

基于子空间分解的毫米波导引头运动补偿方法

刘章孟,冯道旺,卢启中,周一宇

(国防科技大学电子科学与工程学院,湖南长沙 410073)

摘 要: 对毫米波导引头的高精度运动补偿能够极大地改善目标一维距离成像以及目标识别的效果.本文针对 Costas 频率编码脉冲体制导引头,通过引入具有较强噪声抑制能力的子空间分解思想,提出了一种利用多帧回波数据对导引头与目标的径向运动速度进行高精度估计的方法.此外,结合分解所得信号子空间的特殊结构,对新方法的计算效率进行了进一步优化.仿真结果验证了新方法的优越性能.

关键词: 毫米波导引头; 运动补偿; 子空间分解; 一维距离像

中图分类号: TN957; TN958 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2010) 12-2769-05

Motion Compensation for MMW Seeker Using Subspace Decomposition

LIU Zhang-meng, FENG Dao-wang, LU Qi-zhong, ZHOU Yi-yu

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: Effective motion compensation for MMW seeker helps to improve the performance of 1-D range profile formation and target recognition. This paper focuses on the motion compensation for the Costas frequency coded pulse seeker, and exploits multi-frame data to propose a high-precision velocity estimation method using subspace decomposition. The computational efficiency of the proposed method is then further improved by taking the special structure of the subspace. Numerical simulations are carried out to verify the satisfying performance of the proposed methods.

Key words: MMW seeker; motion compensation; sub-space decomposition; 1-D range profile

1 引言

各种新型反辐射导引头大多采用毫米波主动末制导体制,以改善导引头抗目标雷达关机的能力.另外,通过利用多个窄带子脉冲的叠加以增大发射信号的总体带宽,导引头的命中精度得到了进一步改善,甚至可以对各种战术目标(如飞机、坦克、装甲车等)成像^[1,2],以达到辨别真假目标和选择最佳命中部位的目的.

但由于实际的导引头和目标之间存在高速相对运动,这一运动往往会对一维距离成像效果产生很大的负面影响^[3].为了得到高质量的目标一维距离像,需要首先实时估计导引头与目标之间的相对运动速度,对回波数据进行运动补偿,然后才能进行后续的特征提取和目标识别等处理^[4~6].近年来仍有大量文献讨论利用频率编码子脉冲实现对运动目标的速度估计与补偿^[7~9],取得了较好的效果,但文献[7]所提出的方法分别需要对各帧内子脉冲的间隔进行设计,在一定程度上增加了工程应用的难度,文献[8]和[9]的研究以提高合成孔径雷达的成像质量为背景.

本文从 Costas 频率编码体制导引头的回波数据入手,利用预处理之后的多帧回波数据构造了一个以导引头-目标径向速度为未知参数的数据矩阵,然后借助子空间分解方法提出了一种高精度的速度估计方法.新方法的子空间分解过程极大地抑制了回波数据中加性噪声的影响,最终利用分解所得信号子空间和噪声子空间之间的正交性,通过一维搜索实现了对导引头-目标径向速度的估计.考虑到上述一维搜索过程具有较大的计算量,结合信号子空间所具有的特殊结构,本文另外提出了一种速度估计的快速实现算法.

2 导引头所接收的回波数据

毫米波 Costas 编码雷达的发射信号是一组载频 Costas 编码的相参脉冲序列,其数学表达式为:

$$x(t) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{i=0}^{N-1} u(t - iT_r) \exp(j2\pi f_i t) \quad (1)$$

其中, $u(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} \text{rect}\left(\frac{t - T/2}{T}\right)$, $f_i = f_0 + (c_i - 1)\Delta f$, c_i 为 Costas 序列, f_0 为初始载频, Δf 为跳频步长, N 为脉冲个

数, T 为脉冲宽度, T_r 为脉冲重复周期.

对于距离为 R 的静止目标, 经过 I 、 Q 正交双通道的混频、滤波及归一化综合处理, 可得第 i 个脉冲的目标回波信号的复包络输出为:

$$G_i = \exp\left(-j2\pi f_i \frac{2R}{C}\right) \quad (2)$$

当目标和雷达之间存在相对运动时, 式(2)表示的复包络相位有如下形式:

$$\varphi_i = -2\pi f_i \frac{2}{C} \left(R - vt - \frac{1}{2} at^2 \right) \quad (3)$$

其中 v 为目标与雷达的相对径向速度, a 为目标加速度, $t = iT_r + T/2 + 2R/C$ 为第 i 个回波脉冲的采样时刻.

