理、精确制导与目标跟踪等.