

改进的对角加载自适应脉冲压缩算法

孔令讲, 罗美方

(电子科技大学电子工程学院 成都 610054)

【摘要】 自适应脉冲压缩算法是一种有效的旁瓣抑制方法, 有利于消除大目标对邻近弱小目标的湮没影响。该文提出了一种改进的自适应脉冲压缩算法, 利用对角加载技术抑制噪声, 改善信噪比, 提高自适应脉冲压缩算法的旁瓣抑制能力。仿真结果表明了该方法的有效性, 与现有的自适应脉冲压缩算法相比, 该方法的旁瓣抑制效果得到很大的改善, 且有更高的输出信噪比。

关键词 自适应脉冲压缩; 对角加载; 距离旁瓣; 旁瓣抑制

中图分类号 TN958.3

文献标识码 A

doi:10.3969/j.issn.1001-0548.2010.06.011

Modified Adaptive Pulse Compression Based on Diagonal Loading

KONG Ling-jiang and LUO Mei-fang

(School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China Chengdu 610054)

Abstract Adaptive pulse compression technique is an efficient technology to mitigate the effects of side-lobes. In this paper, a modified adaptive pulse compression algorithm is proposed, which utilizes diagonal loading technology to compress noise, improve signal-to-noise ratio, and enhance the capability of suppressing the side-lobes. The simulation results manifest that the modified adaptive pulse compression is superior to the conventional adaptive pulse compression algorithm.

Key words adaptive pulse compression; diagonal loading; range side-lobe; side-lobe suppression

在多目标环境中, 旁瓣会湮没邻近弱小目标, 引起目标的丢失。为了提高雷达分辨多目标的能力, 必须抑制旁瓣。抑制旁瓣的有效方法就是对信号进行加权(加窗), 但是这种旁瓣抑制是以信噪比损失及距离分辨力变坏为代价的^[1]。文献[2]提出的最小均方滤波(LS)法以及后来的最小均方误差(LMS)法和递归最小平方(RLS)法等均采用适配滤波器, 但是适配滤波器好的性能有时受限于几类特定波形, 更容易被检测到^[2-3]。文献[4]研究了距离自适应CLEAN算法及改进的CLEAN算法, 通过减去大目标的影响而非置空实现。文献[5-6]提出了一种新的旁瓣抑制技术——自适应脉冲压缩(adaptive pulse compression, APC)算法, 其核心是基于最小均方误差准则, 利用真实的接收信号, 自适应地为每个距离单元估计最佳滤波器, 抑制距离旁瓣, 提高对邻近距离单元弱小目标的检测能力; 相对于匹配滤波和最小二乘估计等方法, APC算法在多目标环境中是一个稳健的滤波器方法, 可以很好地抑制旁瓣, 且有较高的多普勒容限, 同时也避免了LS算法由于模型适配所带来的错误估计, 导致旁瓣抑制能力降

低和SNR的损失。而且自适应脉冲压缩算法较好的旁瓣抑制能力得到了很好的验证和应用^[7-8]。

目前已有的APC算法的权向量是通过对方差矩阵直接求逆得到的最优值, 因此必须要求协方差矩阵是正定的, 从而保证它是可逆的。因为病态矩阵不能进行矩阵求逆, 所以文献[6]采用压制距离单元功率估计的动态范围, 避免了接收数据协方差矩阵的病态问题; 但是由于该算法估计得到的已经不是距离单元的功率, 就引起了协方差矩阵估计误差, 由此得到的旁瓣水平较高, 降低了算法性能^[9-11]。

本文提出了一种改进的自适应脉冲压缩算法, 该算法在协方差矩阵的对角分量加上一个固定的量值, 改变矩阵的特征值分布, 减小最大特征值和最小特征值间比值, 即特征值分散减小, 有效地降低了协方差矩阵病态的机率; 同时还降低了协方差矩阵特征值相应产生的随机噪声, 达到抑制旁瓣的作用。该改进的自适应脉冲压缩算法采用的是对角加载技术, 所以将该算法简称为DL-APC(adaptive pulse compression based on diagonal loading)。

