

基于多载频 MIMO 雷达的 Radon-Fourier 变换盲速旁瓣抑制

钱李昌¹, 许稼^{2,*}, 孙文峰³, 彭应宁⁴

1. 空军预警学院 研究生管理大队, 湖北 武汉 430019
2. 北京理工大学 信息与电子学院, 北京 100081
3. 空军预警学院, 空天预警实验室, 湖北 武汉 430019
4. 清华大学 电子工程系, 北京 100084

摘要: 长时间相干积累方法 Radon-Fourier 变换(RFT)中盲速旁瓣(BSSL)现象会导致雷达虚警增加、目标检测性能降低。针对 BSSL 问题,给出了一种基于多输入多输出(MIMO)雷达多载频设计的 BSSL 抑制方法。首先根据载频与 BSSL 分布的关系,详细推导了 BSSL 不交叠的约束条件;然后基于该约束条件给出了具体的载频设计公式。利用设计的载频可得到具有不交叠 BSSL 的两个 RFT 输出,通过联合处理这两个 RFT 输出,可实现 BSSL 抑制。给出了 BSSL 抑制性能的评价方法。理论分析和数值实验结果表明,本文算法能够在不降低 RFT 相干积累性能的同时,有效实现 BSSL 抑制。

关键词: MIMO 雷达; 长时间相参积累; Radon-Fourier 变换; 盲速旁瓣抑制; 载频设计

中图分类号: V556.6 文献标识码: A 文章编号: 1000-6893(2013)05-1181-10

多输入多输出(MIMO)雷达是近年来提出的一种新体制雷达^[1-4],有着广泛应用前景。集中式 MIMO 雷达可充分利用各阵元发射波形的相干性提高雷达的性能。利用灵活的数字波束形成技术,MIMO 雷达可以对目标长时间驻留观测,为目标回波的长时间相参积累提供时间条件。然而,在波束长驻留时间内,目标很容易发生跨距离单元(ARU)走动现象^[5],从而使得常规的脉间相参积累方法如动目标检测(MTD)等性能降低。

针对 ARU 走动问题,现有解决方法主要分为 3 类:①通过距离-脉冲维的包络平移或扩展实现距离单元补偿^[6-8]。此类方法为了保证距离维补偿精度通常需要复杂的距离维插值运算,运算

量较大。②通过距离-脉冲维信号的响应变换域进行跨距离单元补偿处理,如文献[5]、文献[9]~文献[11]提出的 Keystone 变换方法。该方法通过距离维频域插值实现目标回波信号的多普勒与波形延迟的解耦;但是该方法需要对多普勒模糊的目标进行模糊度补偿^[11],同时插值运算也带来大运算量问题。③参数空间联合搜索方法,该方法本质上是信号空间到参数空间的变换。如文献[12]~文献[16]提出的 Radon-Fourier 变换(RFT)长时间相参积累方法,该方法通过联合搜索目标运动参数空间同时解决了脉间相位起伏及 ARU 走动问题。文献[15]证明了 RFT 方法的最优检测性能,并针对遍历搜索导致运算量大的

收稿日期: 2012-08-09; 退修日期: 2012-12-18; 录用日期: 2013-01-21; 网络出版时间: 2013-01-29 14:56

网络出版地址: www.cnki.net/kcms/detail/11.1929.V.20130129.1456.003.html

基金项目: 国家自然科学基金(61271391,61225005);北京市自然科学基金(4122038);部委基金(9140A07021012JW0101);航天创新基金(CASC201104);航天支撑基金;清华国家信息科学技术实验室(TNList)交叉基金

* 通讯作者. Tel.: 010-62781375 E-mail: tigerxujia@sina.com

引用格式: Qian L C, Xu J, Sun W F, et al. Blind speed side lobe suppression in Radon-Fourier transform based on MIMO radar with multi-carrier frequency. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2013, 34(5): 1181-1190. 钱李昌, 许稼, 孙文峰, 等. 基于多载频 MIMO 雷达的 Radon-Fourier 变换盲速旁瓣抑制. 航空学报, 2013, 34(5): 1181-1190.

问题,提出了一种基于 Chirp-Z 变换的 RFT 快速实现方法。但是,有限的积累时间及距离分辨率导致 RFT 结果中存在盲速旁瓣(BSSL)现象^[13-14]。BSSL 会导致雷达虚警率增加,并可能淹没小目标,使雷达目标检测性能降低。需要注意的是,BSSL 与对单次快拍信号进行收、发波束形成时产生的栅瓣不同,BSSL 由多次快拍的脉间信号处理导致。因此,从产生机理角度看,通过波束形成时的加窗等处理方法无法解决 BSSL 问题。为了实现 BSSL 抑制,文献[14]提出了一种在脉冲维进行对称加窗的方法,该方法将一个相干积累间隔(CPI)等分为两份,并利用 BSSL 在不同相参积累时间窗内峰值位置互异的性质进行 BSSL 抑制。在实际应用中,对称加窗法中的等分 CPI 操作使 BSSL 位置不能完全互异,从而导致 BSSL 抑制剩余较多,使得 BSSL 抑制效果有限。

本文给出了一种基于 MIMO 雷达载频设计的 BSSL 抑制方法,首先推导了 BSSL 速度分辨率解析表达式,为了确保不同载频对应的 BSSL 在分辨单元内不交叠,根据载频与 BSSL 速度分辨率及速度维位置关系给出了 MIMO 雷达载频的具体设计方法;然后对不同载频的 RFT 结果进行联合处理,实现 BSSL 抑制。该方法利用 MIMO 雷达自身多载频特点实现 BSSL 抑制,硬件实现比较容易;最后,具体的数值结果验证了本文方法的有效性。

1 信号模型及问题描述

1.1 多载频 MIMO 雷达信号模型

设收发同置 MIMO 雷达,天线阵为典型的线性阵列,发射阵元个数为 M ,为了保证各阵元发射波形的正交性,采用频分复用(OFDM)发射波形^[1,4],调制信号为线性调频(LFM)信号,则第 m 个阵元发射信号为^[4]

$$s_{tm}(\tau) = \exp\left[j2\pi\left(f_m\tau + \frac{1}{2}\gamma\tau^2\right)\right] \quad 0 < \tau \leq T_p \quad (1)$$