已有分析结果表明: 当目标加速度大小满足式(4)时, 其对目标一维距离像的影响可以忽略^[7],

$$a \leq C/4N^2 T_r^2 f_0 \quad (4)$$

在上式中当各参数取典型值时, 通过计算可知, 各种实际信号环境中目标加速度对一维距离成像的影响都可以忽略^[10], 所以在大多数实际应用中只需分析径向速度的影响.

3 基于子空间分解的速度估计方法

3.1 回波数据预处理

如果不考虑加速度 a 的影响, 第 i 个脉冲回波经混频处理之后的包络相位可由下式表示:

$$\varphi_i = -2\pi(f_0 + c_i \Delta f) \frac{2}{C} \left[R - v \left((i-1) T_r + \frac{T}{2} + \frac{2R}{C} \right) \right] \quad (5)$$

对 N 个脉冲回波按原始脉冲频率从小到大排序, 得到整序之后的 N 个复包络相位分别为:

$$\varphi'_i = -2\pi(f_0 + i \Delta f) \frac{2}{C} \left[R - v \left((c'_i - 1) T_r + \frac{T}{2} + \frac{2R}{C} \right) \right] \quad (6)$$

其中 c'_i 是频率为 $f_0 + i \Delta f$ 的脉冲在原始 Costas 序列中的序号.

假设导引头连续发射了 M 帧 Costas 信号, 则对回波信号经过混频等处理之后得到 M 组 N 点长的离散信号序列:

$$s'_{m,i} = \exp\left\{-j2\pi(f_0 + i \Delta f) \frac{2}{C} \left[R - v \left(((m-1)N + (c'_i - 1)) T_r + \frac{T}{2} + \frac{2R}{C} \right) \right]\right\} \\ m = 1, 2, \dots, M; i = 1, 2, \dots, N \quad (7)$$

将上述 M 组信号序列相邻两组中的元素对应相除, 得到一组新的离散序列:

$$y_{m,i} = \frac{s'_{m+1,i}}{s'_{m,i}} = \exp\left\{j \frac{4\pi}{C} (f_0 + i \Delta f) v (NT_r)\right\} \\ m = 1, 2, \dots, M-1; i = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

预处理之后的离散序列按行排列成一个 $N \times (M-1)$ 维的数据矩阵:

$$\mathbf{Y} = \{y_{i,m}\}_{i=1,2,\dots,N; m=1,2,\dots,M-1} \quad (9)$$

其中

$$Y(i,:) = Y(1,:) \exp\left\{j \frac{4\pi}{C} (i-1) \Delta f (NT_r) v\right\} \quad (10)$$

$Y(i,:)$ 表示矩阵 \mathbf{Y} 的第 i 行.

这样, 感兴趣的目标运动速度信息就体现在矩阵 \mathbf{Y} 每一列的各个元素之间. 理想情况下, 数据矩阵 \mathbf{Y} 的各列元素相同, 但在实际应用中, 由于接收机会在接收信号回波的同时产生热噪声, 且不同帧数据上所附加的热噪声相互独立, 因此数据矩阵 \mathbf{Y} 各列元素所携带的信息具有较强的互补性, 需加以综合利用.

3.2 导引头-目标径向速度估计方法

基于接收数据协方差矩阵的子空间方法在传感器阵列系统的信息融合问题中已经得到了广泛应用, 其效果显著优于传统的 FFT 变换法. 但该方法需要对接接收数据的协方差矩阵进行特征值分解, 而上述数据矩阵 \mathbf{Y} 的行数 N 一般很大, 列数 $M-1$ 却较小, 因此对其协方差矩阵作特征值分解的计算量很大, 且数据量不充分. 所以有必要在计算协方差矩阵之前, 在保留参数信息的前提下对该数据矩阵按照某种规则进行重构.

记 $N = KL$, 对矩阵 \mathbf{Y} 以相邻的 L 行为单位共分割成 K 个单元, 然后将这 K 个单元阵按列顺次排列得到一个 $L \times (M-1)K$ 维的数据矩阵:

$$\bar{\mathbf{Y}} = [Y(1:L,:), Y(L+1:2L,:), \dots, Y((K-1)L+1:KL,:)] \quad (11)$$

其中 $Y(i:j,:)$ 表示矩阵 \mathbf{Y} 的第 i 至 j 行.