收稿日期: 2009-05-27; 修回日期: 2010-05-24

作者简介: 孔令讲(1974-), 男, 副教授, 主要从事信号检测与估计、穿墙雷达、微多目标检测方面的研究。

1 基于对角加载的自适应脉冲压缩算法

1.1 自适应脉冲压缩算法

若 $s = [s(0) \ s(1) \ \dots \ s(N-1)]^T$ 是发射信号的采样形式, 则回波信号 N 点采样 $y(m) = [y(m) \ y(m+1) \ \dots \ y(m+N-1)]^T$ 可以表示为:

$$y(m) = A^T(m)s + v(m) \quad (1)$$

式中

$$A(m) = \begin{bmatrix} x(m) & x(m+1) & \dots & x(m+N-1) \\ x(m-1) & x(m) & 0 & \dots \\ \dots & 0 & 0 & x(m+1) \\ x(m-N) & \dots & x(m-1) & x(m) \end{bmatrix}$$

为一个 $N \times N$ 的矩阵; $x(m)$ 为第 m 个距离单元的冲激响应; $y(m) = [v(m) \ v(m+1) \ \dots \ v(m+N-1)]^T$; $v(m)$ 为第 m 个距离单元的噪声; v 为加性噪声。

经典的脉冲压缩第 m 个距离单元的脉压输出 $x_{MF}(m)$ 可表示为:

$$x_{MF}(m) = s^H y(m) \quad (2)$$

式中 $m = 1, 2, \dots, M$; $x_{MF}(m)$ 是第 m 个距离单元的脉冲压缩输出; s 和 $y(m)$ 的表示同上。

递归最小均方误差算法中, 用自适应脉冲压缩滤波器 $w(m)$ 替代发射信号 s , 得到MMSE代价函数为:

$$J(m) = E[|x(m) - w^H(m)y(m)|^2] \quad (3)$$

假设各距离单元的冲激响应不相关, 且与噪声统计独立, 式(3)对 $w(m)$ 求导并令其等于0, 则求得 $w(m)$ 的最优解为:

$$w_{opt}(m) = R_{yy}^{-1}(\rho(m)s) \quad (4)$$

式中 $\hat{\rho}(m) = |\hat{x}(m)|^2$ 为当前距离单元的功率估计; $\hat{x}(m) = w^H(m)\hat{y}(m)$ 为当前距离单元的距离像估计; $R_{yy} = E[y(m)y^H(m)] = C(m) + R$ 为当前距离单元回波的协方差矩阵; $C(m)_{N \times N} = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(m+n)s_n s_n^H$; R 是一个 $N \times N$ 大小的噪声协方差矩阵。

在初始化后开始第一次迭代时, 假设所有距离单元的脉压输出幅度相等, 无噪声干扰, 则APC滤波器可近似为:

$$w_0 = \left[\sum_{n=-N+1}^{N-1} s_n s_n^H \right]^{-1} s \quad (5)$$

式中 $s_2 = [0 \ 0 \ s_0 \ \dots \ s_{N-3}]^T$; $s_{-2} = [s_2 \ \dots \ s_{N-1} \ 0 \ 0]^T$ 。

从式(4)可以看到, 权系数 $w(m)$ 的求解需要对

接收波形的协方差矩阵求逆, 但是由于回波是随机信号, 因此受噪声影响回波的协方差矩阵可能为病态的, 从而不能求逆获得最佳权值。

文献[6]采用压制距离单元功率估计的动态范围, 即用 $\hat{\rho}(m) = |\hat{x}(m)|^\alpha$ 代替 $\hat{\rho}(m) = |\hat{x}(m)|^2$ 估计各个距离单元的功率避免矩阵的病态, 其中 $1 \leq \alpha \leq 2$ 。可以得到APC滤波器:

$$w(m) = \hat{\rho}(m) \hat{R}_{yy}^{-1} s \quad (6)$$

式中 $\hat{R}_{yy} = \hat{C}(m) + R$; $\hat{C}(m) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \hat{\rho}(m+n) s_n s_n^H$ 。

1.2 基于对角加载的APC算法

对角线加载技术是一种抑制小特征值影响的有效方法, 在协方差矩阵的对角线上加上一个固定量, 保证对角加载矩阵是可逆的, 不管协方差矩阵是否奇异。因此, 通过适当地选择加载量, 可有效地解决矩阵的病态问题^[10-12]。

