

一种星载 ATF-GMTI 系统最优基线设计方法

杨 垒, 王 彤, 保 铮

(西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 陕西西安 710071)

摘 要: 为提高星载 ATF-GMTI 系统灵敏度和防止卫星碰撞, 卫星间距一般较远, 盲速问题比较突出, 严重影响系统动目标检测性能. 设计沿航向基线以获得优化的速度响应是星载系统需要研究的重要问题. 本文以获得最优速度响应为目的, 在对单颗星接收天线进行子阵分割的基础上, 首先推导了理想杂波假设下系统输出信杂噪比的表达式, 进而提出了最优基线设计方法, 最后计算机仿真验证了该方法的有效性.

关键词: 沿航迹干涉; 地面运动目标检测; 输出信杂噪比

中图分类号: TN957 文献标识码: A 文章编号: 0372-2112 (2009) 06 1175-05

An Optimization Method of Baseline for Spaceborne ATF-GMTI System

YANG Lei, WANG Tong, BAO Zheng

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

Abstract: The Spaceborne ATF-GMTI system is made up of several satellites equipped with Synthetic Aperture Radar. The space between satellites must be big enough to acquire high sensitivity and avoid collision. However, the long baseline brings on blind velocity and worsens the GMTI performance. It is an important problem to determinate the length of the along track baseline for an ATF-GMTI system. Basing on splitting the whole aperture into multiple sub-apertures, this paper investigates the design method of optimum velocity response. Firstly, the output signal-to-clutter plus noise ratio expression of the system is derived, and then the way of designing optimum velocity response is presented. Finally, computer simulation results validate its effectiveness.

Key words: along track interferometric; ground moving target indication; output SCNR

1 引言

星载合成孔径雷达(SAR)系统可以不受国界限制地对地面、海面进行全天时、全天候的反复观测, 具有广阔的应用前景, 受到了广泛重视. 地面运动目标检测(GMTI)是星载 SAR 系统的一项重要任务^[1,2].

由于孔径长度的限制, 单一平台的 GMTI 系统很难获得理想的最小可检测速度(MDV)^[3]. 分布式小卫星容易获得长的沿航向基线, 从而改善了系统的最小可检测速度, 逐渐成为星载 GMTI 技术的重要研究方向^[4-6]. 然而, 长的沿航向基线带来了大量盲速, 使系统的速度响应变差. 传统参差法利用若干长度互质的基线能够达到解盲速的目的. 然而, 人们总是在一定信噪比和杂噪比情况下结合杂波抑制算法来评判系统速度响应的, 而传统参差法则没有考虑这些因素. 并且, 对于基线数目较多的情况, 传统参差法求解基线长度将变得非常复杂. 实际上, 将单颗星上多个接收孔径间的短基线和卫星间长基线相结合可以明显改善系统速度响应. 在对单星接

收天线进行子阵分割的基础上, 结合杂波抑制算法设计基线长度以获得最优的 GMTI 检测性能, 是本文研究的重点.

在考虑系统输入信噪比和杂噪比的前提下, 本文首先对理想杂波假设下系统输出信杂噪比的表达式作了详细的推导. 以获得最优速度响应为目的, 提出了一种最优基线的设计方法. 最后, 计算机仿真验证了本方法的有效性.

2 理想杂波情况下系统的输出信杂噪比

首先我们分析一下进行干涉处理的天线间距对系统速度响应的影响. 在这里我们采取相位中心偏置技术^[7](DPCA)进行杂波抑制, 并且暂不考虑运动目标的散焦. 定义以下参数: λ 为信号波长, V 为天线平台速度, V_r 为动目标径向速度, d 为两天线等效相位中心间距. 则目标运动造成的干涉相位为 $\varphi = \frac{4\pi V_r}{\lambda V}d$. 通常, 对应像素相减方法的速度响应可由 $|1 - e^{j\varphi}|$ 简单表示. 图 1