式中: T_p 为脉宽; γ 为信号调频率; f_m 为第 m 个发射阵元信号载频; τ 为单次快拍时间内采样数,且

$$f_m = f_1 + (m-1)B_s \quad (2)$$

式中: f_1 为最小载频; B_s 为带宽。在接收端,设接收阵元个数为 N ,忽略孔径渡越影响^[17-18],时延 $\tau_d = \frac{2(r_0 + v_0\tau)}{c}$,其中 r_0 和 v_0 分别为目标的

斜距和径向速度, c 为光速。通过接收通道内正交信号分离,可得到 $N \times M$ 个基带信号,即

$$s_{nm}(\tau) = \exp[j\pi\gamma(\tau - \tau_d)^2] \exp(-j2\pi f_m \tau_d) u_{nm} \quad n \in \{1, 2, \dots, N\}, m \in \{1, 2, \dots, M\} \quad (3)$$

式中: $u_{nm} = \exp\{-j2\pi d f_m [(m-1)\sin\phi_t + (n-1)\sin\phi_r]/c\}$, ϕ_t 和 ϕ_r 分别为发射和接收波束指向, d 为阵元间距。 N 个接收通道中分别进行匹配滤波,同时对脉压结果乘以 $\exp(j2\pi f_m \tau)$, 可得到 $N \times M$ 个脉压结果为^[19]

$$s_{M0, nm}(\tau) = s_{nm}(\tau) \otimes s_m(\tau) = A u_{nm} \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) \exp(j2\pi f_m(\tau - \tau_d)) \quad (4)$$

式中: \otimes 为卷积; A 为脉压输出幅度;脉压参考函数 $s_m(\tau) = \exp(-j\pi\gamma\tau^2)$, $0 < \tau \leq T_p$ 。将式(4)写成矩阵形式,得

$$s_{M0}(\tau) = \mathbf{u}_r \mathbf{u}_t^T A \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) \cdot \text{diag}\{\exp[j2\pi f_1(\tau - \tau_d)], \exp[j2\pi f_2(\tau - \tau_d)], \dots, \exp[j2\pi f_M(\tau - \tau_d)]\} \quad (5)$$

式中: $\mathbf{u}_t = [u_1(\phi_t) \quad u_2(\phi_t) \quad \dots \quad u_M(\phi_t)]^T$ 为发射导向矢量; $\mathbf{u}_r = [u_1(\phi_r) \quad u_2(\phi_r) \quad \dots \quad u_N(\phi_r)]^T$ 为接收导向矢量; $u_m(\phi) = \exp\left(-j\frac{2\pi(m-1)d\sin\phi}{\lambda}\right)$, ϕ 为波束指向角。利用接收导向矢量可实现 N 个接收通道中同载频脉压结果的相参积累,即

$$s_{M1}(\tau) = \mathbf{u}_r^H s_{M0}(\tau) = \mathbf{u}_r^H N A \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) \cdot \text{diag}\{\exp[j2\pi f_1(\tau - \tau_d)], \exp[j2\pi f_2(\tau - \tau_d)], \dots, \exp[j2\pi f_M(\tau - \tau_d)]\} \quad (6)$$

式中: $s_{M1}(\tau)$ 为 $1 \times M$ 向量。对式(6)进行等效发射波束形成,得

$$s_M(\tau) = s_{M1}(\tau) \mathbf{u}_t^* = A N M \text{sinc}(\pi M B_s(\tau - \tau_d)) \exp[j2\pi f_b(\tau - \tau_d)] \quad (7)$$

式中: $[\cdot]^*$ 为共轭操作; f_b 为等效载频,且

$$f_b = f_1 + \frac{(M-1)B_s}{2} \quad (8)$$

式(7)即为 MIMO 单次快拍输出结果,式(7)的详细推导见附录 A,距离分辨率为

$$\rho_r = \frac{c}{2MB_s} \quad (9)$$

考虑多次快拍,同时将式(7)乘以 $\exp(-j2\pi f_b \tau)$,得到“快”“慢”时间的二维形式为

$$s_{MF}(t, \tau) = NAM \text{sinc}(\pi MB_s (\tau - \tau_d(t, \tau))) \cdot \exp(-j2\pi f_b \tau_d(t, \tau)) \quad (10)$$

式中: t 为快拍时间采样,也称为慢时间。忽略目标在一次快拍时间内的移动,时延可写为 $\tau_d(t) = \frac{2(r_0 + v_0 t)}{c}$, $0 < t < T$, T 为雷达观测时间。

由式(10)可知,MIMO 多次快拍输出信号相位随 t 起伏,且对于两个快拍时间 t_1 和 t_2 ,当满足条件 $\frac{(\tau_d(t_2) - \tau_d(t_1))c}{2} > \rho_r$ 时,发生 ARU 走动现象。因此,为了实现多次快拍的脉间相参积累,必须解决式(10)中慢时间相位起伏及 ARU 走动问题。

1.2 RFT 信号模型

文献[13]针对 ARU 问题提出了在参数空间联合搜索的 RFT 长时间相参积累算法。RFT 算法可以描述为:假设 $f(t, \tau) \in \mathbf{C}$ 是定义在 (t, τ) 平面的二维复函数, $\tau = x(\alpha_1, \alpha_2) + y(\alpha_1, \alpha_2)t$ 为 (t, τ) 平面的任意一条直线,参数 α_1 和 α_2 用于确定直线的斜距 x 和斜率 y ,则 RFT 定义为

$$G(\alpha_1, \alpha_2) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t, x(\alpha_1, \alpha_2) + y(\alpha_1, \alpha_2)t) \cdot \exp[j2\pi \epsilon y(\alpha_1, \alpha_2)t] dt \quad (11)$$