因为对角加载是在协方差矩阵的主对角线上人为地加入些白噪声, 所以对接收信号协方差矩阵进行对角加载就相当于在协方差矩阵上再加上一个对角矩阵, 则得到修正矩阵:

$$R'_{yy} = R_{yy} + \lambda I = C(m) + R + \lambda I \quad (7)$$

又因为APC算法模型中采用的是高斯白噪声, 噪声协方差矩阵 R 可以写成:

$$R = \delta_n^2 I \quad (8)$$

式中 δ_n^2 是噪声的功率; I 是单位矩阵。可以通过改变噪声协方差矩阵来实现对角加载。把式(8)代入式(7)得到:

$$R'_{yy} = C(m) + \delta_n^2 I + \lambda I \quad (9)$$

将式(9)简化, 得:

$$R'_{yy} = C(m) + \beta I \quad (10)$$

式中 $\beta = \delta_n^2 + \lambda$ 称之为对角加载因子, 其值一般是噪声功率的10倍^[12]。

对角加载本质上是将滤波器中的协方差矩阵用一个对角加载的协方差矩阵来代替。也就是用式(10)的 R'_{yy} 代替式(4)中的 R_{yy} , 于是有APC滤波器:

$$w(m) = \rho(m)(C(m) + \beta I)^{-1} s \quad (11)$$

为便于区分, 分别对由式(4)、式(6)和式(11)求权值的APC算法进行命名, 式(4)求权系数称为APC算法, 式(6)称为 α -APC滤波器, 式(11)称为DL-APC滤波器。APC滤波器的输出表示为:

$$x(m) = \hat{w}(m)^H y(m) = (\hat{\rho}(m) \hat{R}_{yy}^{-1} s)^H y(m) \quad (12)$$

若对回波协方差矩阵进行特征分解, 可将式(12)表示为:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(m) &= \hat{\rho}(m) \mathbf{s}^H \sum_{i=1}^N \frac{\mathbf{u}_i \mathbf{u}_i^H}{\lambda_i} \mathbf{y}(m) = \\ &\hat{\rho}(m) \sum_{i=1}^N \frac{(\mathbf{s}^H \mathbf{u}_i)(\mathbf{u}_i^H \mathbf{y}(m))}{\lambda_i} \end{aligned} \quad (13)$$

式中 $\mathbf{s}^H \mathbf{u}_i$ 表示 \mathbf{s} 和 \mathbf{u}_i ($i=1, 2, \dots, N$) 的内积, 即 \mathbf{u}_i 在 \mathbf{s} 上的投影; $\mathbf{u}_i^H \mathbf{y}(m)$ 表示 $\mathbf{y}(m)$ 和 \mathbf{u}_i 的内积, 即 $\mathbf{y}(m)$ 在 \mathbf{u}_i 上的投影。由于 $\lambda_1 > \lambda_2 > \dots > \lambda_N > 0$, 假设 $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_k$ 为信号子空间所对应的特征值, 即 $\mathbf{u}_1, \mathbf{u}_2, \dots, \mathbf{u}_k$ 成信号子空间, 而其余部分为旁瓣和噪声的输出部分。

于是, 可以将APC的输出SNR定义为:

$$\text{SNR}_{\text{APC_out}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^k \frac{(\mathbf{s}^H \mathbf{u}_i)(\mathbf{u}_i^H \mathbf{y}(m))}{\lambda_i} \right)}{\left(\sum_{i=k+1}^N \frac{(\mathbf{s}^H \mathbf{u}_i)(\mathbf{u}_i^H \mathbf{y}(m))}{\lambda_i} \right)} \quad (14)$$

DL-APC的输出SNR则为:

$$\text{SNR}_{\text{DL_APC_out}} = \frac{\left(\sum_{i=1}^k \frac{(\mathbf{s}^H \mathbf{u}_i)(\mathbf{u}_i^H \mathbf{y}(m))}{\lambda_i + \beta} \right)}{\left(\sum_{i=k+1}^N \frac{(\mathbf{s}^H \mathbf{u}_i)(\mathbf{u}_i^H \mathbf{y}(m))}{\lambda_i + \beta} \right)} \quad (15)$$

对角加较大的特征值即对有用信号输出影响较小, 而对较小的特征值(无用信号)影响比较大, 所以, 对角加载技术几乎不影响滤波器输出的有用信号, 却减小了干扰和背景噪声, 即无用信号将明显地受到对角加载的影响。所以, 式(15)的分子与式(14)分子接近, 而分母却比式(14)小得多, 那么, $\text{SNR}_{\text{DL_APC_out}}$ 必将大于 $\text{SNR}_{\text{APC_out}}$ 。因此, 对角加载技术可以改善输出SNR。

