

FD-MIMO 距离高分辨雷达及其旁瓣抑制

戴喜增^① 许稼^{①②} 彭应宁^① 夏香根^③

^①(清华大学电子工程系 北京 100084)

^②(空军雷达学院信息与指挥自动化系 武汉 430010)

^③(Dept. of ECE, University of Delaware, Newark, DE 19716, USA)

摘要: 为了提高距离分辨率而又不增加对发射/接收机带宽的要求, 该文提出了频分多入多出(Frequency-Divided Multiple Input Multiple Output, FD-MIMO)雷达。该雷达利用同时发射的多路窄带信号合成宽带波形, 进而得到目标的高分辨距离像。由于持续时间短, 合成高分辨距离像具有很好的多普勒容限。此外, 针对由合成频谱不连续性造成的近区高旁瓣和子带间耦合造成的远区高旁瓣, 该文分别提出使用倒数谱滤波器和对子带信号加带外衰减的方法予以抑制。最后, 理论分析和数值仿真证明了旁瓣抑制方法的有效性。

关键词: 频分多入多出雷达; 模糊函数; 高分辨距离像; 倒数谱滤波

中图分类号: TN957.51

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2008)09-2033-05

High Resolution Range Imaging and Sidelobe Suppression Based on FD-MIMO Radar

Dai Xi-zeng^① Xu Jia^{①②} Peng Ying-ning^① Xia Xiang-gen^③

^①(Dept. of EE, Tsinghua University, Beijing 100084, China)

^②(Dept. of EE, The Radar Academy of Air Force, Wuhan 430010, China)

^③(Dept. of ECE, University of Delaware, Newark, DE 19716, USA)

Abstract: A Frequency Divided Multiple Input Multiple Output (FD-MIMO) radar is proposed, which can synthesize the High Range Resolution Profile (HRRP) by transmitting and receiving narrowband waveforms in different frequency bands without over-demanding system bandwidth. And thanks to short pulse duration, the HRRP of FD-MIMO radar has good Doppler tolerance. But the synthesized HRRP suffers from high-level sidelobes near and far from the mainlobe caused by the discontinuity of the synthesized spectrum and the interferences between the subband waveforms respectively. To suppress them, the reciprocal spectrum filter is applied and the out-of-band attenuation of each subband waveform is utilized. Finally, numerical experiments show the effectiveness of the presented methods.

Key words: Frequency Divided Multiple Input Multiple Output (FD-MIMO) radar; Ambiguity function; High range resolution image; Reciprocal spectrum filter

1 引言

随着合成孔径雷达(SAR)和逆合成孔径雷达(ISAR)的广泛应用, 雷达对带宽的需求日益增加。目前, 获得宽带信号的常用方法主要包括3种: 宽带信号脉冲压缩, 时频变换和采用步进跳频信号^[1]。其中, 宽带信号脉冲压缩方式对器件的性能提出了较高的要求, 实现较为困难。时频变换方式因其成像范围有限, 又需要窄带雷达配合, 所以难以完成对多目标的同时成像^[1,2]。步进跳频信号使用跳越的载频, 分周期串行收/发脉冲。因为它可以用窄带信号合成宽带波形, 工程实现较为便利, 所以受到了广泛的关注。Inggs 等人研

究了旁瓣抑制问题^[3]。Schimpf 等将步进跳频信号应用于 MEMPHIS 宽带雷达系统^[4]。陈行勇等给出了基于步进跳频信号的距离模糊函数的数学分析, 并研究了步进跳频信号的多普勒失真和补偿问题^[5]。白霞等将调频步进跳频信号与时频变换相结合, 应用于 SAR 成像系统, 提高了测绘带的宽度^[6]。但是由于步进跳频信号整个脉冲串持续时间较长, 受多普勒偏移的影响严重, 因此较小的多普勒容限成为这种信号很难克服的缺陷。特别是当目标的运动速度较大时, 高分辨距离像将发生畸变, 成像需要复杂的补偿算法。

针对以上方法的不足, 本文提出一种采用多载频信号的 MIMO(Multiple Input Multiple Output)雷达系统, 并将这种雷达称为频分多入多出雷达(Frequency Divided MIMO, FD-MIMO)。MIMO 雷达是目前研究的热点, 该雷达可分为两类: 分布式 MIMO 雷达^[7]和紧凑式 MIMO 雷达^[8]。分布