式中: ϵ 为由 $f(t, \tau)$ 确定的一个常数。

令 $x(\alpha_1, \alpha_2) = \alpha_1 = 2r/c$, $f(t, \tau) = s_{MF}(t, \tau)$, $\epsilon = f_b(M)$, $y(\alpha_1, \alpha_2) = \alpha_2 = 2v/c$,则式(9)变为

$$G(r, v) = \int_0^T s_{MF}(t, \tau(r, v, t)) \exp(j4\pi f_b vt/c) dt \quad (12)$$

式中:快拍时间(即慢时间) $t = nT_r$, $n \in \{0, 1, \dots, N_s - 1\}$, $N_s = \text{round}(T/T_r)$ 为脉冲个数, $\text{round}(\cdot)$ 为四舍五入取整运算。将式(10)代入式(12),并写为求和形式,得

$$G(r, v) = A_1 \sum_{n=0}^{N_s-1} \text{sinc}[\pi \cdot MB_s (\tau(r, v, n) - \tau_d(nT_r))] \times$$

$$\exp\left[\frac{j4\pi f_b (v - v_0) nT_r}{c}\right] \quad (13)$$

式中: $A_1 = NMA \exp(-j4\pi f_b r_0/c)$,且积累“路径”为

$$\tau(r, v, n) = \frac{2(r + vnT_r)}{c} \quad (14)$$

因此,在 $r-v$ 参数空间中,目标处的 RFT 输出值为 $|G(r_0, v_0)| = A_1 N_s$,即 RFT 可得到随脉冲个数线性增加的理想积累增益。

设 p 为速度模糊度, v_b 为盲速,且

$$v_b = \frac{c}{2f_b T_r} \quad (15)$$

当 $v = v(p) = v_0 + pv_b$ 时,式(13)中的相位起伏可被补偿掉,因此,当 $p \neq 0$ 时,RFT 在 $r-v$ 参数空间中盲速位置依然会峰值输出,即发生 BSSL 现象,从而产生虚警。因此,必须解决 BSSL 问题。

2 基于载频设计的 BSSL 抑制

2.1 BSSL 速度分辨率

为了实现 BSSL 抑制,首先讨论 BSSL 的速度分辨率。将式(13)中 sinc 函数近似为 rect 矩形窗函数,即

$$G(r, v) \approx A_1 \sum_{n=0}^{N_s-1} \text{rect}\left(\frac{\tau(r, v, n) - \tau_d(nT_r)}{\rho_r}\right) \cdot \exp\left[\frac{j4\pi f_b (v - v_0) nT_r}{c}\right] \quad (16)$$

式中: $\rho_r = 1/(MB_s)$ 为时间分辨率。如图 1 所示,式(16)中二维矩形窗函数为 1 的部分为目标支撑区,则 $G(r, v)$ 值由积累路径 $\tau(r, v, n)$ 与该目标支撑区的相交长度决定,即由实际积累脉冲数 $N(r, v)$ 决定,图中 O_r 为过目标支撑区中心。

设 $N_1(r, v)$ 和 $N_2(r, v)$ 分别为积累路径与目标支撑区相交的起始和结束脉冲号,则 $N(r, v) = N_2(r, v) - N_1(r, v) + 1$ 。式(16)可写为

$$G(r, v) \approx A_1 \sum_{n=N_1(r, v)}^{N_2(r, v)} \exp\left[\frac{j4\pi f_b (v - v_0) nT_r}{c}\right] = A_1 \frac{\sin \frac{2\pi f_b N(r, v) (v - v_0) T_r}{c}}{\sin \frac{2\pi f_b (v - v_0) T_r}{c}} \cdot \exp\left[j2\pi f_b \frac{(N_2(r, v) - N_1(r, v)) (v - v_0) T_r}{c}\right] \quad (17)$$

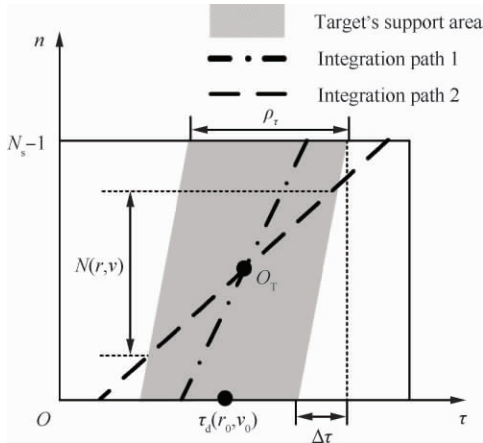


图 1 RFT 积累路径示意图

Fig 1 Schematic of integration paths in RFT

由式(17)可知, $G(r, v)$ 在 $v = v(p)$ 处周期性出现峰值, 即发生 BSSL 现象, 峰值幅度为

$$|G(r, v(p))| \approx A_1 N(r, v(p)) \quad (18)$$

速度分辨率为

$$\rho_v(p, f_b) \approx \frac{c}{2N(r, v(p))f_b T_r} \quad (19)$$

式中: 峰值位置为 $N(r, v(p))$ 最大时对应的 (r, v) 。

下面讨论式(18)及式(19)中 $N(r, v(p))$ 最大值的解析表达式。由式(14)知, 速度 v 决定图 1 中积累路径的斜率。对于给定的 v , 过 O_T 的积累路径与目标支撑区的相交长度最长, 即 $N(r, v(p))$ 最大。根据给定 v 的最长积累路径在积累时间内能否完全穿过目标支撑区, 可将积累路径分为两种情况。

情况 1 如图 1 中积累路径 1 所示, 积累路径全部位于目标支撑区内, 因此 $N(r, v(p)) = N_s$, 分别代入式(18)及式(19)得 BSSL 的峰值 $|G(r, v(p))| \approx AN_s$, 速度分辨率为

$$\rho_v(p, f_b) \approx \frac{c}{2N_s f_b T_r} \quad (20)$$

因此, 情况 1 中 BSSL 与目标主瓣 ($p = 0$) 的峰值及速度分辨率基本相同。图 1 中时延 $\Delta\tau = 2\Delta r/c$, 目标在积累时间内移动距离 $\Delta r = v_0 n T_r$, 利用式(14)中速度与路径斜率的关系, 并通过简单几何分析可知满足情况 1 的速度条件为

$$v_0 - \frac{\rho_r}{N_s T_r} \leq v \leq v_0 + \frac{\rho_r}{N_s T_r} \quad (21)$$

