

## 基于变换域和时域联合处理的雷达同频干扰抑制方法

郇浩<sup>\*①</sup> 陶然<sup>①</sup> 李元硕<sup>①②</sup> 王越<sup>①</sup> 王桂英<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(北京理工大学信息与电子学院 北京 100081)

<sup>②</sup>(北京电子工程总体研究所 北京 100854)

**摘要:** 针对舰艇编队情况下线性调频脉冲体制雷达间同频干扰的问题, 该文提出一种分数阶傅里叶域滤波处理与时域反异步处理相结合的干扰抑制方法。通过分数阶傅里叶域自适应滤波对与目标回波信号调频率不同的干扰信号做抑制处理, 同时根据分数阶傅里叶变换的可逆性, 逆变换到时域后采用相邻周期反异步方法进一步消除与目标回波信号调频率相同或相近的同频干扰。仿真试验表明, 该方法相对传统方法能够有效抑制与目标回波信号调频率不同的同频干扰, 同时对于在时域与目标回波信号完全重合或部分重合的干扰信号也有较好的抑制效果, 干扰抑制处理增益达到 29 dB 以上。该方法为提高同型雷达编队组网能力提供了设计参考。

**关键词:** 舰艇编队; 同频干扰; 分数阶傅里叶变换; 相邻周期反异步

中图分类号: TN959.72

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2012)12-2978-07

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2012.00766

## Co-channel Interference Suppression for Homo-type Radars Based on Joint Transform Domain and Time Domain

Huan Hao<sup>①</sup> Tao Ran<sup>①</sup> Li Yuan-shuo<sup>①②</sup> Wang Yue<sup>①</sup> Wang Gui-ying<sup>①</sup>

<sup>①</sup>(School of Information and Electronics, Beijing Institute of Technology, Beijing 100081, China)

<sup>②</sup>(Beijing Institute of Electronic System Engineering, Beijing 100854, China)

**Abstract:** An interference suppression method based on joint fractional Fourier domain and time domain is proposed in this paper, to solve the problem of co-channel interference caused by homo-type radars working in ship formation. The interferences with different chirp rate from echo signal can be eliminated at fractional Fourier domain, and because of the reversibility of fractional Fourier transform, the ones with similar chirp rate can be cancelled by against-asynchronism of adjacent periods at time domain. Computer simulation results show that interference suppression processing gain reaches 29 dB. This method presents technical support for the ElectroMagnetic Compatibility (EMC) research in the ship formation.

**Key words:** Ship formation; Co-channel interference; Fractional Fourier transform; Against-asynchronism of adjacent periods

### 1 引言

现役舰载雷达大多为线性调频(LFM)脉冲体制雷达。该体制雷达在发射机峰值功率受限的条件下, 充分利用发射机的平均功率, 较好地解决了雷达作用距离与距离分辨率这一对在普通脉冲体制雷达中难以解决的矛盾, 同时提高了信号的处理增益。在舰艇编队作战时, 因探测目标特性不同, 探测距离、探测精度等要求也不尽相同, 使得编队内部雷达工作在不同的发射参数下, 例如脉冲重复周期、脉冲

宽度、脉冲的调频率等, 但往往都处于相同或相近的工作频段。随着水面舰艇编队的规模日益扩大, 编队内部各舰艇间同型雷达的数量不断增多, 使得同频干扰现象频繁发生。同频干扰会造成大片虚警, 特别是影响对导弹等小目标的探测并破坏雷达对目标的连续跟踪能力<sup>[1]</sup>。

目前, 对雷达抗同频干扰的研究主要在以下几个方面: 改变雷达工作频率<sup>[2]</sup>, 改变发射信号形式, 降低天线副瓣增益或采用副瓣对消<sup>[3,4]</sup>, 信号识别和数据处理, 改变雷达脉冲重复频率。其中利用信号处理手段对同频干扰进行抑制的方法由于较容易在雷达系统中得以应用, 逐渐引起了学者的关注。目前的方法主要是通过改变雷达脉冲重复频率, 将同频同步干扰变为同频异步干扰, 利用干扰信号与目