2007-09-18 收到, 2008-06-10 改回

国家自然科学基金(60502012)和国家部委基金(9140A07020106JW 0103)资助课题

式 MIMO 雷达通过空间分集, 提高了对起伏目标的检测和估计性能, 但它要求阵元具有较大的间隔。而紧凑式 MIMO 雷达仍采用传统阵列构型, 通过多信号提高了信号处理自由度, 从而提高了空域信号处理能力。FD-MIMO 雷达继承了紧凑式 MIMO 雷达的特点, 采用一组调制在不同频段上的子带信号作为发射信号。因为这组子带信号覆盖了一个较大的频段, 所以 FD-MIMO 雷达可以利用窄带信号合成高分辨距离像。又因为 FD-MIMO 雷达脉冲持续时间短, 所以它具有较好的多普勒容限。但是, FD-MIMO 雷达距离模糊函数存在着较高的旁瓣。为了抑制旁瓣, 本文提出了加带外衰减与倒数谱滤波相结合的解决方案。理论分析和数值仿真证明, 通过本文提出的旁瓣抑制方案, 距离模糊函数的旁瓣电平将大为降低。

2 FD-MIMO 雷达的系统框图及信号处理流程

图 1 给出了 FD-MIMO 雷达的收、发阵列和频分信号示意图。假定全部收、发阵元同步, 雷达为相参雷达, 发射阵元 M 个, 接收阵元 N 个, 收、发阵列为紧凑阵列, 信号满足远场假设。每个子带信号调制在不同频段上, 有效带宽为 B , 持续时间为 T , 子带中心载频均匀分布, 相邻间距为 Δf 。

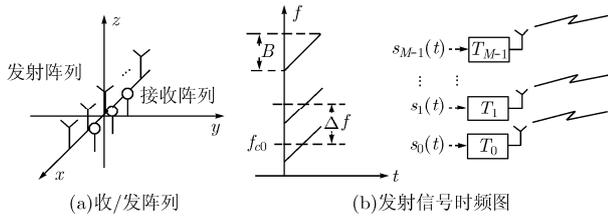


图 1 FD-MIMO 雷达阵列和发射信号

单个接收阵元具有多个窄带接收通道, 分别对应不同频段的子带信号。接收机将各通道得到的信号进行数字信号频谱搬移, 并在频域相加, 以恢复多载频信号覆盖的宽带频谱, 并对合成的信号做匹配滤波。如果每个子带信号可以恢复各自有效带宽内的频谱, 那么所有子带合起来就可以恢复发射多频段信号的频谱。因此, 每个 A/D 的采样频率只需满足子带信号的奈奎斯特采样定律即可。

因为 MIMO 雷达回波由发射信号在目标上叠加而成, 叠加方式与发射阵列构型及目标方位有关, 所以 MIMO 雷达回波含有目标方位信息, 对不同方向的回波需要使用具有不同响应的滤波器。综上, 因为 FD-MIMO 雷达的收、发通道皆为窄带系统, 所以可以把 FD-MIMO 雷达看作是一种利用窄带信号合成宽带波形的雷达。在这里合成指的是对分开收发多个窄带信号的合并。

3 基于 FD-MIMO 雷达的距离模糊函数

3.1 FD-MIMO 雷达三维模糊函数

模糊函数是研究雷达波形的主要工具^[2]。常用的模糊函

数是时延和多普勒频率的二维函数。而 MIMO 雷达信号中含有目标方位和发射阵列信息, 所以普通的模糊函数不能有效地分析信号特征。因此, 本文引入时延、方位和多普勒频率的三维模糊函数^[9]。

设第 m 个发射阵元发射的信号为 $u_m(t)\exp(j2\pi f_c \tau)$ 。为了便于工程实现, 设 FD-MIMO 雷达的收发阵列为均匀阵列, 满足远场条件, 并且信号带宽小于载频的 10%, 则 FD-MIMO 雷达接收信号为

$$r(t) = \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \sum_{m=0}^{M-1} \alpha_{m,n} u(t-\tau) e^{-jk \left(\frac{f_{cm}}{f_c} \right) (nl+md)} e^{j2\pi(m\Delta f + f_{dm})t} \text{rect} \left(\frac{t-\tau}{T} \right) \varepsilon_n \right\} \quad (1)$$