将 $v = v(p) = v_0 + pv_b$ 代入式(21)得速度模糊度范围为

$$-\frac{\rho_r}{T v_b} \leq p \leq \frac{\rho_r}{T v_b} \quad (22)$$

情况 2 如图 1 中积累路径 2 所示, 积累路径不完全位于目标支撑区内, 通过几何分析, 得

$$N(r, v(p)) = \frac{\rho_r}{|p| T_r v_b} \quad (23)$$

情况 2 的速度条件为

$$v_{\min} \leq v < v_0 - \frac{\rho_r}{N_s T_r} \text{ or } \frac{\rho_r}{N_s T_r} + v_0 < v \leq v_{\max} \quad (24)$$

式中: v_{\min} 和 v_{\max} 分别为 RFT 参数空间中的最小和最大速度。将式(23)代入式(19), 得到速度分辨率为

$$\rho_v(p, f_b) \approx \frac{|p| v_b c}{2\rho_r f_b} \quad (25)$$

将 $v = v(p) = v_0 + pv_b$ 代入式(24), 得到情况 2 的速度模糊度范围为

$$\frac{v_{\min} - v_0}{v_b} \leq p < -\frac{\rho_r}{N_s T_r v_b} \text{ or } \frac{\rho_r}{N_s T_r v_b} < p \leq \frac{v_{\max} - v_0}{v_b} \quad (26)$$

由式(23)可知, 情况 2 中 BSSL 峰值随盲速模糊度绝对值的增加而减少。

由式(22)及式(26)可知, 情况 1 中 BSSL 离 RFT 主瓣 ($p = 0$) 近, 因此, 称此类 BSSL 为“近区”BSSL, 相应的, 称情况 2 中 BSSL 为“远区”BSSL。

2.2 BSSL 抑制

由式(15)可知, 盲速随 f_b 增加而减小, 即对于不同 f_b , BSSL 速度维位置不同。因此, 通过设计两个等效载频使其对应的 BSSL 在两个 RFT 结果中的分布没有重叠即可实现 BSSL 抑制。据此, 基于 RFT 的 MIMO 雷达信号处理流程设计如图 2 所示, 图中 $MF(\cdot)$ 为匹配滤波处理。

由图 2 可知, 可将 M 个脉压输出通道等分为两组, 每组分别进行式(7)中的等效发射波束形成, 可获得两个不同等效载频 $f_{b1} = f_1 + (M/2 - 1)B_s/2$ 和 $f_{b2} = f_{M/2+1} + (M/2 - 1)B_s/2$, 相应可得到两个 RFT 输出结果 $G_1(r, v)$ 和 $G_2(r, v)$, 其

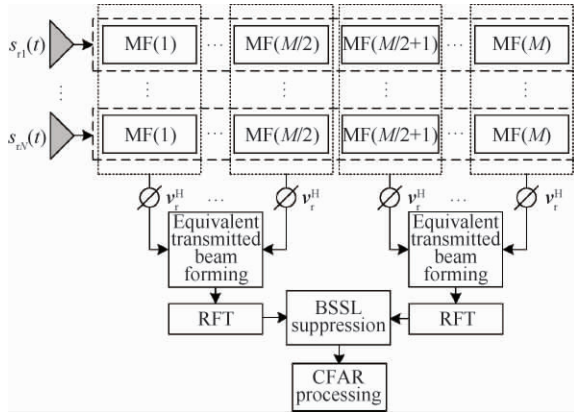


图 2 基于 RFT 的 MIMO 雷达信号处理流程

Fig. 2 Signal processing of MIMO radar based on RFT

BSSL 在速度维位置分布如图 3 所示, 图中 $v_{b1} = c/(2f_{b1}T_r)$, $v_{b2} = c/(2f_{b2}T_r)$, 矩形框宽度表示 BSSL 速度分辨率。由图 3 可知, 当 $G_1(r, v)$ 和 $G_2(r, v)$ 中 BSSL 不交叠时可通过取小操作实现 BSSL 抑制, 即

$$|G(r, v)| = \min(|G_1(r, v)|, |G_2(r, v)|) \quad (27)$$

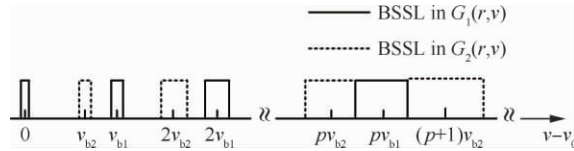


图 3 BSSL 速度维位置示意图

Fig. 3 Schematic of BSSL position in velocity dimension

为保证式(27)中两个 RFT 输出结果 $G_1(r, v)$ 和 $G_2(r, v)$ 的 BSSL 不交叠, 下面详细推导以 f_{b1} 为给定参考载频时 f_{b2} 的设计公式。

由图 3 可知, 第 p 个 BSSL 在速度分辨单元没有重叠的条件为

$$\begin{cases} (p+1)v_{b2} - pv_{b1} > \frac{\rho_v(p, f_{b1}) + \rho_v(p+1, f_{b2})}{2} \\ pv_{b1} - pv_{b2} > \frac{\rho_v(p, f_{b1}) + \rho_v(p, f_{b2})}{2} \end{cases} \quad (28)$$

由于情况 2 中 BSSL 分辨率大于情况 1 中 BSSL 分辨率, 因此情况 2 满足式(28)时, 情况 1 也一定满足, 所以仅需考虑情况 2; 另外, 由于 BSSL 速度维分布沿 $p=0$ 对称分布, 因此只需考

