

文章编号:1001-9081(2010)05-1383-03

调频率正负交替变化的 SAR 成像及抗欺骗干扰方法

谢春健, 郭陈江, 许家栋

(西北工业大学 电子信息学院, 西安 710129)

(xchj20022002@163.com)

摘要:为了提高合成孔径雷达(SAR)抗数字储频式欺骗干扰的性能,提出一种正负交替改变 SAR 调频率的方法,通过发射按正负交替序列规律改变 SAR 调频率的信号,使干扰信号在调频率上和原信号产生差异,经过匹配滤波后可以滤除干扰信号,进而抑制欺骗式干扰。仿真了在正负交替改变调频率情况下的成像及对抗欺骗式干扰的效果,仿真结果验证了这种方法的有效性。

关键词:合成孔径雷达;雷达成像;调频率;欺骗干扰

中图分类号: TP722.6 **文献标志码:** A

Method for SAR imaging and anti-jamming by alternate frequency modulation

XIE Chun-jian, GUO Chen-jiang, XU Jia-dong

(School of Electronics and Information, Northwestern Polytechnical University, Xi'an Shaanxi 710129, China)

Abstract: A method of alternating frequency modulation ratio was proposed to enhance the capabilities of suppressing Digital Radio Frequency Memory Cheat Jamming (DRFMCJ) for SAR. Thus, frequency modulation ratio of the transmit signals and the jamming signals differed. The jamming signal could be removed away through match filter, and cheat jamming could be restrained. The effects of the imaging and anti-jamming using alternate frequency modulation ratio were simulated. The simulation result shows that the method is effective.

Key words: Synthetic Aperture Radar (SAR); radar imaging; frequency modulation; cheat jamming

0 引言

合成孔径雷达(Synthetic Aperture Radar, SAR)的对抗是当前电子对抗领域的重要研究内容之一。对 SAR 的干扰技术包括压制干扰和欺骗干扰技术,而抗干扰技术主要有空域滤波技术和频域的陷波技术。目前,在 SAR 波形设计对抗数字储频欺骗干扰方面有了一些进展。文献[1]提出了将发射信号的随机初相和调频率极性捷变技术相结合的方法,使得干扰信号无法充分获得 SAR 处理器在距离向和方位向的压缩增益,提高了处理前后的信干比,但没有对调频率极性捷变方法进行具体的理论分析。文献[2]提出利用脉间调频率抖动的复杂调制线性调频(Linear Frequency Modulation, LFM)信号,实现对数字储频欺骗干扰的抑制,并给出了在距离、多普勒二维域上的抗数字储频欺骗干扰(DRFMCJ)处理方法。但是该方法在对原始的雷达发射信号进行相位调制时,必须保证调制后信号带宽与原信号带宽部分重合,因此必须适当选择斜率抖动参数;而同时为了保证在不同脉冲发射周期所发射的斜率抖动 LFM 信号保持在相同的频率带宽内,不同脉冲重复周期内的信号脉冲持续时间应随着斜率抖动参数变化做适当改变,这些限制增加了设备的复杂性。

随机信号由于模糊函数是理想的“图钉形”,而又具有低截获概率性能,已越来越引起人们的重视,而随机调频信号应用于合成孔径雷达中已有报道^[3-6]。文献[3]构造出了随机调频信号的连续时间模型,分析了高斯分布及均匀分布情况下,随机调频信号的均方根带宽及点扩散函数,并对在 SAR

成像中的应用进行了研究,但采用此方法在抑制旁瓣的同时将带来主瓣展宽的问题,从而会引起距离分辨率的下降。

本文采用发射脉间调频率正负交替变化的 SAR 信号,我方在接收信号进行匹配滤波时,采用已知的 LFM 信号,可以实现匹配滤波,而敌方对调频规律未知,仍然采用前一个脉冲信号进行干扰,由于干扰信号与当前雷达发射信号之间的相关性降低而失配,大大降低了干扰的效果。该方法克服了采用传统固定调频率 LFM 信号时存在的缺点,实现了对欺骗干扰信号的抑制,且实现简单,对抗的效果明显,同时也避免了主瓣展宽引起的距离分辨率下降的问题。对多点目标成像进行了仿真,仿真结果证明了这种方法的有效性。