由于构成矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$ 的各子矩阵的各行之间存在如式(10)所示的相移关系, 因此矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$ 自身的各行之间也存在类似的关系, 即

$$\bar{Y}(i,:) = \bar{Y}(1,:) \exp\left\{j \frac{4\pi}{C} (i-1) \Delta f (NT_r) v\right\}, \\ i = 1, 2, \dots, L \quad (12)$$

记 $\phi = \frac{4\pi}{C} \Delta f NT_r v$, 则

$$\bar{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\phi} \\ \vdots \\ e^{j(L-1)\phi} \end{bmatrix} \bar{\mathbf{Y}}(1,:) \triangleq \mathbf{a}(\phi) \bar{\mathbf{Y}}(1,:) \quad (13)$$

其中 $\mathbf{a}(\phi) = [1, e^{j\phi}, \dots, e^{j(L-1)\phi}]^T$.

可见矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$ 是一个秩-1 矩阵, 且向量 $\mathbf{a}(\phi)$ 是其协方差矩阵非零特征值所对应的特征向量. 因此, 借助高精度的子空间分析方法就能从 $\bar{\mathbf{Y}}$ 的协方差矩阵中解算出 ϕ , 进而估计导引头与目标的相对运动速度 v .

数据矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$ 的协方差矩阵为:

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{Y}}} = \bar{\mathbf{Y}}\bar{\mathbf{Y}}^H = (\bar{\mathbf{Y}}(1, :))\bar{\mathbf{Y}}^H(1, :)) \mathbf{a}(\phi)\mathbf{a}^H(\phi) \quad (14)$$

对 $\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{Y}}}$ 进行特征值分解,得到与向量 $\mathbf{a}(\phi)$ 相对应的信号子空间 \mathbf{U}_s 以及与之正交的噪声子空间 \mathbf{U}_n ,

$$\mathbf{R}_{\bar{\mathbf{Y}}} = [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n] \begin{bmatrix} \rho & \\ & \boldsymbol{\Sigma}_n \end{bmatrix} [\mathbf{U}_s \quad \mathbf{U}_n]^H \quad (15)$$

其中 $\mathbf{U}_s = \frac{1}{\sqrt{L}}\mathbf{a}(\phi)$, $\mathbf{U}_n^H\mathbf{U}_s = \mathbf{0}_{(M-2) \times 1}$, $\boldsymbol{\Sigma}_n = \mathbf{0}_{(L-1) \times (L-1)}$, $\rho = L\bar{\mathbf{Y}}(1, :)\bar{\mathbf{Y}}^H(1, :)$.

在实际应用中,由于数据矩阵 $\bar{\mathbf{Y}}$ 会受到测量噪声等因素的影响,因此只能得到噪声子空间的估计值 $\hat{\mathbf{U}}_n$. 对相位 ϕ 的估计需要通过判断其不同取值情况下相应的向量 $\mathbf{a}(\phi)$ 与 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 之间的正交性来实现,

$$\hat{\phi} = \arg \max_{\phi} \frac{1}{\mathbf{a}^H(\phi)\hat{\mathbf{U}}_n\hat{\mathbf{U}}_n^H\mathbf{a}(\phi)} \quad (16)$$

在估计出相位 ϕ 之后,进一步可以得到导引头与目标相对径向速度,

$$\hat{v} = \frac{\hat{\phi}}{(4\pi/C)\Delta f N T_r} \quad (17)$$

利用式(16)实现对相位 ϕ 的估计的过程中,需要在 $[-\pi, \pi]$ 范围内关于相位 ϕ 进行一维搜索,该过程的计算量是较大的.特别是当速度估计精度要求较高时,对应的搜索步长也会相应减小,搜索计算量进一步增大.

3.3 速度估计的快速实现

为了避免该搜索过程,以下利用向量 $\mathbf{a}(\phi)$ 的特殊结构,提出一种高效的对相位 ϕ 和速度 v 进行估计的方法.

设由实际数据得到的信号子空间估计值为 $\hat{\mathbf{U}}_s$,则

$$\hat{\mathbf{U}}_s = \frac{1}{\sqrt{L}} \times [1 \quad e^{j\phi} \quad \dots \quad e^{j(L-1)\phi}]^T \quad (18)$$

取 $\hat{\mathbf{U}}_s$ 的前 $L-1$ 和后 $L-1$ 个元素分别构成向量 $\hat{\mathbf{U}}_{s1}$ 和 $\hat{\mathbf{U}}_{s2}$,即

$$\hat{\mathbf{U}}_{s1} = \hat{\mathbf{U}}_s(1:L-1) = \frac{1}{\sqrt{L}} \times [1 \quad e^{j\phi} \quad \dots \quad e^{j(L-2)\phi}]^T \quad (19)$$

$$\hat{\mathbf{U}}_{s2} = \hat{\mathbf{U}}_s(2:L) = \frac{1}{\sqrt{L}} \times [e^{j\phi} \quad e^{j2\phi} \quad \dots \quad e^{j(L-1)\phi}]^T \quad (20)$$