虑 $p > 0$ 的情况。当需求的不模糊速度范围 $[v_{bmin}, v_{bmax}]$ 设定后, 可求得速度最大不模糊度

$$p_0 = \text{round}\left(\frac{v_{bmax} - v_{bmin}}{v_{b1}}\right)$$

速度分辨率随 $|p|$ 增大而增大, 即若 $p = p_0$ 处 BSSL 在速度分辨单元内无重叠, 则 $p < p_0$ 的 BSSL 也无重叠, 因此只需求解 $p = p_0$ 时 f_{b2} 的值。脉压输出通道分组使式(9)中距离分辨率减半, 因此式(25)中: $\rho_r = c/B_s M$ 。将式(22)及

$$p = p_0 \text{ 代入式(28), 令 } E = \frac{MB_s}{4f_{b1}^2} - \frac{1}{f_{b1}}, \text{ 得到如下}$$

结果:

1) 当 $E > 0$ 时

$$\begin{cases} \frac{p_0 + 1}{2D_1} - \sqrt{D_2} < f_{b2} < \frac{p_0 + 1}{2D_1} + \sqrt{D_2} \\ -\frac{1}{2E} - \sqrt{D_3} < f_{b2} < -\frac{1}{2E} + \sqrt{D_3} \end{cases} \quad (29)$$

$$\text{式中: } D_1 = \frac{MB_s p_0}{4f_{b1}^2} + \frac{p_0}{f_{b1}}; D_2 = \left(\frac{p_0 + 1}{2D_1}\right)^2 - \frac{(p_0 + 1)MB_s}{4D_1}; D_3 = \frac{1}{4E^2} - \frac{MB_s}{4E}。 \text{ 因为 } f_{b2} > 0,$$

而式(29)中, 第 2 个不等式上边界 $-\frac{1}{2E} + \sqrt{D_3} < 0$, 因此舍去此不等式的解。由式(29)中第 1 个不等式得 f_{b2} 的设计公式为

$$f_{b2} = \frac{p_0 + 1}{2D_1} - \sqrt{D_2} + 2\alpha \sqrt{D_2} \quad (30)$$

式中: $\alpha \in [0, 1]$ 为调节系数。由 $E > 0$ 及式(32)中 $D_2 > 0$, 可得 f_{b1} 的设置约束条件为

$$\frac{MB_s}{2(p_0 + 1)} [\sqrt{p_0(2p_0 + 1)} + p_0] < f_{b1} < \frac{MB_s}{4}。$$

显然, 当 $p_0 \geq 1$ 时, 该条件不成立, 因此, 式(30)中 f_{b2} 的设计公式不可行, 舍去。

2) 当 $E = 0$ 时, $\frac{p_0 + 1}{2D_1} - \sqrt{D_2} < f_{b2} < 0$, 舍去, 即 f_{b2} 无解。

3) 当 $E < 0$ 时

$$D_4 < f_{b2} < \frac{p_0 + 1}{2D_1} + \sqrt{D_2} \quad (31)$$

$$\text{式中: } D_4 = \max\left(\frac{p_0 + 1}{2D_1} - \sqrt{D_2}, -\frac{1}{2E} + \sqrt{D_3}\right),$$

因此式(31)可写为

$$f_{b2} = D_4 + \alpha \left(\frac{p_0 + 1}{2D_1} + \sqrt{D_2} - D_4 \right) \quad (32)$$

式(32)即为等效载频 f_{b2} 的设计公式,因此,可进一步得到

$$f_{M/2+1} = f_{b2} - \frac{(M/2 - 1)B_s}{2} \quad (33)$$

另外,参考等效载频 f_{b1} 的设置约束条件可由 $E < 0$ 及式(32)中 $D_2 > 0$ 和 $D_3 > 0$ 得到,即

$$f_{b1} > \max \left(\frac{MB_s}{4}, \frac{MB_s}{2(p_0 + 1)} \cdot [\sqrt{p_0(2p_0 + 1)} + p_0] \right) \quad (34)$$

当 RFT 中速度搜索范围存在 BSSL 时,易知 p_0 为正整数,因此, f_{b1} 的设置约束条件可进一步写为 $f_{b1} > \frac{MB_s}{2(p_0 + 1)} [\sqrt{p_0(2p_0 + 1)} + p_0]$ 。代入式(8)得 MIMO 雷达中最小载频设置条件为 $f_1 > \frac{MB_s}{2(p_0 + 1)} [\sqrt{p_0(2p_0 + 1)} + p_0] - \left(\frac{M}{2} - 1\right) \frac{B_s}{2}$, 或相对带宽条件为

$$\frac{B_s}{f_1} < \frac{1}{\kappa} \quad (35)$$

式中:

$$\kappa = \frac{M}{2(p_0 + 1)} [\sqrt{p_0(2p_0 + 1)} + p_0] - \frac{1}{2} \left(\frac{M}{2} - 1 \right) \quad (36)$$

利用载频 f_1 及式(33)设计得到的 $f_{M/2+1}$ 可使 BSSL 在两个 RFT 输出中无交叠,即式(28)得到满足,进而可利用式(27)实现 BSSL 抑制。

2.3 BSSL 抑制效果评价

为了评价 BSSL 抑制效果,与波形设计等领域常用的积分旁瓣比指标^[2]类似,定义 BSSL 积分抑制比(IBSR)为

$$IBSR = \frac{S_0 / (S - S_0)}{S_{10} / (S_1 - S_{10})} \quad (37)$$

式中: $S_1 = \sum_r \sum_v |G_1(r, v)|^2$ 和 $S = \sum_r \sum_v |G(r, v)|^2$ 分别为 BSSL 抑制前后 RFT

输出能量总和; $S_0 = \sum_{r=r_0-\frac{\rho_r}{2}}^{r_0+\frac{\rho_r}{2}} \sum_{v=v_0-\frac{\rho_{v0}}{2}}^{v_0+\frac{\rho_{v0}}{2}} |G(r, v)|^2$ 和