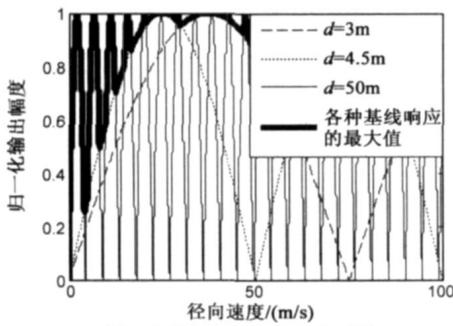


图1 不同基线速度响应对比

为不同基线长度下 $|1 - e^{j\varphi}|$ 的归一化值, 设 $\lambda = 0.03\text{m}$, $V = 7500\text{m/s}$. 为了反映短基线速度响应的趋势, 我们把速度范围取的比较大. 从图 1 中可以看出, 基线 d 越长, 系统对径向速度越敏感, MDV 就越小, 而盲速点就越多; d 越短, 虽然盲速点变少, 但系统对径向速度不敏感, 低速响应变差. 如果同时存在三个基线长度, 我们可以对不同基线速度响应做取大处理, 得到速度响应如图 1 粗实线所示. 由此可见, 长、短基线结合对改善速度响应是有效的, 短基线可以减小盲速的数目, 而长基线有利于获得小的 MDV.

要获得多的基线数目, 增加卫星是最直接的办法, 但也会增加系统成本. 在系统卫星数目较少的情况下, 我们可以通过对单颗星上接收天线进行子阵分割的方法获得短基线. 分割后的子天线相对于原天线面积变小, 其接收的回波成像后像素单元内的信噪比降低. 但是, 所有子天线的总面积并没有改变, 所以经过合理的相干处理后, 系统输出信杂噪比并没有减小. 下面推导在单星接收天线进行不同子阵分割的情况下, 对 SAR 图像进行杂波抑制后, 输出信杂噪比与基线长度的关系.

2.1 大天线任意均匀分块

本文论述的信号分量指运动目标回波, 并假设成像后运动目标散焦现象不严重(系统分辨率较低, 散焦后的运动目标限制在一个像素内). 杂波分量指地面静止物体回波, 信噪比、杂噪比指成像后每个像素单元内的信噪比、杂噪比. 设系统由 M 颗卫星组成, 卫星上分割前的天线称为大天线, 子阵分割后的小天线称为子天线. 其中某 1 副大天线全孔径发射, 第 m 副大天线均匀分成 N_m 副小天线接收. 卫星排列及天线分割如图 2 所示, O 代表小天线的相位中心, \times 代表发射天线的发射相位中心. 设每副大天线成像后像素的信噪比为 SNR, 杂噪比为 CNR. 这样, 第 m 颗卫星上小天线的信

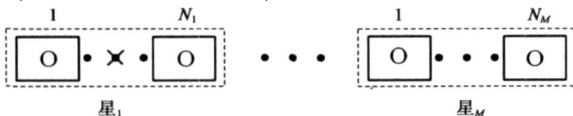


图2 卫星排列及天线分块示意图

噪比、杂噪比分别变为 $\frac{\text{SNR}}{N_m}$ 、 $\frac{\text{CNR}^{[3]}}{N_m}$, $m = 1, \dots, M$.

假设固定杂波理想化, 对成像后的复图像进行通道均衡、图像配准和相位补偿^[8]后, 杂波加噪声的第 i 个复像素模型可以用下式表示:

$$X_i = C_i + N_i = \alpha_i \left[\underbrace{\sqrt{\frac{1}{N_1}} \dots \sqrt{\frac{1}{N_1}}}_{\text{第1部大天线分成 } N_1 \text{ 块}} \dots \underbrace{\sqrt{\frac{1}{N_M}} \dots \sqrt{\frac{1}{N_M}}}_{\text{第M部大天线分成 } N_M \text{ 块}} \right]^H + [n_1 n_2 \dots n_P]^H \quad (1)$$

其中, H 为共轭转置, $P = \sum_{m=1}^M N_m$ 为子天线总块数, α_i 为杂波回波复振幅, n_i 为子天线通道的噪声电平, 定义 $\frac{E[|\alpha_i|^2]}{E[|n_i|^2]} = \text{CNR}$ 为杂噪比, 表示大天线全孔径接收成像后像素的杂波功率强度与噪声功率强度之比, $E[\cdot]$ 表示数学期望, 一般用独立同分布样本进行空间平均代替. 此处 X_i, C_i, N_i 均为 $P \times 1$ 矢量. 由于杂波和噪声不相关, 且接收机噪声水平与分块无关, 则杂波加噪声协方差矩阵可写为

$$R = E[X_i X_i^H] = R_C + R_N = \text{CNR} \begin{bmatrix} \left[\frac{1}{N_1} \right]_{N_1 \times N_1} & \dots & \left[\frac{1}{N_1} \right]_{N_1 \times N_M} \\ \dots & \ddots & \dots \\ \left[\frac{1}{\sqrt{N_M N_1}} \right]_{N_M \times N_1} & \dots & \left[\frac{1}{N_M} \right]_{N_M \times N_M} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & & & 0 \\ & 1 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & 1 \end{bmatrix}_{P \times P} \quad (2)$$