其中 ε_n 满足 $\varepsilon_n \varepsilon_{n'} = \delta(n-n')$, 它表示各个接收阵元的回波间无交叉干扰, $\text{rect}()$ 为矩形函数, 载波频点均匀分布, $f_{cm} = f_c + m\Delta f$, τ 表示参考收/发路径上的双程时延, $f_{d00}, \dots, f_{d(M-1)(N-1)}$ 表示多个通道目标回波的多普勒频移, 因为阵列满足远场条件, 所以 $f_{d00} = \dots = f_d$, d 为发射阵元间距, l 为接收阵元间距。另外, 各个观测通道的回波幅度相等, 即 $\alpha_{00} = \dots = \alpha$ 。不失一般性, 本文略去 α 。令波数 $k = -[2\pi f_c \cdot \sin(\theta_r)]/c$, 则模糊函数为

$$\begin{aligned} |\chi(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d)| &= \left| \sum_{n=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{m'=0}^{M-1} \left\{ \chi_u(\Delta\tau, (m-m')\Delta f + f_d) \right. \right. \\ &\quad \cdot \exp[-j2\pi(f_{cm} - f_{cm'})\tau] \exp(-j2\pi f_{cm'}\Delta\tau) \\ &\quad \left. \left. \cdot \exp \left[-jk \left(\frac{f_{cm}}{f_c} \right) (nl + md) \right] \exp \left[j(k + \Delta k) \left(\frac{f_{cm'}}{f_c} \right) (nl + md) \right] \right\} \right| \quad (2) \end{aligned}$$

其中 $\chi_u(\Delta\tau, f_d)$ 表示基带信号 $u(t)$ 的模糊函数。可以看到式(2)中包含了目标的双程时程差 τ 和目标方位波数 k 。使用代换 $p = m - m'$, $q = m + m'$, 可得

$$|\chi(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d)| = \left| \sum_{p=-(M-1)}^{M-1} \chi_p(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d) \right| \quad (3)$$

这里 $|\Delta\tau| \leq T$, 当 $|\Delta\tau| > T$ 模糊函数的幅度为 0。因此, 模糊函数为 $2M-1$ 项之和, 第 p 阶项表示为

$$\begin{aligned} \chi_p(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d) &= \chi_u(\tau, p\Delta f + f_d) \left\{ \exp \left[j(g_1 p + g_2 p^2) \right] \right. \\ &\quad \left. \cdot \sum_{q=|p|}^{2(M-1)-|p|} \exp \left[j(g_3(p)q + g_2 q^2) \right] \frac{\sin(NA(p, q))}{\sin(A(p, q))} \right\} \quad (4) \end{aligned}$$

其中 $g_1 = \pi(\Delta f \Delta\tau - 2\Delta f \tau) - \left[d - (N-1) \frac{\Delta f}{2f_c} l \right] k - \left[\frac{d}{2} - \frac{N-1}{4} \cdot \frac{\Delta f}{f_c} l \right] \Delta k$, $g_2 = \frac{\Delta f d \Delta k}{4f_c}$, $g_3(p) = -\pi \Delta f \Delta\tau - p \frac{\Delta f}{f_c} dk + \left[\frac{d}{2} - \frac{N-1}{4} \frac{\Delta f}{f_c} l \right] \Delta k$, $A(p, q) = \frac{l \Delta k}{2} - \frac{\Delta f l}{2f_c} \left(k + \frac{\Delta k}{2} \right) p + \frac{\Delta f l}{4f_c} \Delta k q$ 。

当 $p \neq 0$ 时, $\chi_p(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d)$ 表示相差 p 个载波频点的子带信号间的互相关作用, 反应了子带信号间的耦合性, 因此 $\chi_p(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d)$ 可称为 p 阶互相关和项。根据式(4), p 阶项 $\chi_p(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d)$ 满足以下不等式

$$|\chi_p(\Delta\tau, \tau, \Delta k, k, f_d)| \leq |\chi_u(\Delta\tau, p\Delta f + f_d)| |2M - 1 - |p|| N \quad (5)$$