1 信号分析

1.1 固定调频率线性调频信号

通常 SAR 发射的线性调频信号复包络可表示为:

$$s(t) = \text{rect}(t/T_p) \exp(j\pi K_r t^2) \exp(j2\pi f_c t) \quad (1)$$

其中: f_c 为载频; K_r 为调频斜率; $\text{rect}(\cdot)$ 表示矩形信号; T_p 为信号时宽。线性调频信号的相位是二次的,其频率是时间的线性函数。频率斜率是线性调频率,如果 K 为正调频率,信号称为正扫频;如果斜率为负,则信号称为负扫频。

点目标回波信号可表示为:

$$s_r(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sigma \cdot W_a \cdot W_r \cdot \text{rect}\left(\frac{t - n \cdot T_r - \frac{2R(t,r)}{c}}{\tau_c}\right) \cdot \exp\left[j\pi K_r \left(t - n \cdot T_r - \frac{2R(t,r)}{c}\right)^2\right]$$

收稿日期:2009-11-17;修回日期:2010-01-28。

作者简介:谢春健(1971-),男,陕西耀县人,博士研究生,主要研究方向:SAR、ISAR 电子对抗、SAR 图像处理、雷达信号处理;郭陈江(1963-),男,陕西澄城人,教授,博士,主要研究方向:电磁波与天线技术、阵列天线、电子对抗、电磁兼容;许家栋(1948-),男,安徽合肥人,教授,博士,主要研究方向:电磁测量与雷达、天线技术、电子对抗。

$$\exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda}R(t, \tau)\right]\exp[j2\pi f_c(t - n \cdot T_r)] \quad (2)$$

其中: σ 为目标的雷达散射截面; W_a 为方位向的雷达天线方向图加权函数; W_r 为距离向的雷达天线方向图加权函数; T_r 表示脉冲重复周期。

假设雷达平台满足停走停模式, 而定义慢变化时间变量 $s = nT_r$ 作为载机平台的航线飞行时间, 而快变化时间 τ 为脉冲信号波形变化的时间, 于是点目标回波基频信号可表示为:

$$s_r(s, \tau) = \sigma \cdot W_a \cdot W_r \cdot \text{rect}\left(\frac{\tau - \frac{2R(s)}{c}}{T_c}\right) \cdot \exp\left[j\pi K_r\left(\tau - \frac{2R(s)}{c}\right)^2\right] \cdot \exp\left[-j\frac{4\pi}{\lambda}R(s)\right] \quad (3)$$

其频谱为:

$$s_r(s, f) = |K|^{-\frac{1}{2}} \exp\left[j\frac{\pi}{4}\text{sgn}(K)\right] \exp\left[-\frac{j4\pi R(s)}{\lambda}\right] \cdot \exp\left[-\frac{j4\pi f R(s)}{c}\right] \exp\left[-\frac{j\pi f^2}{K}\right] \quad (4)$$

常规 SAR 即是用这种信号进行脉冲压缩及成像等后续处理。但这种信号对方可利用数字储频欺骗干扰技术进行干扰。数字储频欺骗干扰是将接收到的雷达信号作数字储频, 然后对信号进行相应的延时、相位调制、叠加虚假信息等变化再发射回雷达。由于干扰信号与雷达回波信号保持了很大的相干性, 且在时频域上和雷达信号重合, 同时具有较强的欺骗迷惑作用, 因此雷达方对其干扰进行抑制较为困难。

1.2 正负交替变化调频率 LFM 信号

不考虑幅度信息和天线加权因素, 雷达第 m 个发射脉冲信号如下:

$$s(t) = \text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] \exp\left[j2\pi\left(f_c t + \frac{\alpha_m K t^2}{2}\right)\right] \quad (5)$$