运动目标的信号可表示为:

$$S = \beta \cdot S_{st} = \beta \cdot a_t \odot S_t = \beta \left[\underbrace{\sqrt{\frac{1}{N_1}} \dots \sqrt{\frac{1}{N_1}}}_{N_1} \dots \underbrace{\sqrt{\frac{1}{N_M}} \dots \sqrt{\frac{1}{N_M}}}_{N_M} \right]^H \odot \left[\underbrace{e^{j\varphi_1} \dots e^{j\varphi_{N_1}}}_{N_1} \dots \underbrace{e^{j\varphi_{N_1+N_2}} \dots e^{j\varphi_P}}_{N_M} \right]^H \quad (3)$$

假设运动目标回波复振幅 β 在各路图像里均相同, S_{st} 为考虑天线增益的运动目标导向矢量, a_t 为子天线增益矢量, S_t 为运动目标的归一化导向矢量. 定义 $\frac{E[|\beta|^2]}{E[|n_i|^2]} = \text{SNR}$ 为信噪比, 表示天线全孔径接收时运动目标功率强度与噪声功率强度之比. 运动目标干涉相位为 $\varphi_i = \frac{4\pi V_r}{\lambda V} d_i$, $i = 1, \dots, P$, d_i 为第 i 个小天线相位中心到发射天线相位中心的位移, \odot 为 Hadamard 积. 则最优权矢量^[9]可由下式计算:

$$W = \mu R^{-1} S_{st} \quad (4)$$

理论输出信杂噪比可以表示如下:

$$SCNR_o = \frac{(W^H S)^2}{W^H R W} \quad (5)$$

2.2 大天线采用相同的分块结构

假设所有大天线均匀分成相同块数, 即 $N = N_1 =$

$N_2 = \dots = N_M$. 则所有小天线的信噪比、杂噪比为 $\frac{SNR}{N}$ 、

$\frac{CNR}{N}$. 杂波加噪声协方差矩阵可以简化为

$$R = \frac{CNR}{N} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & & 1 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{P \times P} + \begin{bmatrix} 1 & \dots & 0 \\ \vdots & 1 & \vdots \\ 0 & \dots & 1 \end{bmatrix}_{P \times P} \quad (6)$$

其中, P 仍为子天线总块数. 运动目标信号可简化为:

$$S = \beta \sqrt{\frac{1}{N}} \cdot [e^{j\varphi_1} e^{j\varphi_2} \dots e^{j\varphi_P}]^H \quad (7)$$

由矩阵求逆引理^[10]可得:

$$\begin{aligned} R^{-1} &= (R_N + R_C)^{-1} = (R_N + \gamma \gamma^H)^{-1} \\ &= R_N^{-1} - \frac{R_N^{-1} \gamma \gamma^H R_N^{-1}}{1 + \gamma^H R_N^{-1} \gamma} \\ &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & \\ \vdots & \\ 0 & 1 \end{bmatrix} - \frac{CNR}{N + CNR \cdot P} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 1 & \dots & 1 \\ 1 & 1 & & 1 \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ 1 & 1 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (8) \end{aligned}$$

其中, γ 表示长度为 P 的全 1 矢量, 则多天线处理的最优权矢量可以表示为:

$$W = \mu R^{-1} S_{st} = \mu S_{st} - \frac{\mu CNR \cdot \sum S_{st}}{N + CNR \cdot P} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (9)$$

从上式可以看出, 最优权矢量可以分成两部分: 第一部分使信号获得最大信噪比, 第二部分使杂波获得最大杂噪比, 两部分加权求和以获得最大输出信杂噪比.

系统的输出信杂噪比可以表示如下:

$$\begin{aligned} SCNR_o &= \frac{SNR \cdot \mu}{\mu \nu} \left\{ S_{st} - \frac{CNR \cdot \sum S_{st}}{N + CNR \cdot P} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ \vdots \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\}^H S_{st} \\ &= \frac{SNR}{N} \cdot \left[P - \frac{CNR}{N + CNR \cdot P} \cdot \left| \sum_{i=1}^P e^{j\varphi_i} \right|^2 \right] \quad (10) \end{aligned}$$

从上面的推导可以看出, 无论长短基线, 其长度都会直接影响协方差矩阵结构, 进而影响系统的输出信杂噪比, 因此, 我们可以利用这个关系搜索基线长度以

获得最优的速度响应.