2 仿真

考虑线性调频(LFM)信号 $s(n) = \exp(j\pi \frac{B}{T} n^2)$,

$n=0, 1, \dots, N-1$, 其带宽 $B=3$ MHz, 时宽为 $10 \mu\text{s}$, 进行APC两次迭代处理。发射信号长度 $N=60$, 处理窗长度为100个距离单元。

2.1 3种APC算法比较

假设一点目标在处理窗内第50个距离单元, 加载因子 $\beta=10$ 。比较APC算法、 α -APC算法和DL-APC算法的旁瓣抑制能力, 仿真结果如图1所示。

图1是在输入SNR=0 dB时3种算法的脉压输出距离旁瓣的结果。从图中可以看出, α -APC算法的

距离旁瓣为-11 dB左右, 相对于APC算法恶化了2dB, 而DL-APC算法却更好地抑制了旁瓣, 其最大旁瓣接近-35 dB; 并且DL-APC算法的输出SNR达到了52 dB, 比APC算法和 α -APC算法分别改善了25 dB和30 dB。与APC算法和 α -APC算法相比, DL-APC算法具有更好的旁瓣抑制能力和更高的输出信噪比SNR, 与上面的理论分析结果一致。

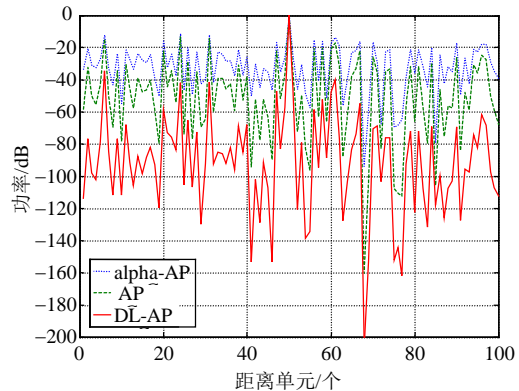


图1 输入SNR=0 dB, 2种算法的处理结果

通过对不同输入SNR下的3种算法进行仿真, 得到输入SNR与最大旁瓣的关系曲线如图2所示。

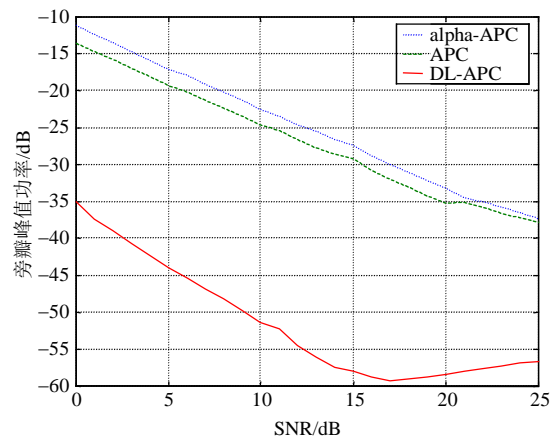


图2 3种算法的SNR-旁瓣曲线

图2是3种算法的旁瓣随SNR的变化曲线。比较3条曲线看出, 相对于APC算法, α -APC算法的旁瓣抑制能力恶化了2 dB左右, 在SNR>20 dB时, 恶化程度降低; 而在加载因子 $\beta=10$ 时, DL-APC算法的旁瓣抑制能力大大改善了, 相对于APC算法有了20~30 dB的提高。

2.2 分析比较DL-APC和APC的收敛速度

假设一点目标在处理窗内第50个距离单元, 输入SNR为-5 dB, 加载因子 $\beta=10$ 。比较APC算法和DL-APC算法的旁瓣抑制能力, 仿真结果如图3所示。