2012-06-15收到, 2012-08-20改回

国家973计划项目(2009CB724003, 2010CB731902)和长江学者与创新团队发展计划(IRT1005)资助课题

\*通信作者: 郇浩 huanhao@bit.edu.cn

标回波间的脉冲重复频率差区分并滤除干扰，主要有相邻周期反异步算法及其改进算法和时域脉冲相关法<sup>[5,6]</sup>。脉冲重复频率不同，导致不同周期的异步干扰出现在不同的距离单元，而回波信号出现在相同距离单元，因此可在脉冲压缩处理之后找到干扰所在距离单元，直接将其滤除。以上方法存在的局限性是：(1)没有充分利用 LFM 脉冲体制雷达信号特征，而是对脉冲体制雷达一概而论，在同频干扰数量较多时效果不好；(2)匹配滤波器对与信号回波调频率不同的干扰回波失配，造成输出峰值展宽，反异步的干扰抑制效果不好。本文通过对同频干扰进行特征分析，重点针对上述两个关键问题，提出基于变换域和时域联合处理的干扰抑制方法。

## 2 同频干扰特征分析

假设第  $n$  个脉冲回波信号可近似为

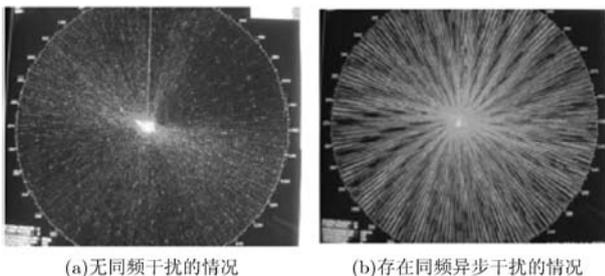
$$s(\hat{t}, n) = A_0 \text{rect} \left( \frac{\hat{t} - \tau_0 - \beta_0 n T}{T_0} \right) \cdot \exp(j\pi\mu(\hat{t} - (\tau_0 - \beta_0 n T))^2) \cdot \exp(j2\pi f_d n T) \exp(j2\pi f_d \hat{t}) + w(\hat{t}, n) \quad (1)$$

其中  $A_0$  为回波的幅度常数， $T_0$  为脉冲宽度， $T$  为脉冲重复周期， $\mu$  为回波信号调频率， $\hat{t} = t - nT$ ， $\tau_0 = 2R_0/c$  为目标初始时延， $\beta_0 = 2v_0/c$  为目标时延变化率， $f_d = 2v_0/\lambda$  为目标多普勒频率， $\lambda$  为发射信号波长， $w(\hat{t}, n)$  为复高斯白噪声。

设  $R_j$  为初始时刻干扰雷达到被干扰雷达的距离， $v_j$  为两部雷达的相对速度，干扰回波的时延变化率可近似为零。同频干扰回波信号可表示为

$$g(\hat{t}, n) = A_j \text{rect} \left( \frac{\hat{t} - \tau_j}{T_{0j}} \right) \exp(j\pi\mu_j(\hat{t} - \tau_j)^2) \cdot \exp(j2\pi f_{dj} n T_j) \exp(j2\pi f_{dj} \hat{t}) + w(\hat{t}, n) \quad (2)$$

其中  $A_j$  为干扰幅度常数， $T_{0j}$  为干扰脉宽， $T_j$  为干扰信号的脉冲重复周期。 $\tau_j = R_j/c$  为干扰初始时延， $\mu_j$  为干扰回波的调频率， $R_j$  为初始时刻干扰雷达与被干扰雷达的距离， $f_{dj} = v_j/\lambda$  为目标多普勒频率， $v_j$  为两部雷达相对速度。