其中: f_c 为载频; K 为调频斜率; α_m 为正负交替变化的序列。在不同的脉冲周期, α 是一组雷达发射信号方已知的按 +1, -1 变化的序列。

2 数字储频欺骗干扰信号的滤除

假设干扰机从接收到第 $m-1$ 个脉冲信号开始, 数字储频并进行延时、相位调制、复制叠加等变换产生欺骗干扰信号, 和雷达第 m 个脉冲信号回波同时到达雷达天线端。雷达第 $m-1$ 个脉冲周期发射的正负交替变化调频率 LFM 信号可表示如下:

$$s(t) = \text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] \exp\left[j2\pi\left(f_c t + \frac{\alpha_{m-1} K t^2}{2}\right)\right] \quad (6)$$

雷达接收到的信号为真实目标回波信号和干扰信号之和:

$$s_r(s_m, \tau) = s_p(s_m, \tau) + s_j(s_m, \tau) \quad (7)$$

其中: $s_p(s_m, \tau)$ 为真实目标回波信号; $s_j(s_m, \tau)$ 为干扰机发射的干扰信号。

如果雷达采用第 m 个脉冲的距离向参考函数 $h_r(\tau)$, 即

$$h_r(s) = \exp(-j\pi K_r \tau^2) \quad (8)$$

则真实目标距离压缩后的信号为:

$$s_r(s, \tau) = s_o(s, \tau) \otimes h_r(\tau) = kT \cdot \exp\left\{-j\frac{4\pi}{\lambda}R(s, \tau)\right\} \cdot$$

$$\text{sinc}\left\{\pi kT\left[\tau - 2\frac{R(s, \tau)}{c}\right]\right\} \quad (9)$$

真实目标回波压缩近似为 sinc 函数形式。

而干扰机接收到雷达发射的第 $m-1$ 个信号后进行调制, 与第 m 个脉冲一同到达雷达天线端。干扰机信号如下:

$$s(t) = \text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] \exp\left[j2\pi\left(-\frac{K_r t^2}{2}\right)\right] \quad (10)$$

仍采用雷达第 m 个脉冲的距离向参考函数, 如式(8), 则压缩后结果为:

$$S_{\text{defocus}}(f) = K_r \exp\left[-j\frac{\pi}{4}\right] \cdot \text{rect}\left[\frac{f}{K_r T}\right] \exp\left[j\pi\frac{2}{K_r} f^2\right] \quad (11)$$

逆傅里叶变换后到时域形式为:

$$s_{\text{defocus}}(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{rect}\left[\frac{t}{2T}\right] \exp\left[-j\pi\frac{K_r}{2} t^2\right] \quad (12)$$

可见, 由于干扰信号是雷达发射的前一个脉冲所构成, 其失配滤波后的信号比匹配滤波的信号幅度有了很大的损失, 即没有获得匹配增益。为了进一步增进抑制干扰的效果, 可以用接收机先对干扰机脉冲参数进行距离压缩, 则真实目标回波信号失配滤波, 而干扰回波匹配滤波, 形成近似 sinc 函数形式, 此时可以采取限幅措施, 滤除干扰分量, 然后仍用干扰机脉冲参数进行逆滤波, 再用雷达发射脉冲的参考函数进行匹配滤波, 则真实目标回波信号得到匹配滤波, 而经过限幅抑制的干扰回波分量则失配滤波, 在距离向上是不会聚焦的。但由于前后脉冲相关性的问题, 仍会有部分泄漏^[2]。这种做法的缺点是增加了计算量, 在用正负交替变化调频率的情况下, 如果干扰得到了有效的抑制, 则可以不必再进行这样的处理。