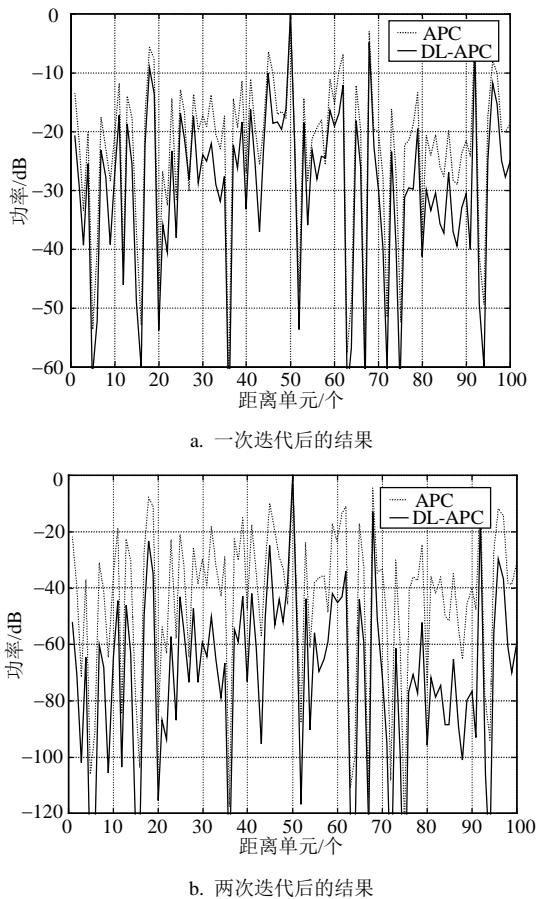


图3 输入SNR=-5 dB, APC和DL-APC算法的处理结果

从图3可以看到, 输入SNR为-5 dB时, 一次迭代后, APC得到的最大旁瓣达到-3 dB, 输出信干比(SIR)为16 dB, 此时DL-APC的最大旁瓣比APC低了2 dB, 输出SIR相比APC改善了4 dB; 两次迭代后, APC对旁瓣的抑制效果不大, 最大旁瓣为-4 dB, DL-APC却将旁瓣压制到了-13 dB, 其输出SIR为42 dB, 相比APC改善了有17 dB。DL-APC滤波器进行一次迭代处理后, 其性能优于APC滤波器两次迭代处理所得到的性能。也就是说, 相比APC算法, DL-APC算法具有更快的收敛速度。

比较图1和图3, 可以看到, 输入SNR的降低会带来干扰抑制性能的恶化, 但是DL-APC仍然拥有比APC更优的性能。

2.3 加载因子 β 的影响

从图2可以看到DL-APC算法的旁瓣抑制能力是随着输入SNR的增加而增强的, 但并不是无限增强的, 在输入SNR到达17 dB后, 其旁瓣抑制能力有很小程度的降低, 这说明 $\beta = 10$ 对于这些输入SNR下DL-APC算法来说已经不是最佳的选择, 算法的旁瓣抑制能力与加载因子 β 的选取密切相关。

图2中在输入SNR超过17 dB后, DL-APC算法的

旁瓣抑制能力逐渐于-56 dB左右趋于稳定, 这是因为输入SNR越大, 噪声相对目标越是微弱, 而对角加载使得小特征值被提升, 使算法对弱干扰抑制的灵敏度降低, 所以DL-APC算法的旁瓣抑制能力有所降低且逐渐趋于平稳。因此加载因子的选择一定要合适。

为了研究加载因子 β 对DL-APC算法性能的影响, 改变参数加载因子 β , 做进一步仿真, 得到关于加载因子和最大旁瓣与归一化目标幅度关系。如表1所示。

表1 输入SNR= 5 dB加载因子 β 变化下的旁瓣和目标幅度

| 对角加载因子 β | 最高旁瓣/dB | 目标归一化幅度 |
|----------------|---------|---------|
| 10 | -44 | 0.91 |
| 20 | -53 | 0.75 |
| 30 | 63 | 0.68 |
| 40 | -75 | 0.62 |
| 50 | -77 | 0.58 |
| 60 | -82 | 0.51 |

从表1可以看出, 随着加载因子 β 的增加, 旁瓣抑制能力逐步增强, 但是并不是无限增加的, 而且目标幅度也被抑制, 特别是在 $\beta = 60$ 的时候, 目标回波恶化了3 dB。这是因为对角加载技术不仅与噪声相对应的小特征值加大并压缩到加载值附近, 而且对大干扰特征值也是有影响, 与噪声相比目标是强干扰, 所以, 目标的幅度也被压制了。

结合图2和表1可以看到, 选取一个合适的加载因子 β 对算法的性能非常关键, 因此, 在工程应用中必须综合考虑。

3 结 论

本文提出了一种基于对角加载的改进自适应脉冲压缩算法抑制距离旁瓣, 该算法在加载因子为10时, 相对于APC算法改善了近30 dB。通过仿真验证了方法的有效性, DL-APC算法的旁瓣抑制能力明显优于APC算法和 α -APC算法, 且有更高的输出SNR; 而且, 相比APC算法, DL-APC算法具有更快的收敛速度, 并不会出现APC算法中可能的矩阵病态问题。但是算法涉及到加载因子的选取, 且对算法的性能影响较大。因此, 如何选取一个最优的加载因子 β 有待进一步研究。

参 考 文 献

[1] 皮亦鸣, 杨建宇, 付毓生, 等. 合成孔径雷达成像原理 [M]. 成都: 电子科技大学出版社, 2007.