则 $\hat{\mathbf{U}}_{s1}$ 与 $\hat{\mathbf{U}}_{s2}$ 之间满足:

$$\hat{\mathbf{U}}_{s2} = \hat{\mathbf{U}}_{s1} e^{j\phi} \quad (21)$$

因此, ϕ 可按如下方法得到:

$$\phi = \text{angle}\{(\hat{\mathbf{U}}_{s1}^H \hat{\mathbf{U}}_{s1})^{-1} \hat{\mathbf{U}}_{s1}^H \hat{\mathbf{U}}_{s2}\} \quad (22)$$

进一步地,依据式(17)也可以估计出导引头与目标的相对径向速度 \hat{v} .

该快速算法用少量简单的乘法运算取代了新方法

的一维搜索过程,其计算效率与新方法相比具有显著提高,以下简要分析 3.2 节和 3.3 节所提出的两种方法的计算量.

3.4 新方法的计算量分析

上述两种速度估计方法都需要对相邻帧回波数据进行相除预处理,然后对预处理之后的回波数据重构矩阵的协方差进行特征值分解,最后采取相位搜索和数值计算两种不同的方法求出导引头与目标的相对速度,两种方法的大部分计算量都集中在复数乘法运算中.其中除法运算的计算量为 $(M-1)N$ 次复乘,求协方差矩阵及特征分解过程的计算量为 $L^2(M-1)K + O(L^3) = (M-1)NL + O(L^3)$ 次复乘.

最后的径向速度估计步骤中,3.2 节方法的计算量取决于所要达到的速度估计精度,设为 Δv ,对应的相位估计精度为 $\Delta\phi = ((4\pi/C)\Delta f N T_r)\Delta v$,对相位进行遍历搜索时间间隔应取为 $2\Delta\phi$,因此搜索过程中需要测试的离散相位点数为 $2\pi/(2\Delta\phi) = C/(4\Delta f N T_r \Delta v)$,而测试每个相位对应的向量 $\mathbf{a}(\phi)$ 与 $\hat{\mathbf{U}}_n$ 之间的正交性时需要 L^2 次复乘.综上所述,3.2 节中速度估计方法所需要的复数乘法总次数为 $(M-1)(L+1)N + O(L^3) + L^2 C/(4\Delta f N T_r \Delta v) \approx L^2 C/(4\Delta f N T_r \Delta v)$,这一约等号成立的原因在于前两个步骤的计算量远小于第三个步骤的计算量,例如当各参数取第四部分仿真实验中的典型值,即 $M=5$, $N=64$, $L=8$, $\Delta f=10\text{MHz}$, $T_r=40\mu\text{s}$,而速度估计精度取为 0.1m/s 时,前两项之和为 10^3 量级,而第三项约为 2×10^5 ,可见计算量主要集中在第三步运算中.

而 3.3 节中方法直接借助数值运算估计导引头与目标的相对速度,所需要的计算量为 $2L$ 次复数乘法,与前两个步骤的计算量相比可以忽略,因此 3.3 节中用于速度估计的数值计算法的总计算量约为 $(M-1)(L+1)N + O(L^3)$,远小于 3.2 节中方法的计算量.

3.5 无模糊测速范围

无模糊测速范围是速度估计方法的另一个重要指标,新方法的无模糊测速范围取决于对相位 ϕ 的无模糊估计范围.考虑到由式(16)得到的相位 ϕ 的取值区间为 $[-\pi, \pi]$,由速度估计式(17)可知无模糊测速范围为:

$$\left[\frac{-\pi}{(4\pi/C)\Delta f N T_r}, \frac{\pi}{(4\pi/C)\Delta f N T_r} \right] = \left[-\frac{C}{4\Delta f N T_r}, \frac{C}{4\Delta f N T_r} \right]$$

与文献[7]中的速度估计方法相比,本文方法的无模糊测速范围扩大了 $M-1$ 倍,因而具有更强的环境适应能力.