3 仿真实验分析

为了验证利用正负交替变化调频斜率对数字储频式欺骗干扰的抑制效果, 进行下面的仿真实验。仿真参数设定: 载机高度 5000 m, 平台运动速度 100 m/s, 调频带宽 30 MHz, 脉冲持续时间 10 μ s, 载频 1 GHz。采用正侧视条带式的工作模式, 距离分辨率和方位分辨率均为 5 m, 方位和距离各采样 512 点。方位向目标区域 $[-250, 250]$, 距离向成像中心 500 m, 成像宽度 200 m。仿真三个真实点目标组成一个三角形, 在三点目标的左下方由数字储频欺骗干扰形成一个虚假点目标。

3.1 使用固定调频斜率的 LFM 信号成像结果

首先雷达发射固定调频斜率的 LFM 信号, 图 1(a) 表示发射信号方位向回波信号, (b) 为魏格纳-威利分布(WVD)后的结果, (c) 为霍夫(Hough)变换后的结果。在接收端进行脉冲压缩处理, 由于干扰方对调频率已知, 因而可以使用数字储频进行欺骗干扰, 由图 2 可以看出, 在雷达图像上形成了虚假点目标(左下角处)。

3.2 调频率正负交替变化的 SAR 成像方法

为了更好地观察采用调频率正负交替变化的 LFM 信号进行成像的情况, 先采用文献[2]所给出的调频率抖动方法检验抗欺骗干扰效果。图 3~5 分别是调频率抖动 5%、10% 和 20% 时, 直接对进行匹配滤波所得到的成像结果, 从图中可以看出, 随着调频率抖动量的增加, 欺骗干扰成像的假目标幅度相对于真实目标越来越低, 抗干扰的效果在增加, 但仍然

有部分残余。而如果采用先对干扰分量滤波,再进行限幅去掉干扰,再进行逆滤波,对真实回波进行匹配滤波的方法,又会带来计算量的增加。

为此,采取正负交替变化调频斜率的 LFM 信号进行成像,由于欺骗干扰的信号与发射信号调频率失配,经过压缩后被抑制,其结果如图 6 所示,虚假目标在图像中没有显示。

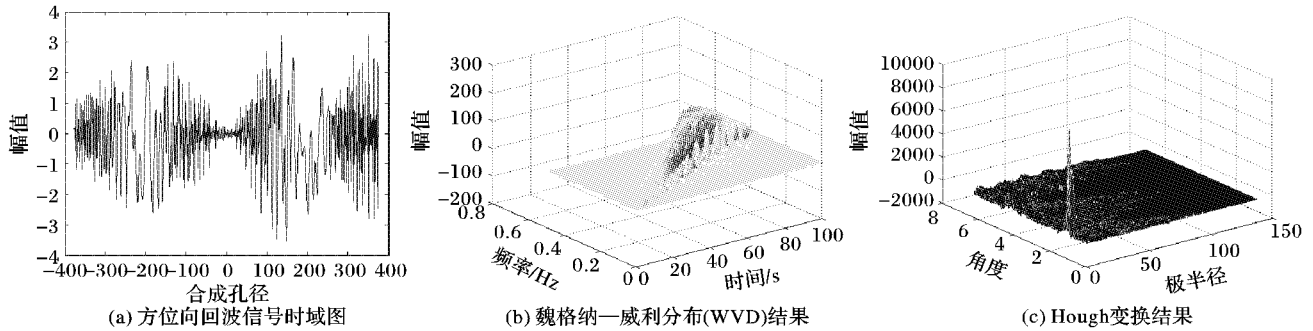


图1 接收到的方位回波信号

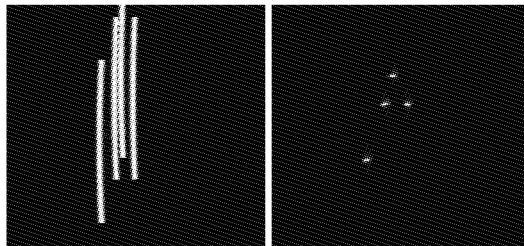


图2 固定调频斜率时点目标成像结果

4 结语

通过本文的分析和仿真可以发现,采用发射调频斜率正负交替变化信号作为一种雷达成像及抗干扰的方法是可行的,在正负交替改变调频率后,造成敌方对雷达信号参数识别难度增加,难以进行及时准确的干扰,从而提高了 SAR 的抗干扰性能。仿真实验验证了该方法的有效性及其可行性。下一步将研究更为复杂的调制方法,如非线性调频信号,脉内脉间调制相结合的信号,以在对抗 SAR 干扰中取得更好的效果。