3.2 合成高分辨距离像及其旁瓣性能

在 FD-MIMO 雷达的模糊函数中, τ 、 k 和 f_d 三者间存在着较为复杂的耦合关系。因为回波含有目标方位信息, 所以雷达对不同方向回波需要不同的匹配函数。由于篇幅所限, 这里只研究模糊函数的距离-多普勒特性, 因此设已知目标的方位, 即 $\Delta k=0$, 并且假设 $f_d \ll \Delta f$, TB 较大且 $B_d \leq \Delta f$ 。假设暂时忽略 τ 和 k 的影响, 令其为零。另外, 本文使用常用的线性调频信号作为子带波形的基带信号。当 $f_d=0$ 时, 可以得到模糊函数的零 Doppler 切面, 即点目标距离模糊函数(合成距离像)为

$$\begin{aligned} |\chi(\Delta\tau)| &= \left| \sum_{p=-1}^1 \chi_p(\Delta\tau) \right| \\ &= \left| N \sum_{p=-1}^1 \left\{ \exp(j\pi\Delta f\Delta\tau p) \frac{\sin[(M-|p|)\pi\Delta f\Delta\tau]}{\sin(\pi\Delta f\Delta\tau)} \right\} \right. \\ &\quad \left. \cdot \chi_{\text{LFM}}(\Delta\tau, p\Delta f) \right| \end{aligned} \quad (6)$$

这里 $|\tau| \leq T$, 当 $|\tau| > T$ 模糊函数幅度为 0, 而

$$\begin{aligned} |\chi_{\text{LFM}}(\Delta\tau, p\Delta f)| &= \left| \frac{1}{M} \left(1 - \frac{|\Delta\tau|}{T} \right) \frac{\sin[\pi(p\Delta f - \mu\Delta\tau)(T - |\Delta\tau|)]}{\pi(p\Delta f - \mu\Delta\tau)(T - |\Delta\tau|)} \right| \end{aligned} \quad (7)$$

为线性调频信号的模糊函数。当 $\Delta\tau \approx 0$ 时, 即在距离模糊函数的主瓣附近, 根据式(4) $|\chi_1(\Delta\tau)|$ 和 $|\chi_{-1}(\Delta\tau)|$ 都近似为零。这表明距离模糊函数的主瓣波形主要由 $\chi_0(\Delta\tau)$ 决定, 即在主瓣附近距离模糊函数可以用

$$\begin{aligned} |\chi_0(\Delta\tau)| &= \left| \frac{1}{M} \left(1 - \frac{|\Delta\tau|}{T} \right) \frac{\sin[\pi\mu\Delta\tau(T - |\Delta\tau|)]}{\pi\mu\Delta\tau(T - |\Delta\tau|)} \right| \\ &\quad \cdot \left| \frac{N \sin(M\pi\Delta f\Delta\tau)}{\sin(\pi\Delta f\Delta\tau)} \right| \end{aligned} \quad (8)$$

表示。由式(8)看到, $|\chi_0(\Delta\tau)|$ 为两个因式的乘积。前一个因式对应着具有单主瓣和衰减旁瓣的波形, 主瓣两边第 1 组零点间距近似为 $2/B$, 它决定了点目标高分辨距离像的包络, 称之为包络项。后一个因式对应着在 $\pm T$ 区域内的一系列细密的栅瓣, 栅瓣的 -3dB 有效宽度为 $1/M\Delta f$, 间隔为 $1/\Delta f$, 可称之为栅瓣项。两项中较小的主瓣决定了距离模糊函数的主瓣宽度。当 $\Delta f=B$ 时, 栅瓣项的主瓣较窄, 其宽度为 $1/MB$, 所以 FD-MIMO 雷达的距离分辨率为 $A=c/(2M\Delta f)$ 。可见, FD-MIMO 雷达通过多载波信号覆盖较大的频段, 获得了距离高分辨。

本节结合计算机仿真进一步分析脉冲压缩波形的旁瓣性能。假定 $M=4$, $B=200\text{MHz}$, $\Delta f=B$, $f_c=9\text{GHz}$, $T=10\mu\text{s}$ 。

图 2 绘出了点目标高分辨距离像和 $p=-1, 0, 1$ 分量。所有函数的幅度都对 $|\chi(0)|$ 进行归一化。从图 2(a) 可以看到 FD-MIMO 的脉冲压缩波形(距离模糊函数)的主要问题是旁瓣较高。可以将高旁瓣按不同的产生原因分为两类: 主瓣附近的近区旁瓣和远离主瓣 ($\pm T$ 附近) 的远区旁瓣。