(a) 无同频干扰的情况

(b) 存在同频异步干扰的情况

图 1 同频干扰对雷达检测的影响

### 2.1 干扰信号功率

编队状态下，雷达同时开机对空辐射时雷达发射信号只需单程传输就直接到达其他雷达的接收天线，因此，编队状态下的同频干扰的功率可用二次雷达方法分析。

设发射雷达的功率为  $P_t$ ，雷达天线的增益为  $G_t$ ，接收天线增益为  $G_r$ ，则雷达接收的干扰回波功率为  $P_r = P_t G_t G_r \lambda^2 / (4\pi R)^2$ ， $\lambda$  为所用波长。即使  $G_r$  为高主副比天线的副瓣增益，由于接收功率反比于接收设备与雷达发射的距离  $R$  的二次方，干扰回波功率损耗仍然要比目标回波功率小得多。

### 2.2 干扰信号重复频率

对于式(1)，式(2)，当  $T = nT_j$  时，干扰与回波信号的周期相同，此时干扰为同频同步干扰，干扰与回波前后周期的位置固定；当  $T \neq nT_j$  时，干扰与回波信号的周期不同，此时干扰为同频异步干扰，干扰与回波前后周期的位置不固定，可以利用这一特性通过一定手段找到干扰所在距离单元然后进行滤除。

### 2.3 干扰信号调频率差异

LFM 信号的调频率  $\mu = B/T_0$ ，由信号带宽  $B$  和脉宽  $T_0$  决定，对于 LFM 脉冲体制雷达，带宽  $B$  越大，距离分辨率越高；脉宽  $T_0$  越大，探测距离越远。现代雷达常采用多种带宽和脉宽的信号以供选择。例如美国的 AN/SPS-48<sup>[7]</sup>，是一种美国海军大型水面舰艇大量装备的远程对空搜索雷达，探测覆盖 50~400 km 范围内，距离分辨力为 457 m，脉冲宽度有 3  $\mu$ s，9  $\mu$ s 和 27  $\mu$ s 供选择；而对近程目标，则需要较高的距离分辨力，对脉冲宽度要求反而不高，如对空搜索雷达中美国的 AN/SPS-40 是典型的线扫频体制雷达，探测距离最小为 11.5 km，最大 300 km，脉冲宽度为 3  $\mu$ s，距离分辨力则要求达到 90 m。

### 2.4 干扰信号多普勒频率

舰船编队行进时速度不一定相同，甚至可能存在反向运动，导致干扰回波信号具有多普勒特征。当相对速度为 40 kn 时，多普勒频率约为 200 Hz(认为雷达工作在 S 波段)，传统对消算法对干扰的抑制效果有限。

## 3 变换域与时域联合干扰抑制方法

### 3.1 分数阶傅里叶域逐次滤波算法原理

分数阶傅里叶变换(FrFT)是傅里叶变换的广义形式。它将信号分解到同一调频率、不同起始频率的线性调频基函数上，描述了信号从时域到频域渐变的过程。因此，FrFT 对 LFM 信号具有良好的能量聚焦特性，是 LFM 信号检测和参数估计的有效工

具<sup>[8]</sup>。有很多文献论述 FrFT 在对 LFM 脉冲信号的参数估计及其初始频率、调频率 2 维分辨率等方面都具有很大的优势<sup>[9-12]</sup>。FrFT 是一种线性变换。

$$F^p[ax(t) + by(t)] = aX_p(u) + bY_p(u) \quad (3)$$

其中  $p$  阶 FrFT 定义为

$$X_p(u) = \{F_p[x(t)]\}(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} x(t)K_p(u,t)dt \quad (4)$$

$$K_p(u,t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{1-j\cot\alpha}{2\pi}} \exp\left\{j\frac{t^2+u^2}{2}\cot\alpha - jut\csc\alpha\right\}, & \alpha \neq n\pi \\ \delta(t-u), & \alpha = 2n\pi \\ \delta(t+u), & \alpha = (2n\pm 1)\pi \end{cases} \quad (5)$$

分数阶傅里叶域的干扰滤波原理可以简单描述为通过参数估计找到与干扰回波调频率匹配的 FrFT 阶次  $p_0$  ( $p_0 = -(2/\pi)\arccot\cot(\mu)$ )，通过设置自适应的干扰检测门限， $*M(u)$  相当于中心频率为  $u_0$  的理想带阻滤波器，将干扰所在的单元  $u_0$  置零，经过  $p_0$  阶次的逆变换，达到干扰滤除的目的。滤波过程如图 2 所示。