3 基线搜索步骤

在天线子阵分割确定 (即结构确定) 的情况下, 卫星间的沿航向基线长度直接影响星载 SAR-GMTI 系统的速度响应. 为了衡量速度响应的优劣, 在设计沿航向基线时, 可以考虑以下准则: (1) 在我们感兴趣的范围内, 输出信杂噪比小于某一检测门限的速度为盲速; (2) 使感兴趣的速度范围内盲速区间比例最小的基线配置为最优基线.

针对不同的天线分割情况, 我们可以分别运用式 (2.10) 或式 (2.1) 到式 (2.5) 计算系统对不同速度目标的输出信杂噪比, 进而对基线的性能进行响应评估. 最优基线配置的搜索流程可以用图 3 简要说明.

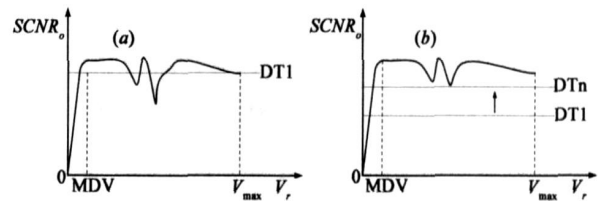


图3 基线搜索示意图

首先设定系统的 MDV、最大径向速度 V_{max} 、信噪比、杂噪比和检测门限 DT1. 然后, 在 MDV 到 V_{max} 区间内计算每种基线配置下系统的输出信杂噪比曲线, 并找出最优速度响应对应的基线配置. 如果最优基线对应的速度响应在 MDV 至 V_{max} 区间内的某些速度上小于检测门限 DT1, 则此基线即为系统最优基线, 如图 3(a) 所示. 如果最优基线对应的速度响应在 MDV 至 V_{max} 区间内均大于检测门限 DT1, 则逐步提高检测门限至 DTn 继续搜索, 直到出现盲速点或者 MDV 大于设定的 MDV, 此时的基线配置为最优基线, 如图 3(b) 所示.

4 仿真试验结果

仿真参数如表格 1 所示. 卫星间距定义为大天线相位中心间距. 为了防止碰撞, 卫星之间的距离不能小于 50m. 假定天线工作在正侧视情况, 如果卫星间距过大, 则会出现各天线波束照射区域重合部分过小的情况, 所以我们取 150m 为卫星间距的上限. 约定卫星 1、2 间距为 d_1 、卫星 2、3 间距为 d_2 . 最小可检测速度 MDV 规定为 0.5m/s, 最大径向速度 V_{max} 规定为 15m/s. 下面分不均匀分块和均匀分块两大构型进行仿真.

表 1 仿真参数

卫星数目	CNR (dB)	SNR (dB)	卫星速度 (m/s)	大天线方位长度 (m)	卫星间距范围(m)	波长(m)
3	15	15	7500	9	50~150	0.03

4.1 不均匀子阵分割

4.1.1 子阵分割构型一

假设卫星 1、2 的大天线均匀分成 3 个子天线, 每块子天线长度为 3m; 卫星 3 的大天线均匀分成 2 块, 每个小天线长度为 4.5m. 图 4 表示的是在 0.5m/s ~ 15m/s 内所有输出信杂噪比小于 15dB 的速度范围与总速度范围的比值. 在搜索过程中, 我们发现在感兴趣的速度区间内存在盲速区. 可以看出, $d_1 = 76\text{m}$, $d_2 = 50\text{m}$ 为此种天线构型下最优基线配置.