首先, 因为主瓣附近波形主要由 $\chi_0(\Delta\tau)$ 决定, 所以近区旁瓣由 $\chi_0(\Delta\tau)$ 决定。根据式(8), $\chi_0(\Delta\tau)$ 栅瓣项的栅瓣分布得较为均匀; 而包络项的零点分布并不均匀。因此, 当 $B=\Delta f$ 时, 包络项的第一对零点恰好与第一对栅瓣对消。但是, 随着 $\Delta\tau$ 的增加, 包络的零点不能完全对消栅瓣; 相反, 当包络的旁瓣中心与栅瓣位置接近时, 栅瓣和包络的乘积将产生高旁瓣, 如图 2(c) 圆圈内的旁瓣所示。

其次, 因为 $|\chi_{\pm 1}(\Delta\tau)|$ 的包络项在 $\pm T$ 附近出现极大值, 所以造成 $\pm T$ 附近的远区高旁瓣, 如图 2(d) 所示。因为该旁瓣是 FD-MIMO 雷达所特有的, 另外, 还看到除了 $\chi_{\pm 1}(\Delta\tau)$ 外, $p \neq 0$ 的分量对高分辨距离像的影响可以忽略。这是因为 $|p| > 1$ 项分量对应着相距较远的子带的相互作用, 所以 $p \neq 0$ 的分量对高分辨距离像的影响较小。对比图 2(a)~图 2(d), 可以看到点目标的高分辨距离像主要由 $\chi_0(\Delta\tau)$, $\chi_{-1}(\Delta\tau)$ 和 $\chi_1(\Delta\tau)$ 共 3 项决定。

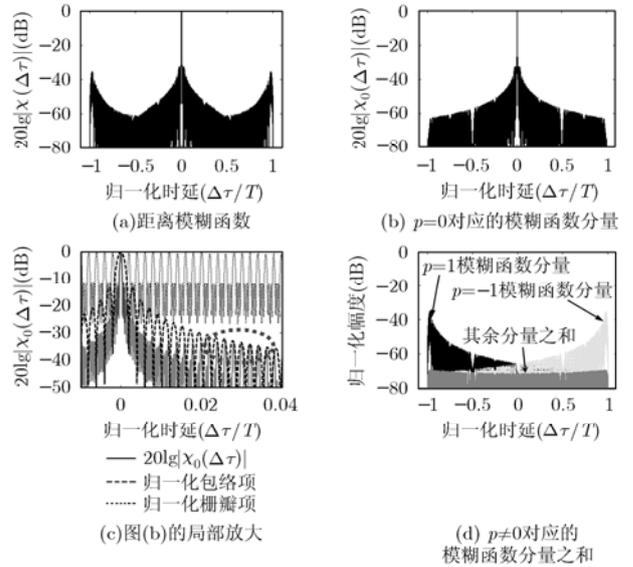


图 2 FD-MIMO 雷达距离模糊函数及构成分量

4 抑制 FD-MIMO 雷达高旁瓣的方法

4.1 抑制远旁瓣方法及 FD-MIMO 简化处理流程

远离主瓣 ($\pm T$ 附近) 的旁瓣是子带信号间的耦合造成的。根据 3.2 节的分析可以看到, 时间受限的子带信号具有无限延伸的频谱, 延伸部分造成了子带信号间的彼此干扰, 从而产生了耦合旁瓣。为了限制耦合, 最为简单而有效的方法就是在设计信号时或在发射前将线性调频信号经过预畸变处理, 以加大子带信号的带外衰减。

前面为了讨论方便假设忽略 τ 和 k 的影响, 现在考虑它们的影响。如果预畸变处理可以大大减小子带间的耦合作用, 那么根据式(5)无论 τ 和 k 具体值为多少, 耦合旁瓣都将很小。因此, 式(6)近似为自相关和项的绝对值。此外, 如果 TB 很大时, 子带信号的能量大部分集中在有效带宽内, 则 FD-MIMO 雷达的信号处理简化为以下步骤:

(1)在每个信号频移后, 分别乘以各自的空域滤波旋转因子, 其中第 n 个接收阵元的第 m 个接收通道的因子为

$$\exp(j\vartheta_{nm}) = \exp\left[j\left(\frac{f_{cm}}{f_c}\right)(nl + md)\Delta k\right] \quad (9)$$