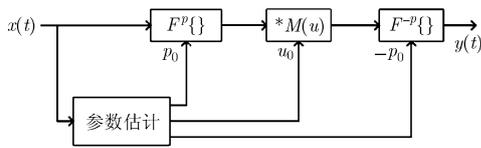


图 2 分数阶傅里叶域干扰滤波原理

编队情况下的雷达同频干扰数量较多，干扰回波调频率各不相同，干扰功率相差较大，导致在分数阶傅里叶域阶次间会产生遮蔽效应，影响干扰滤除的效果。针对这一情况，在分析了遮蔽效应的基础上提出了按干扰功率由大到小的逐次滤波方法。

如果信号持续时间无限长，那么调频率互不相

同的多分量 chirp 信号只会各自匹配的分数阶傅里叶域中累积能量，而在其他分数阶傅里叶域中带宽是无限宽的，不会造成各分量间的相互遮蔽。由于雷达脉冲持续时间有限，因此存在各分量间分数阶傅里叶谱的相互遮蔽问题。在此以两分量的回波信号做分析，设  $g(t)$  的匹配阶次为  $\alpha_0$ ， $h(t)$  的匹配阶次为  $\alpha_1$ ，定义遮蔽系数为

$$\varepsilon_{\alpha_1} = |G_{\alpha_1}(m)|^2 / |H_{\alpha_1}(m)|^2 = \frac{A_g^2}{A_h^2 f_s T_0^2} \sqrt{\frac{(f_s^2 + \mu_g^2 T_0^2)}{(\mu_h - \mu_g)^2}} \quad (6)$$

其中  $A_g$  和  $\mu_g$  为  $g(t)$  的幅度和调频率， $A_h$  和  $\mu_h$  为  $h(t)$  的幅度和调频率， $T_0$  为脉冲持续时间。系数  $\varepsilon_{\alpha_1}$  体现了  $g(t)$  对  $h(t)$  在  $\alpha_1$  阶次分数阶傅里叶谱上的遮蔽程度，我们希望其越小越好，在此取  $\varepsilon_{\alpha_1} = 1$  作为遮蔽效应的边界条件。则

$$\frac{\tilde{A}_h}{A_g} = \left[ \frac{\sqrt{f_s^2 + \mu_g^2 T_0^2}}{|\mu_h - \mu_g| \cdot f_s T_0^2} \right]^{1/2} \quad (7)$$

当  $f_s = 10$  MHz/s,  $\mu_g - \mu_h = \Delta B / T_0 = 0.5$  MHz / 0.1 ms =  $5 \times 10^9$  Hz/s，得到  $\tilde{A}_h / A_g = 0.1495$ 。即两个干扰回波信号调频率相差  $5 \times 10^9$  Hz/s，干信比相差 16.5 dB ( $20 \cdot \lg(1/0.1495)$ ) 以上， $g(t)$  对  $h(t)$  在  $\alpha_1$  阶次分数阶傅里叶谱上出现较强的遮蔽效应。

由图 3 可知，当干扰之间功率相差较大并且调频率相差较小时，遮蔽效应会影响干扰检测和抑制的效果，按照干扰功率由大到小对应阶次逐次滤波的方法能够消除强干扰分量对弱干扰分量的遮蔽影响，从而有利于对弱干扰的检测和滤除。

### 3.2 分数阶傅里叶域滤波策略及干扰门限检测方法

通过上节分析，由于脉冲持续时间有限，当干扰回波调频率与目标信号回波调频率差  $\Delta\mu$  较小并且在分数阶傅里叶域频率重叠时，根据式(8)干扰滤除的同时会带来较大的信噪比损失。