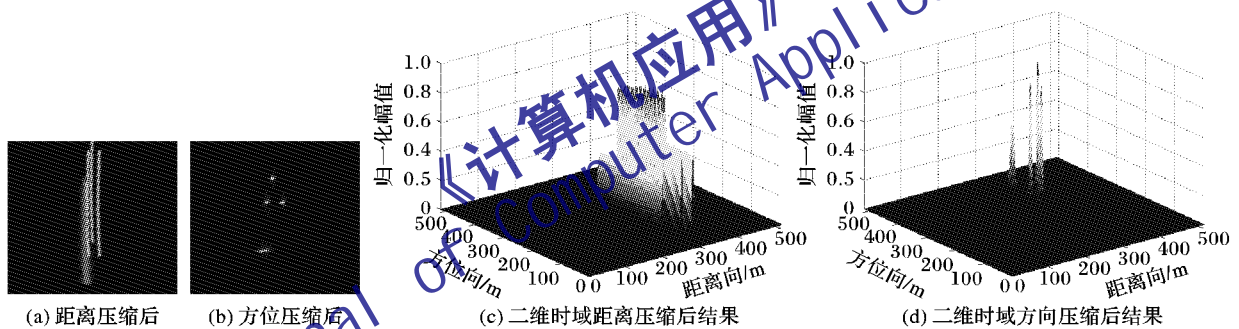


图3 调频率抖动 5% 时的成像结果

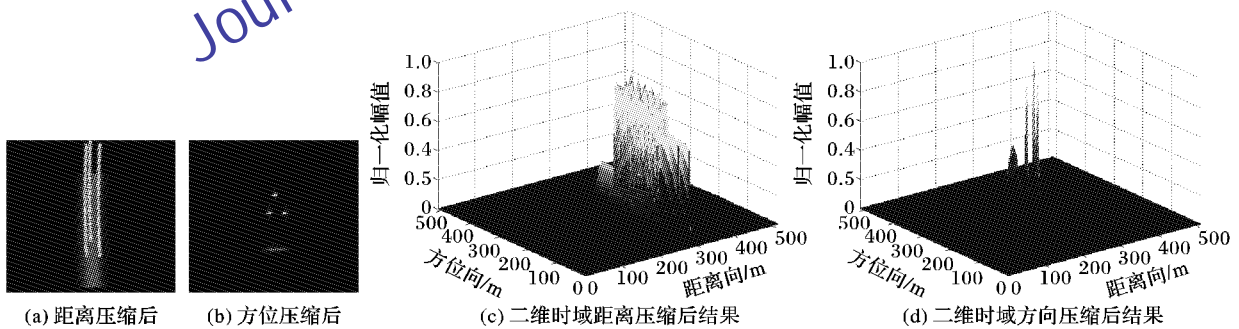


图4 调频率抖动 10% 时的成像结果

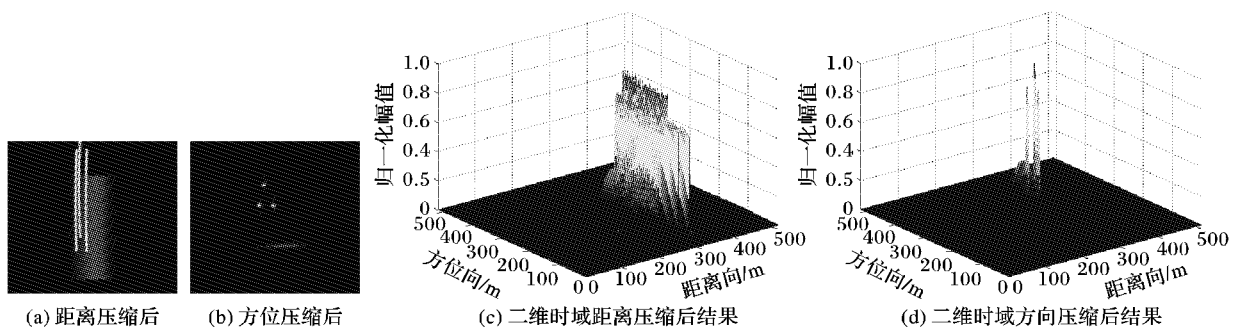


图5 调频率抖动 20% 时的成像结果

的任务将一直执行。

2) 查询任务。处理器通过查询任务这个系统调用获得任务自身或其他应用任务的信息, 查询即将 TCB 的内容输出。

3) 挂起任务。挂起优先级为 1 的任务, 那么优先级为 6 的任务开始执行。挂起的任务处于等待状态, 只有通过调用任务恢复函数才能恢复。

4) 建立任务。建立优先级分别为 5、2 和 4 的三个任务。优先级为 5 的任务剥夺优先级为 6 的任务的 CPU 使用权, 优先级为 2 的任务又剥夺优先级为 5 的任务的 CPU 使用权开始执行, 优先级为 4 的任务等待。

5) 删除任务。删除了优先级为 2 的任务, 此刻系统中优先级为 4 的任务开始执行。

6) 恢复任务。恢复优先级为 1 的任务, 优先级为 1 的任务剥夺优先级为 4 的任务的 CPU 使用权又重新开始执行。

基于 Xilinx Virtex II pro 器件 XC2VP30, 表 1 分别给出了当系统中任务个数为 8、16、32 和 64 时的资源占用情况。