(2)在频域将子带信号分别经过子带信号匹配滤波器; (3)将子带信号频域滤波的结果合并, 并经过 IFFT 即可得到目标高分辨距离像。

4.2 抑制近区旁瓣

主瓣附近的旁瓣主要由栅瓣分量和包络分量的乘积造成。根据式(8), 如果可以使包络项的零点分布均匀, 并且间隔为 $1/B$, 则包络项的零点可以完全对消栅瓣。而根据式(6)和式(8), 包络项主要由线性调频信号的自相关函数决定。因此, 包络项的零点均匀分布等效于子带接收机脉冲压缩滤波器输出波形零点的均匀分布。假设 4.1 节步骤(2)中子接收机脉冲压缩滤波器的响应为 $H(f) = U^*(f)/|U(f)|^2$, 其对应的时域信号为 $h(t)$, 则子带滤波器的输出等效为一个矩形频谱信号。因为该滤波器实质为 $U(f)$ 的倒数谱, 所以称之为倒数谱滤波器。根据 3.2 节的结论, 在主瓣附近点目标的合成距离像近似为

$$\begin{aligned} |\chi_R(\Delta\tau)| &= \left| \frac{\sin(\pi M \Delta f \Delta\tau)}{\sin(\pi \Delta f \Delta\tau)} \right| \left| \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) H(f) \exp(-j2\pi f \Delta\tau) df \right| \\ &= \left| \frac{\sin(\pi M \Delta f \Delta\tau)}{\sin(\pi \Delta f \Delta\tau)} \right| \left| \frac{\sin(\pi B \Delta\tau)}{\pi B \Delta\tau} \right| \end{aligned} \quad (10)$$

因此, 当 $B = \Delta f$ 时, 式(10)的包络项为一个 sinc 函数, 其零点分布均匀, 从而可完全对消间距为 $1/\Delta f$ 的栅瓣。但是 $U(f)$ 频带无限宽, 因此较实际的做法是在 $U(f)$ 的有效带宽内使用倒数谱滤波器。但是, 由于该方法是一种失配滤波, 因此有一定的信噪比损失。

5 数值仿真

图 3 给出了 FD-MIMO 雷达模糊函数的时延-多普勒特性曲面, 并与步进跳频信号的多普勒性能做了对比。仿真假定发射信号数目为 $M=N=4$, 子带带宽 $\Delta f=B=3\text{MHz}$, 持

续时间 $T=4\mu\text{s}$, 中心载频 $f_c=1\text{GHz}$ 。步进跳频信号相邻子脉冲间距 $T_r=20T$ 。图 3(a)给出了 FD-MIMO 雷达时延(距离)-多普勒特性曲面的归一化俯视轮廓图, 与图 3(b)所示的步进跳频时延(距离)-多普勒俯视图相比, 由于 FD-MIMO 脉冲持续时间较短, 因此 FD-MIMO 雷达波形具有较好的多普勒性能。

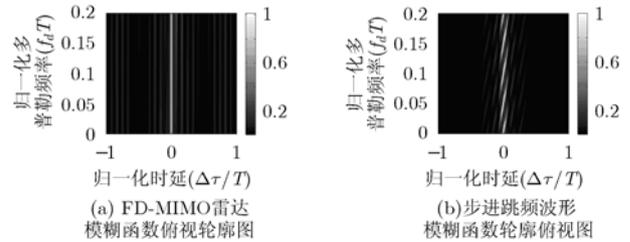


图 3 FD-MIMO 雷达模糊函数时延(距离)-多普勒特性

图 4(a)和图 4(b)给出了对发射子带信号加 -40dB 的带外衰减和使用倒数谱滤波器时, FD-MIMO 雷达得到的点目标的高分辨距离像。与图 2(a)相比, 图 4(a)给出的改进方法基本消除了远区旁瓣。而对比图 4(b)和图 2(c), 可以看到由于使用倒数谱滤波器可以使包络项的零点完全对消栅瓣, 因此改进的距离模糊函数不再出现图 2(c)中标出的近区旁瓣。

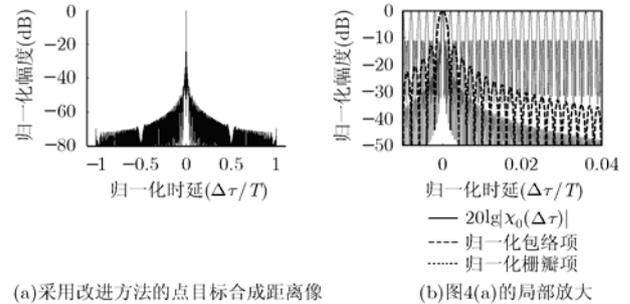


图 4 采用改进方法的距离模糊函数

假设 $B = \Delta f$, 改变参数 M, B 和 T , 下面进一步比较 FD-MIMO 雷达改进前和改进后高分辨距离像的性能指标, 如表 1 所示。其中, PSLR(Peak Sidelobe Level Ratio)表示峰值旁瓣比^[1], ISLR(Integrated Sidelobe Level Ratio)表示积分旁瓣比^[1]。仿真中还对总频谱加了 hamming 窗进一步降