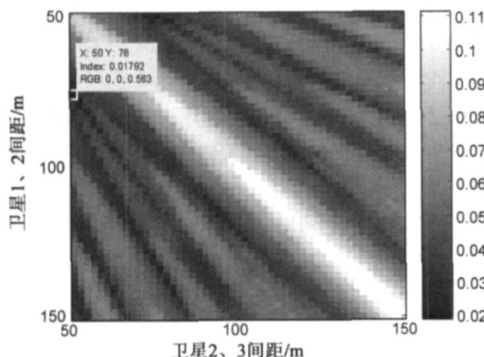


图4 卫星1、2的大天线均匀分成3个子天线, 卫星3大天线2等分, 基线配置搜索结果

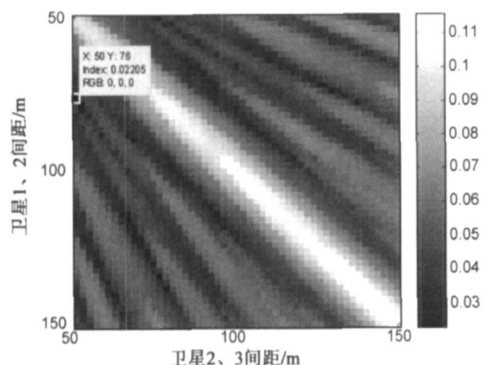


图5 卫星1的大天线均匀分成3个子天线, 2、3的大天线2等分, 基线配置搜索结果

4.1.2 子阵分割构型二

假设卫星 1 的大天线均匀分成 3 个子天线, 每个子天线长度为 3m; 卫星 2、3 的大天线均匀分成 2 块, 每块小天线长度为 4.5m. 这种天线配置同样出现上一小节的情况, 所以图 5 的搜索结果同样以 15dB 作为检测门限. 据图我们可以看出, 此种天线构型下最优基线配置同样为 $d_1 = 76\text{m}$, $d_2 = 50\text{m}$.

4.2 均匀子阵分割

4.2.1 子阵分割构型三

假设卫星 1、2、3 的大天线均匀分成 2 个小天线, 每个小天线长度为 4.5m. 这种分块情况下, 总是存在一个盲速区, 只能在规定的速度区间内搜索最优基线. 搜索结果如图 6 所示. $d_1 = 76\text{m}$, $d_2 = 50\text{m}$ 为此种天线构型下

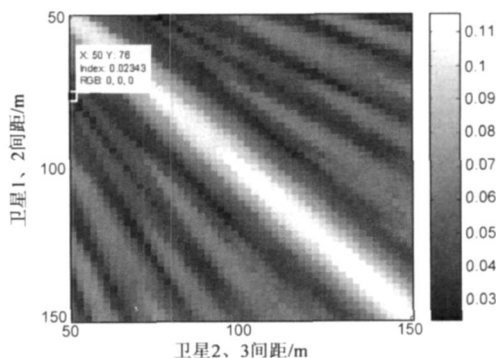


图6 卫星1、2、3的大天线均匀分成2个子天线, 基线配置搜索结果

最优基线配置.

4.2.2 子阵分割构型四

假设卫星 1、2、3 都均匀分成 3 块, 每块长度 3m. 在这种天线配置情况下, 检测门限定为 15dB 时, 刚好没有盲速. 搜索结果如图 7 所示. $d_1 = 78\text{m}$, $d_2 = 50\text{m}$ 为此种天线构型下最优基线配置.

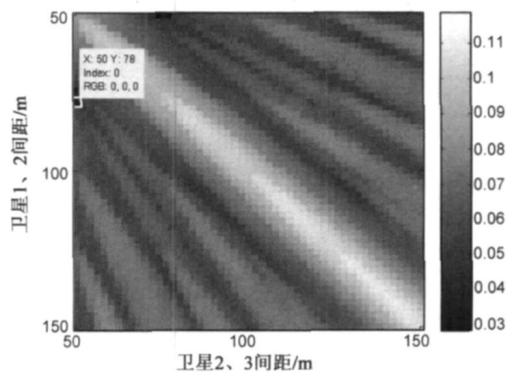


图7 卫星1、2、3的大天线均匀分成3个子天线, 基线配置搜索结果

图 8 是按照 4 种天线构型的最优基线配置画出的输出信杂噪比曲线. 其中, 数字 1、2、3 对应卫星的大天线. 可以看出, 前 3 种分块情况对于系统的输出信杂噪比影响没有很大的区别, 第 4 种分块情况可以保证系统没有盲速. 从图中我们还可以看出, 通过将天线进行子阵分割和基线优化设计, 可以明显改善系统的速度响应.

由于我们采取了相干处理的方法, 消除了分块大小不同造成的输入信杂噪比的差别, 所以系统的空间自由度在速度响应的决定上占了主要地位. 从图 8(b) 我们可以看出, 3 等分的配置由于拥有最多的空间自由度, 性能最好, 而第 3 种情况的空间自由度最少, 性能最差. 另外, 将每个大天线均匀分成 3 块, 每个子天线大小相同还有利于通道间的一致性, 所以我们选取情况 4 的基线配置作为本例的最优基线.