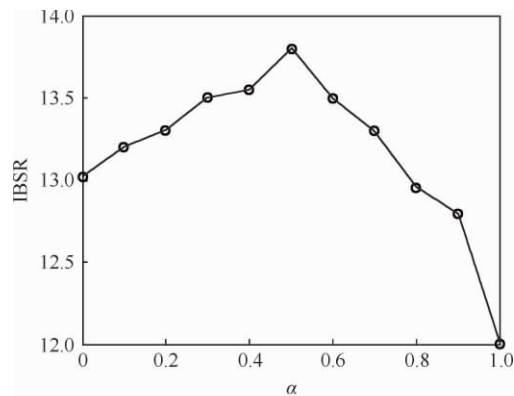
$$S_{10} = \sum_{r=r_0-\frac{\rho_r}{2}}^{r_0+\frac{\rho_r}{2}} \sum_{v=v_0-\frac{\rho_{v0}}{2}}^{v_0+\frac{\rho_{v0}}{2}} |G_1(r, v)|^2$$
 分别为 BSSL 抑制

前后目标主瓣能量; $\rho_{v0} = \frac{c}{2N_s f_{b1} T_r}$ 为主瓣分辨率。由式(37)可知,IBSR 越大, BSSL 抑制效果越好。

3 实验结果及分析

MIMO 雷达参数设置如下:发射阵元数 $M = 6$,接收阵元数 $N = 6$,每个发射阵元信号脉冲宽度 $T_p = 15 \mu s$,带宽 $B_s = 5 \text{ MHz}$,脉冲重复间隔 $T_r = 1 \text{ ms}$,相参积累脉冲个数 $N_s = 30$ 。将发射阵元等分为两组,第 1 组发射信号最小载频 $f_1 = 150 \text{ MHz}$,则等效载频 $f_{b1} = 155 \text{ MHz}$,盲速 $v_{b1} = 193.55 \text{ m/s}$ 。

设雷达场景中心 $r_c = 30 \text{ km}$,目标 $T1 = [-100 \text{ m}, -20 \text{ m/s}]$,其中第 1 个参数值为斜距,第 2 个参数值为径向速度,设定不模糊速度范围 $[v_{bmin}, v_{bmax}] = [-250, 250] \text{ m/s}$,则最大速度模糊度 $p_0 = 2$,显然, f_1 与 B_s 的设置满足式(35)且在 $E = \frac{MB_s}{4f_{b1}^2} - \frac{1}{f_{b1}}$ 中, $E < 0$,因此利用式(32)设计 f_{b2} 。首先需要确定调整系数 α ,由式(33)得 IBSR 随 α 变化结果,如图 4(a)所示。可见,当 $\alpha = 0.5$ 即 $f_{b2} = 224.03 \text{ MHz}$ 时,IBSR 最大。事实上,当 $\alpha = 0.5$ 时,如图 4(b)中 RFT 峰值切面图所示,两种 BSSL 在速度维上基本等间隔分布,因此副瓣重叠区最小, BSSL 抑制剩余最少,积分抑制比最高。实际应用中, α 值的确定还需要综合考虑雷达硬件及功能等因素。



(a) IBSR with respect to adjustment factor

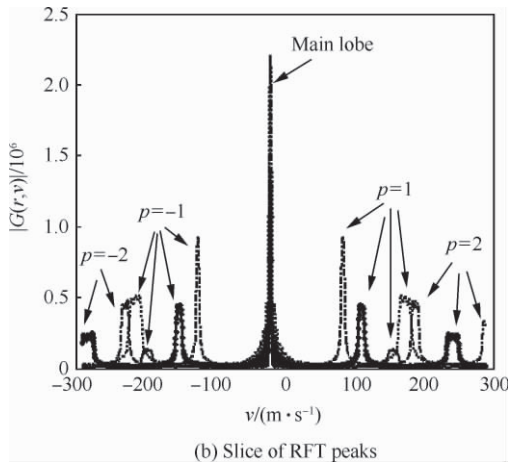


图 4 α 值的确定

Fig 4 Determination of α value

多目标情况下,设 $\alpha = 0.5$,场景中另外两个目标运动参数分别为: $T_2 = [0 \text{ m}, 20 \text{ m/s}]$, $T_3 = [100 \text{ m}, -20 \text{ m/s}]$ 。图 5(a)和图 5(b)分别为 f_{b1} 和 f_{b2} 对应的 RFT 输出,即式(28)中的 $|G_1(r, v)|$ 和 $|G_2(r, v)|$ 。由图 5(a)和图 5(b)可以看出,除了 3 个目标主瓣外, RFT 输出结果中存在大量高峰值的 BSSL,这些 BSSL 会导致大量虚警。图 5(c)和图 5(d)分别为利用式(28)和文献[14]中对称加窗法抑制 BSSL 的结果。由图 5(c)和图 5(d)可知,本文方法 RFT 主瓣峰值没有降低,即保证了 RFT 的积累性能,但 BSSL 抑制效果比对称加窗法显著提高。事实上,由于对称加窗法中等分 CPI 无法使对应的两个 RFT 的 BSSL 完全不交叠,因此,重叠部分将导致较多的 BSSL 抑制剩余。