表 1 合成高分辨距离像性能指标比较

FD-MIMO 参数			FD-MIMO 雷达			改进的 FD-MIMO 雷达		
M	$B(\text{MHz})$	$T(\mu\text{s})$	PSLR (dB)	ISLR (dB)	主瓣宽度(ns)	PSLR (dB)	ISLR (dB)	主瓣宽度(ns)
2	200	0.2	-21.448	-9.7382	3.281	-41.875	-27.502	3.305
4	100	0.5	-23.084	-11.295	3.286	-42.736	-30.580	3.290
4	100	1	-26.001	-12.549	3.284	-42.912	-32.114	3.286
10	20	2	-25.447	-12.151	3.279	-43.093	-33.897	3.282

低旁瓣总体水平。可以看到,采用改进措施的 FD-MIMO 雷达波形和信号处理方法可以降低 PSLR 和 ISLR,即改进的方法可以有效地抑制主瓣附近的旁瓣和远离主瓣的旁瓣,同时保持与改进前同样的距离分辨率。

6 结论

本文提出了一种利用同时收、发的多路窄带信号合成宽带波形的雷达体制——频分-多输入多输出(FD-MIMO)雷达,继而采用三维模糊函数证明 FD-MIMO 雷达可以获得高的距离分辨率。分析表明 FD-MIMO 雷达的高分辨距离像具有很好的多普勒容限。但合成距离像的旁瓣水平较高。针对高旁瓣的成因,本文提出了对发射信号加带外衰减和对接收信号加倒数谱滤波两种改进措施。理论分析和仿真试验表明这些措施可以有效压低旁瓣,从而改善了一维距离像的性能。

参考文献

- [1] 刘永坦. 雷达成像技术[M]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学出版社, 1999: 321-322.
- [2] Levanon N and Mozeson E. Radar Signals [M]. Hoboken, New Jersey: IEEE press, A John Wiley & Sons Inc., 2004: 254-262.
- [3] Wilkinson A J, Lord R T, and Inggs M R. Stepped-frequency processing by reconstruction of target reflectivity spectrum[C]. South African Symposium, South Africa, 1998: 101-104.
- [4] Schimpf H and Wahlen A. High range resolution by means of synthetic bandwidth generated by frequency-stepped chirps [J]. *Electronics Letters*, 2003, 39(18): 1346-1348.
- [5] 陈行勇, 刘永祥, 姜卫东. 微动目标距离模糊函数数学分析[J]. 电子学报, 2007, 35(3): 585-589.
- Chen Hang-yong, Liu Yong-xiang, and Jiang Wei-dong. Mathematics of synthesizing range profile of target with micro-motion. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(3): 585-589.
- [6] 白霞, 袁运能, 孙进平, 毛士艺. 0.1 米分辨率机载 SAR 系统的带宽实现和成像算法研究[J]. 电子学报, 2007, 35(9): 1322-1329.
- Bai Xia, Yuan Yun-neng, Sun Jin-ping, and Mao Shi-yi. Airborne SAR imaging with 0.1m resolution: Bandwidth management and image formation. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(9): 1322-1329.
- [7] Haimovich A M, Blum R S, and Cimini L J. MIMO radar with widely separated antennas [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2008, 25(1): 116-129.
- [8] Li J and Stoica P. MIMO radar with colocated antennas [J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2007, 24(5): 106-114.
- [9] Antonio G S, Fuhrmann D R, and Robey F C. MIMO radar ambiguity functions [J]. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2007, 1(1): 167-177.

戴喜增: 男, 1978 年生, 博士生, 研究方向为 MIMO 雷达和 ISAR 信号处理技术。

许 稼: 男, 1974 年生, 博士后, 副教授, 主要研究方向包括检测与估计理论, SAR/ISAR 成像技术、目标识别、阵列信号处理、自适应信号处理。

彭应宁: 男, 1939 年生, 教授, 博士生导师, 发表论文 200 余篇, 目前主要研究方向为新体制雷达、并行信号处理、极化雷达等。

夏香根: 男, 1963 年生, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为通信与信号处理。