表 1 系统在 XC2VP30F896S 上实现所需硬件资源

硬件资源	任务数			
	8	16	32	64
Slices	504	1 031	2 103	4 210
Slices Flip Flops	744	1 333	2 412	4 762
4 input LUTs	404	979	1 437	2 975
IO Blocks	83	88	94	101
registers IP core	64	128	256	512

从图 7 可以看出, 硬件实现可以高效完成操作系统任务管理的系统调用的功能。建立任务和删除任务需要 3 个时钟节拍, 挂起任务、恢复任务和查询任务的状态需要一个时钟节拍。任务调度是实时的, 只要任务的状态或优先级有一个发生改变, 就立刻重新调度。从表 1 中数据可以看出, 该设计所消耗的逻辑资源较少, 降低了开发成本, 使其集成组件成为可能。

4 结语

本文针对传统实时操作系统内核占用系统资源、影响系

统实时性的问题, 提出了用硬件函数替代以往的软件函数的思想, 将用软件函数实现的传统操作系统的部分功能函数, 用硬件电路实现。重点给出了采用 FPGA 实现 $\mu\text{C}/\text{OS-II}$ 任务管理模块的过程, 设计了基于时序逻辑的等待任务列表和基于组合逻辑的硬件任务调度器。仿真结果表明, 任务管理的硬件实现保持了系统调用的正确性, 同时减少了系统调用的执行时间、降低了处理器系统开销。因此, 硬件 RTOS 的实现具有一定研究和实用价值。

参考文献:

- [1] 崔建华, 孙红胜, 王保进. 硬件实时操作系统的设计与实现[J]. 电子技术应用, 2008, 34(5): 34-37.
- [2] (美) LABROSSE J J. 嵌入式实时操作系统 $\mu\text{C}/\text{OS-II}$ [M]. 邵贝贝, 译. 2 版. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2001: 178-185.
- [3] MOON S, REXFORD J, SHIN K. Scalable hardware priority queue architectures for high-speed packet switch [J]. IEEE Transactions on Computers, 2000, 49(11): 1215-1227.
- [4] 森昭助, MORI SHOSUKE. The present and future of the TRON-specification CHIP-promoting open architecture and standardization [J]. Journal of formation Processing Society of Japan, 1994, 35(10): 926-933.
- [5] VETRONILLE M, OST L, MARCON C A M, et al. RTOS scheduler implementation in hardware and software for real time application [C]// RSP'06: Proceedings of the Seventeenth IEEE International Workshop on Rapid System Prototyping. Washington, DC: IEEE Press, 2006: 163-168.
- [6] KAKANO T, UTARNA A, ITABASHI M, et al. Hardware implementation of a real-time operating system [C]// Proceedings of the Twelfth TRON Project International Symposium. Washington, DC: IEEE Computer Society, 1995: 34-42.
- [7] 周博, 王石记, 邱卫东, 等. SHUM-UCOS: 基于统一多任务模型可重构系统的实时操作系统[J]. 计算机学报, 2006, 29(2): 208-218.
- [8] MORI H, SAKAMAKI K, SHIGEMATSU H. Hardware implementation of a real-time operating system for embedded control systems [R/OL]. [S. l.]: Tokyo Metropolitan Industrial Technology Research Institute, 2005: 55-58 [2009-08-12]. <http://www.ri-tokyo.jp/publish/report/17/1.14.pdf>.

(上接第 1385 页)

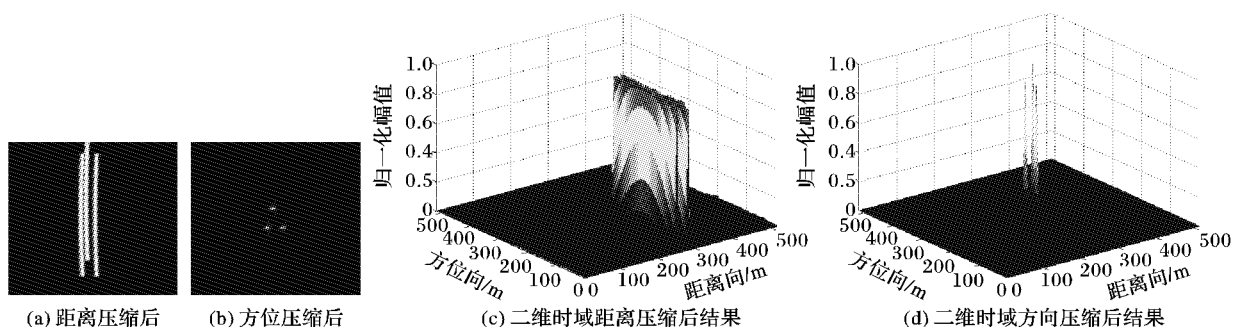


图 6 正负交替变化调频斜率的 LFM 信号成像及欺骗干扰抑制结果

参考文献:

- [1] 董臻, 李伟, 梁甸农. 基于发射信号随机初相结合调频率极性捷变的 SAR 抗干扰方法[J]. 信号处理, 2008, 24(3): 487-490.
- [2] 李江源, 王建国. 利用复杂调制 LFM 信号的 SAR 抗欺骗干扰技术[J]. 电子与信息学报, 2008, 30(9): 2111-2114.
- [3] 邓云凯, 郑远, 胡英辉. 随机调频信号旁瓣抑制及成像[J]. 电子与信息学报, 2009, 31(8): 1886-1891.
- [4] 冯祥芝, 许小剑. 随机线性调频斜率 SAR 抗欺骗干扰方法研究[J]. 系统工程与电子技术, 2009, 31(1): 69-73.
- [5] MITTERMAYER J, MARTINEZ J M. Analysis of range ambiguity suppression in SAR by up and down chirp modulation for point and distributed targets[C]// IGARSS '03: 2003 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium. Washington, DC: IEEE Press, 2003, 6: 4077-4079.
- [6] SOUMEKH M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer penalization[J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42(1): 191-205.