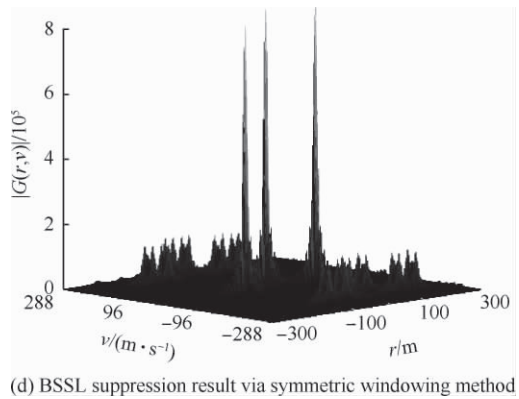
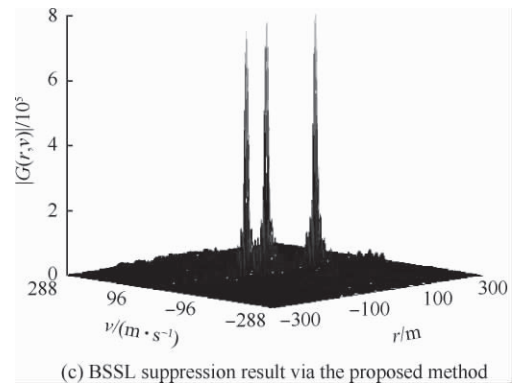
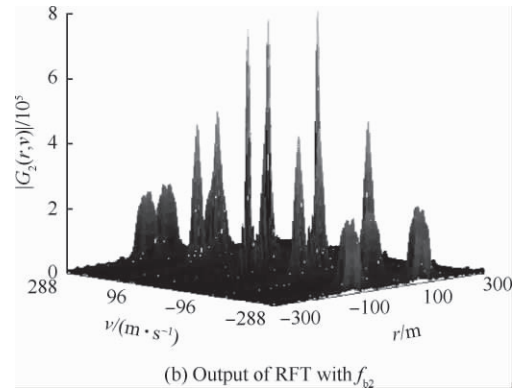
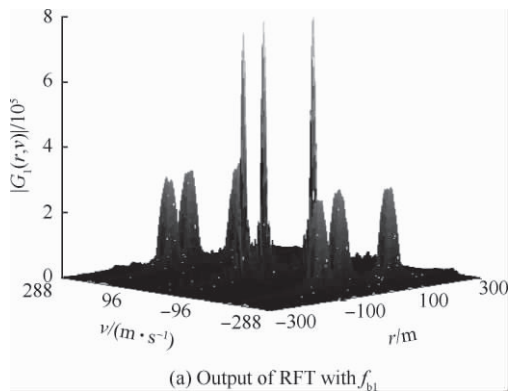


图 5 多目标 RFT 输出及 BSSL 抑制结果

Fig 5 RFT outputs of multi-target and BSSL suppression results



为了进一步比较这两种方法的 BSSL 抑制性能,图 6 给出了 $\alpha = 0.5$ 时两种方法的 IBSR 对比结果。由图 6 知,随着积累脉冲数的增加,两种 BSSL 抑制性能均近似线性提高,但本文方法 BSSL 抑制性能的提高速度(图 6 中直线斜率)约为对称加窗法的 2 倍,且明显优于对称加窗法,从而验证了本文 BSSL 抑制方法的有效性。

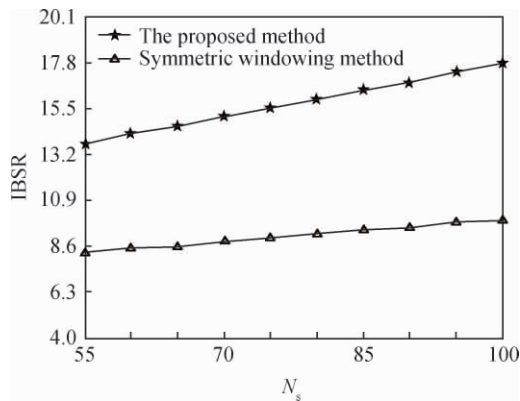


图6 两种BSSL抑制方法性能对比

Fig. 6 Performance comparison of two BSSL suppression methods

4 结论

1) 本文算法利用MIMO雷达自身的多载频特点实现BSSL抑制方法,硬件实现比较容易。

2) 利用BSSL积分抑制比作为BSSL抑制性能评价指标,本文方法在保证RFT积累性能的同时,其BSSL抑制性能显著优于对称加窗法。

3) 随着积累脉冲数的增加,对称加窗法与本文方法的BSSL抑制性能均近似线性提高,但本文方法的提高速度约为对称加窗法的2倍。

参 考 文 献

- [1] Li C. Study on MIMO radar signal detection and long-time coherent integration. Chengdu: School of Electronic Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, 2011. (in Chinese)
李超. MIMO雷达信号检测与长时间积累技术研究. 成都: 电子科技大学电子工程学院, 2011.
- [2] Lv H. Research on colocated MIMO radar signal processing. Xi'an: National Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, 2011. (in Chinese)
吕晖. 集中式MIMO雷达信号处理方法研究. 西安: 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 2011.
- [3] Jin M. Study on waveform optimization and signal processing for MIMO radars. Xi'an: National Lab. of Radar Signal Processing, Xidian University, 2010. (in Chinese)
金明. MIMO雷达波形优化与信号处理方法研究. 西安: 西安电子科技大学雷达信号处理国家重点实验室, 2010.
- [4] Wang W Q. Space-time coding MIMO-OFDM SAR for high-resolution imaging. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2011, 49(8): 3094-3104.
- [5] Zhang S S, Zeng T, Long T, et al. Dim target detection based on Keystone transformation. IEEE International Radar Conference, 2005.
- [6] Wang J, Zhang S H. Study on the motion compensation of range migration for weak moving target detection. Acta Electronica Sinica, 2008, 28(12): 55-59. (in Chinese)
王俊, 张守宏. 微弱目标积累检测的包络移动补偿方法. 电子学报, 2008, 28(12): 55-59.
- [7] Chen Y Z, Zhu Y F, Zhao H Z, et al. Detection algorithm research of high velocity moving target based on the envelope interpolation. Signal Processing, 2004, 20(4): 387-390. (in Chinese)
陈远征, 朱永锋, 赵宏钟, 等. 基于包络插值移位补偿的高速运动目标积累检测算法研究. 信号处理, 2004, 20(4): 387-390.
- [8] Zeng J K, He Z H, Sellathurai M, et al. Modified hough transform for searching radar detection. IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, 2008, 5(4): 683-686.
- [9] Perry R P, Dipietro R C, Fante R L. Coherent integration with range migration using Keystone formatting. Proceedings of IEEE Radar Conference, 2007.
- [10] Zeng T, Long T, Wang Z. Range migration compensation and Doppler ambiguity resolution by Keystone transform. IEEE International Radar Conference, 2006.
- [11] Yu J, Xu J, Tang J, et al. An improved Keystone-transform based method for long-time coherent integration of radar target. Radar Science and Technology, 2008, 6(6): 455-458. (in Chinese)
余吉, 许稼, 汤俊, 等. 基于Keystone变换的改进雷达目标长时间积累. 雷达科学与技术, 2008, 6(6): 455-458.
- [12] Xu J, Yu J, Peng Y N, et al. Long-time coherent integration for radar target detection base on radon-Fourier transform. IEEE International Radar Conference, 2010.
- [13] Xu J, Yu J, Peng Y N, et al. Radon-Fourier transform for radar target detection (I): generalized Doppler filter bank. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(2): 1186-1202.
- [14] Xu J, Yu J, Peng Y N, et al. Radon-Fourier transform (RFT) for radar target detection (II): performance analysis and sidelobe suppression. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2011, 47(4): 2473-2489.
- [15] Yu J, Xu J, Peng Y N, et al. Radon-Fourier transform (RFT) for radar target detection (III): optimality and fast implementations. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2012, 48(2): 991-1004.
- [16] Yu J, Xu J, Peng Y N. Long-time coherent integration method for targets with a radial acceleration. Journal of Tsinghua University: Science and Technology, 2010, 50(5): 793-796. (in Chinese)