- PI Yi-ming, YANG Jian-yu, FU Yu-sheng, et al. Synthetic aperture radar[M]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China Press, 2007.
- [2] ACKROYD M H, GHAZI F. Optimum mismatched filters for sidelobe suppression[J]. IEEE Trans on AES, 1973, 29(2): 214-217.
- [3] 龚耀寰. 自适应滤波[M]. 第2版. 北京: 电子工业出版社, 2003.
- GONG Yao-huan. Adaptive signal processing[M]. 2nd ed. Beijing: Publishing House of Electronics Industry, 2003.
- [4] BOSE R, FREEDMAN A, STEINBERG B D. Sequence clean: a modified deconvolution technique for microwave imaging of contiguous targets[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2002, 38(1): 89-97.
- [5] BLUNT S D, GERLACH K. Adaptive pulse compression[C]//Proceedings of the IEEE International Radar Conference. Philadelphia, PA: IEEE, 2004.
- [6] BLUNT S D, GERLACH K. Adaptive pulse compression via MMSE estimation[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(2): 572-584.
- [7] SHACKELFORD A K, DE GRAAF J, BLUNT S D, et al. Shared-spectrum multistatic radar: preliminary experimental results[C]//Waveform Diversity & Design Conference. [S.l.]: [s.n.], 2007.
- [8] LI N, TANG J, PENG Y N. Adaptive pulse compression of MIMO radar based on GSC[J]. Electronics Letters, 2008, 44: 1217-2118.
- [9] CARLSON B D. Covariance matrix estimation errors and diagonal loading[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 1988, 24(4): 397-401.
- [10] 廖洁, 陈洪. 一种波束形成中的自适应对角加载方法[J]. 通信对抗, 2006, 2: 14-17.
- LIAO Jie, CHEN Hong. An adaptive diagonal loading method in beamforming[J]. Communication Countermeasures, 2006, 2: 14-17.
- [11] VINCENT F, BESSON O. Steering vector errors and diagonal loading[J]. IEE Proc Radar Sonar Navig, 2004, 151(6): 337-343.
- [12] 顾宇杰. 鲁棒自适应波束形成研究[D]. 杭州: 浙江大学, 2008.
- GU Yu-jie. Research on robust adaptive beamforming[D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2008.

编辑 税红

(上接第853页)

参 考 文 献

- [1] CURLANDER J C, MCDONOUGH R N. Synthetic aperture radar systems and signal processing [M]. New York: Wiley, 1991.
- [2] CURRIE A, BROWN M A. Wide-swath SAR[J]. Proc Inst Elect Eng—Radar, Sonar, Navigat, 1992, 139(2): 122-135.
- [3] CALLAGHAN G D, LONGSTAFF I D. Wide swath spaceborne SAR using a quad element array[J]. Proc Inst Elect Eng—Radar, Sonar, Navigat, 1999, 146(3): 159-165.
- [4] SUESS M, GRAFMÜLLER B, ZAHN R. A novel high resolution, wide swath SAR system[C]//Proc IGARSS. Friedrichshafen, Germany: [s.n.], 2001.
- [5] GOODMAN N A, LIN S C, RAJAKRISHNA D, et al. Processing of multiple-receiver spaceborne arrays for wide area SAR[J]. IEEE Trans Geosci Remote Sensing, 2002, 40: 841-852.
- [6] ZHANG Yao. A method to reconstruct Nth-order periodically nonuniform sampled signals[J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2004, 2(2): 15-18.
- [7] JENQ Y C. Perfect reconstruction of digital pectrum from nonuniformly sampled signals[J]. IEEE Trans Instrum Meas, 1997, 46: 649-652.
- [8] 刘光炎, 黄顺吉. 多普勒调频率在斜视SAR成像中的新应用[J]. 电子学报, 2003, 31(6): 829-832.
- LIU Guang-yan, HUANG Shun-ji. New application of doppler frequency in squint SAR imaging processing[J]. ACTA Electronic Sinica, 2003, 31(6): 829-832.
- [9] KRIEGER G, GEBERT N. SAR signal reconstruction from non-uniform displaced phase centre sampling[C]//IEEE International radar conference. Oberpfaffenhofen, Germany: IEEE, 2004: 1763-1766.

编辑 税红