4 仿真实验

假设毫米波导引头发射信号的最低频率 $f_0=35\text{GHz}$,相邻离散频率点间隔 $\Delta f=10\text{MHz}$,脉冲重复周期 $T_r=40\mu\text{s}$,脉冲宽度 $T=100\text{ns}$,导引头共利用 5 帧连

续回波数据进行运动补偿,每帧数据中包含 64 个样点,即发射信号总带宽为 640MHz,每帧内各脉冲频率按统一的 Costas 体制编码.在式(11)的矩阵重构过程中,取 $L=8$.采用一维搜索法进行速度估计时,取离散相位间隔为 0.0001 弧度,对应于速度间隔约为 0.093m/s,满足一般工程应用中所需要的测速精度.

以下通过两组仿真实验分别考查新方法(记为“一维搜索法”)及其快速实现算法(记为“数值算法”)的测速偏差和均方根误差随径向速度和信噪比的变化情况.测速偏差和均方根误差利用如下方法统计得到:

$$v^{bias} = \frac{1}{J} \sum_{j=1}^J (\hat{v}_j - v)$$

$$v^{RMSE} = \sqrt{\frac{1}{J} \sum_{j=1}^J (\hat{v}_j - v)^2}$$

其中 J 为每组实验的蒙特卡罗仿真次数, v 为导引头-目标径向速度的真实值, \hat{v}_j 为第 j 次实验的速度估计结果.

(1) 设导引头所接收到的目标回波数据的信噪比为 20dB,当导引头与目标之间的径向运动速度从 100m/s 到 500m/s 变化时,由 1000 次蒙特卡罗仿真实验得到两种新方法对径向速度估计的偏差和均方根误差如图 1 所示.

图 1(a) 表明本文所提出的新方法对导引头-目标相对速度的估计偏差随径向速度增大而略有增大,但这一偏差与均方根误差相比较小,考虑到部分测速偏差可能由仿真实验次数的有限性所引入,可以认为本文所提出的测速方法是近似无偏的.图 2(b) 表明新方法的测速均方根误差基本不随导引头-目标相对速度

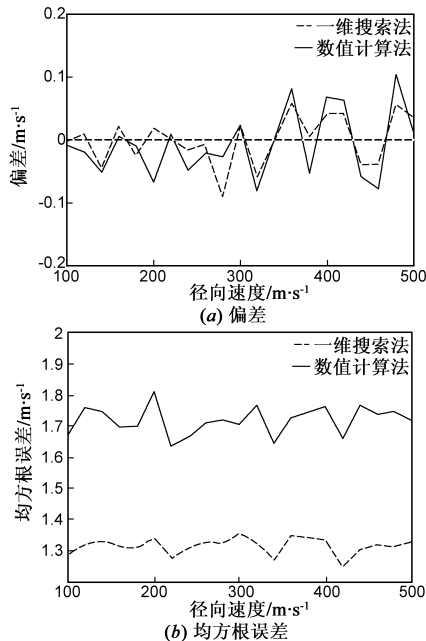


图1 导引头-目标径向速度变化时速度估计偏差和均方根误差

变化,说明新方法对这一相对速度具有较强的适应能力;此外,一维搜索法的测速均方根误差低于数值算法,说明一维搜索法在计算效率相对较低的同时,其测速精度优于数值算法.

(2) 设导引头与目标之间的径向运动速度保持 200m/s 不变,导引头所接收到的目标回波数据的信噪比从 10dB 到 30dB 变化,由 1000 次蒙特卡罗仿真实验得到两种新方法对径向速度估计的偏差和均方根误差如图 2 所示.

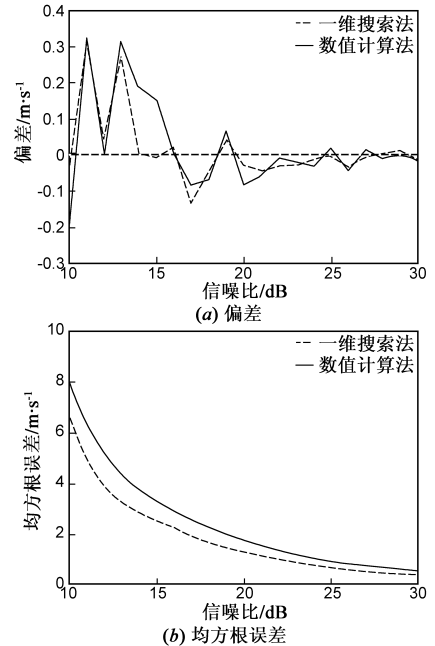


图2 回波信噪比变化时速度估计偏差和均方根误差

图 2 中仿真结果表明,在回波信噪比从 10dB 逐渐增大到 30dB 的过程中,两种测速新方法的速度估计偏差和均方根误差都呈下降趋势,但测速偏差的收敛曲线存在一定的随机波动.考虑到不同信噪比条件下的测速偏差与相应的均方根误差相比可以忽略,且上述仿真结果都是由有限次仿真统计得到的,可以认为,新方法及其快速实现算法均能实现对导引头-目标径向速度的无偏估计,且计算量相对较大的一维搜索法的速度估计均方根误差略小于数值算法.