- 余吉, 许稼, 彭应宁. 径向匀加速目标的长时间相参积累方法. 清华大学学报: 自然科学版, 2010, 50(5): 793-796.
- [17] Zhou W G, Wang J M, Xie J L, et al. A study on compensation method of the aperture fill time. Modern Radar, 2011, 33(1): 41-45. (in Chinese)
- 周伟光, 王建明, 谢纪岭, 等. 一种孔径渡越时间补偿方法研究. 现代雷达, 2011, 33(1): 41-45.
- [18] Qiu G F, Zhu L. Research on aperture fill phenomena of wideband phased array radar. Journal of China Academy of Electronics and Information Technology, 2010, 15(4): 354-360. (in Chinese)
- 仇光锋, 朱力. 宽带相控阵雷达孔径渡越现象研究. 中国电子科学研究院学报, 2010, 15(4): 354-360.
- [19] Richards M A. Fundamentals of radar signal processing. New York: Tata McGraw-Hill Education, 2005: 53-120.

作者简介:

钱李昌 男, 博士研究生。主要研究方向: 雷达微弱目标检测与估计、雷达成像等。

Tel: 027-85991759

E-mail: qlc009@sina.com

许稼 男, 博士, 教授, 博士生导师。主要研究方向: 检测与估计理论、SAR/ISAR 成像、目标识别、阵列信号处理等。

Tel: 010-62781375

E-mail: tigerxujia@sina.com

附录 A: 式(7)推导过程

$$\begin{aligned}
 s_M(\tau) &= \mathbf{s}_{M1}(\tau) \mathbf{u}_t^* = \mathbf{u}_t^T \text{diag} \{ \exp[j2\pi f_1(\tau - \tau_d)], \exp[j2\pi f_2(\tau - \tau_d)], \dots, \\
 &\quad \exp[j2\pi f_M(\tau - \tau_d)] \} \mathbf{u}_t^* NA \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) = \\
 &\quad \sum_{m=1}^M \exp[j2\pi f_m(\tau - \tau_d)] NA \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) = \\
 &\quad \sum_{m=1}^M \exp\{j2\pi[f_1 + (m-1)B_s](\tau - \tau_d)\} NA \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) = \\
 &NA \text{sinc}(\pi B_s(\tau - \tau_d)) \frac{\sin(\pi M B_s(\tau - \tau_d))}{\sin(\pi B_s(\tau - \tau_d))} \exp\{j\pi[2f_1 + (M-1)B_s](\tau - \tau_d)\} = \\
 &ANM \text{sinc}(\pi M B_s(\tau - \tau_d)) \exp[j2\pi f_b(\tau - \tau_d)] \tag{A1}
 \end{aligned}$$

Blind Speed Side Lobe Suppression in Radon-Fourier Transform Based on MIMO Radar with Multi-carrier Frequency

QIAN Lichang¹, XU Jia²*, SUN Wenfeng³, PENG Yingning⁴

1. Department of Graduate Management, Airforce Early Warning Academy, Wuhan 430019, China

2. School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China

3. Air/space Early Warning Laboratory, Airforce Early Warning Academy, Wuhan 430019, China

4. Department of Electronic Engineering, Tsinghua University, Beijing 100084, China

Abstract: Blind speed side lobe (BSSL) in the long time coherent integration method of Radon-Fourier transform (RFT) can not only increase false alarm probability but also deteriorate radar detection performance. To address the BSSL problem, this paper proposes a novel BSSL suppression method based on the multi-carrier frequency design of a multiple input multiple output (MIMO) radar. First, based on the relationship between the carrier frequency and the distribution of BSSL, the non-overlapping constraint of BSSL is derived. Then, the multi-carrier frequency design method is provided in detail according to the constraint. By using the designed carrier frequencies, two RFT outputs with non-overlapping BSSL can be obtained. By jointly processing the RFT outputs, BSSL suppression can be realized. Furthermore, an evaluation method of the BSSL suppression is also provided. Both theoretical analysis and numerical experiments show that the proposed method can effectively suppress BSSL without deteriorating the integration performance of the RFT.

Key words: MIMO radar; long time coherent integration; Radon-Fourier transform; blind speed side lobe suppression; carrier frequency design

Received: 2012-08-09; Revised: 2012-12-18; Accepted: 2013-01-21; Published online: 2013-01-29 14:56

URL: www.cnki.net/kcms/detail/11.1929.V.20130129.1456.003.html

Foundation items: National Natural Science Foundation of China (61271391, 61225005); Beijing Municipal Natural Science Foundation (4122038); China Ministry Research Foundation (9140A07021012JW0101); Aerospace Innovation Foundation (CASC201104); Aerospace Supporting Foundation; Tsinghua National Laboratory for Information Science and Technology (TNList) Cross-discipline Foundation

* Corresponding author. Tel.: 010-62781375 E-mail: tigerxujia@sina.com