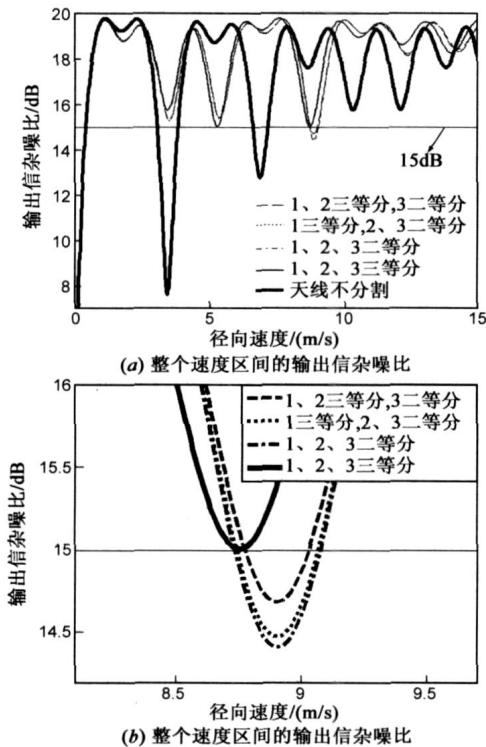


图8 不同最优基线配置情况下输出信杂噪比

5 结论

地面运动目标检测是星载 SAR 系统的一个重要应用. 由于单星单天线 SAR 系统存在最小可检测速度过大和测速困难等缺点, 多星多天线系统已经成为一个重要的发展趋势. 设计沿航向基线长度使系统的速度响应达到最优, 是星载 SAR 系统设计必须面对的问题. 本文通过推导星载 SAR-GMTI 系统的输出信杂噪比表达式, 提出了一种最优基线的设计方法, 并通过计算机仿真验证了其有效性.

参考文献:

- [1] Cerutti Maori D, Ender J. Performance analysis of multistatic configurations for spaceborne GMTI based on the auxiliary beam approach[J]. IEE Proceedings Radar Sonar and Navigation, 2006, 153(2): 96–103.
- [2] Delphine J, Cerutti Maori D, Ender J. An approach to multistatic spaceborne SAR/MTI processing and performance analysis [A]. Proceedings IGARSS[C]. Toulouse: IGARSS, 2003. 4446

– 4449.

- [3] Hovanessian S A, Jovic L B. Spaceborne radar design equations and concepts [A]. IEEE Aerospace Conference [C]. USA: IEEE, 1997. 125–136.
- [4] Martin M, Klupar P, Kilberg S, Winter J. Techsat 21 and revolutionizing space missions using microsatellites [A]. 15th American Institute of Aeronautics Astronautics Conference [C]. USA: AIAAC, 2001. 1–10.
- [5] Massonnet D. Capabilities and limitations of the interferometric cartwheel [J]. IEEE Trans Geosci Remote Sens, 2001, 39(3): 506–520.
- [6] Aguttes J P. The SAR train concept: required antenna area distributed over N smaller satellites, increase of performance by N [A]. Proceedings IGARSS [C]. Toulouse: IGARSS, 2003. 542–544.
- [7] Wang H. Mainlobe clutter cancellation by DPCA for space based radars [A]. IEEE Aerosp Applications Conference Digest [C]. Crested Butte, CO, USA, 1991. 1–28.
- [8] Yang L, Wang T, Xing M, et al. A new channel equalization method for airborne multi channel SAR GMTI system [A]. 1st Asian and Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar [C]. Huangshan: APCSAR, 2007. 271–274.
- [9] Brennan L, Reed I S. Theory of adaptive radar [J]. IEEE Trans on Aeros and Electro Syst, 1973, 9(2): 237–253.
- [10] 张贤达. 矩阵分析与应用 [M]. 北京: 清华大学出版社, 2004.

作者简介:



杨 垒 男, 1981 年 12 月生于河北鹿泉, 现为西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室博士生, 研究方向: 地面运动目标检测和合成孔径雷达成像.
E-mail: being758@163.com

王 彤 男, 1974 年 3 月生于陕西西安, 西安电子科技大学教授, 研究方向: 阵列信号处理和空时二维自适应信号处理.
E-mail: twang@mail.xidian.edu.cn

保 铮 男, 1927 年 12 月生于江苏南通, 西安电子科技大学教授、博士生导师、中国科学院院士、中国电子学会会士, 研究方向: 雷达信号处理.