仿真过程中还对两种方法的运算时间进行了统计.仿真所使用的计算机的 CPU 为 Core 2 E6300,内存为 2G,统计得到在每个信噪比和径向速度典型取值条件下,一维搜索法完成 1000 次仿真所需要的平均时间为 83.4s,单次仿真运算平均时间小于 0.1s;数值算法所需要的平均时间为 0.905s,单次仿真运算平均时间小于 1ms.而在本部分所设置的仿真参数条件下,导引头接收到连续 5 帧回波数据的时间约为 12.8ms,因此一维搜索法只适用于导引头-目标相对速度较小,不需要对回波数据进行连续处理的场合.而数值算法的计算

效率比一维搜索法提高了近 100 倍,能满足大多数实际处理需求.

5 结束语

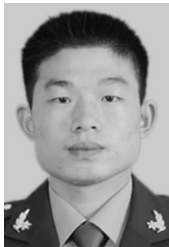
本文通过将子空间分解方法引入到对导引头回波数据的处理过程中,提出了一种估计导引头-目标径向速度的新方法,并结合分解所得信号子空间的特殊结构,提出了新方法的一种快速实现算法.仿真结果表明,新方法及其快速实现算法能够实现对导引头-目标径向速度的无偏估计,且速度估计均方根误差保持在较低水平,能够满足实际运动补偿过程对该速度精度的需求.对比新方法的两种实现算法,数值计算法的计算效率显著优于一维搜索法,在节约硬件资源和缩短处理时间方面具有显著优势,而其速度估计性能只是在一维搜索法的基础上略有下降,因此该方法具有较大的实际应用前景.

参考文献:

- [1] D R Wehner. High Resolution Radar[M]. Boston, MA: Artech House, 1994. 197 - 237.
- [2] Carriere R, et al. High resolution radar target modeling using a modified Prony estimator[J]. IEEE Transactions on Antennas and propagation, 1992, 40(1): 13 - 18.
- [3] 陈行勇,等.微动目标合成距离像数学分析[J].电子学报, 2007, 35(3): 585 - 589.
Chen Hang-yong, et al. Mathematics of synthesizing range profile of target with micro-motion[J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(3): 585 - 589. (in Chinese)
- [4] Chen K M, et al. Radar target discrimination by convolution of radar returns with extinction pulses and single-mode extraction signals[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 1986, AP-34(7): 896 - 904.

- [5] Moony J E, et al. Robust target identification in white Gaussian noise for ultra wide-band radar systems[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 1998, 46(12): 1817 - 1823.
- [6] Kim K T, et al. Efficient radar target recognition using the MUSIC algorithm and invariant features[J]. IEEE Trans Antennas Propagat, 2002, 50(3): 325 - 337.
- [7] Chen H, et al. A new approach for synthesizing the range profile of moving targets via stepped-frequency waveforms[J]. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2006, 3(3): 406 - 409.
- [8] Jeong H, et al. Application of subarray averaging and entropy minimization algorithm to stepped-frequency ISAR autofocus[J]. IEEE Transactions on Antennas and Propagation, 2008, 56(4): 1144 - 1154.
- [9] Gao Z, et al. Experimental results on ISAR imaging with stepped-frequency waveform[J]. Electronics Letters, 2009, 45(1): 77 - 79.
- [10] 刘静,等.毫米波 Costas 编码雷达动目标一维距离像运动补偿[J].红外与毫米波学报, 2005, 24(5): 344 - 347.
Liu J, et al. Motion compensation for 1-D range profile of moving target in MMW Costas frequency hopped radar[J]. J Infrared Millim Waves, 2005, 24(5): 344 - 347. (in Chinese)

作者简介:



刘章孟 男, 1984 年生, 国防科学技术大学电子科学与工程学院博士研究生, 主要研究方向为阵列信号处理.
E-mail: zm_liur@sohu.com

冯道旺 男, 1975 年生, 国防科学技术大学电子科学与工程学院副研究员, 主要研究方向为无源定位技术.