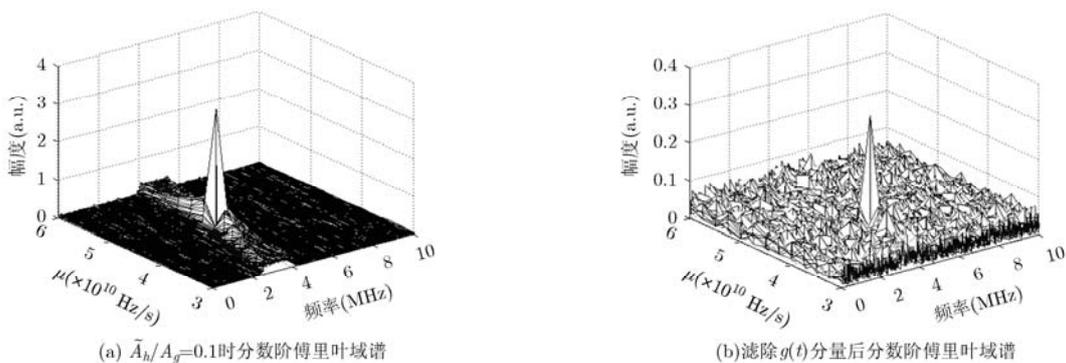


图 3 两分量 LFM 信号在分数阶傅里叶谱的遮蔽效果

$$\text{SNR}_{\text{loss}} = 10 \lg \left( 1 - \frac{B_{\text{cut}}}{\Delta \mu T_0} \right) \quad (8)$$

在与干扰回波调频率匹配的变换阶次，其主瓣宽度最大为  $2/T_{0j \text{ min}}$ ，假设滤波带宽  $B_{\text{cut}} = k/T_{0j \text{ min}}$ ， $k$  为大于 2 的整数。按照滤波比例  $B_{\text{cut}}/(\Delta \mu T_0)$  为 10%，信噪比损失将小于 0.5 dB，由此可得出

$$\Delta \mu_{\text{min}} = \frac{10k}{T_0 T_{0j \text{ min}}} \quad (9)$$

为了避免干扰滤波导致过大的信噪比损失，将与目标信号回波调频率相差  $\pm \Delta \mu_{\text{min}}$  内所对应的分数阶傅里叶域设置为滤波保护区域。按照图 4 所示，对于在保护区域内的干扰回波信号不做变换域滤波处理。下一节将分析如何通过匹配滤波输出后的时域反异步处理来抑制处于滤波保护区域内的干扰回波信号。

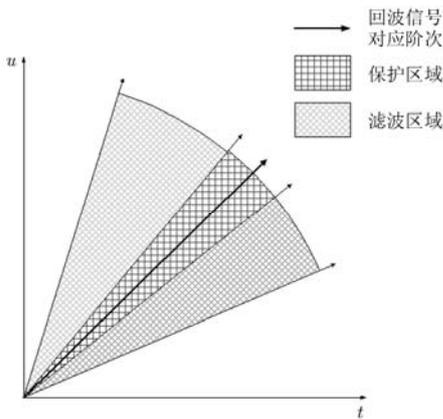


图 4 分数阶傅里叶域滤波保护间隔示意图

在滤波区域内，除了需要按照干扰功率由大到小逐次滤波的方法消除遮蔽效应的影响，FrFT 的阶次分辨率能否将干扰回波准确区分也是变换域滤波的关键。FrFT 的阶次分辨率表示在分数阶傅里叶域上区分两个中心频率相同持续时间为  $T$  的 LFM 信号的能力，可以定义为：信号经过 FrFT 后，在其中心频率匹配点上幅度下降 3 dB 时变换阶次的差值。根据文献[13]，可将变换阶次的差值用调频率来表示，得出 FrFT 的调频率分辨率  $\mu_0$  为

$$\mu_0 = \frac{3.4743}{T^2} \quad (10)$$

针对多个干扰回波信号，调频率分辨率  $\mu_0$  可改写为

$$\mu_0 = \frac{3.4743}{T_{0j \text{ max}}^2} \quad (11)$$

由于干扰回波的脉宽、调频率不同，在分数阶

傅里叶域某一阶次上会出现 3 种情况：与干扰信号的调频率匹配，幅度谱上得到一个 sinc 函数；与干扰信号的调频率匹配，由于脉宽相对较窄，sinc 函数主瓣略有展宽；与干扰信号的调频率失配，若调频率差小于调频率分辨率  $\mu_0$ ，能量也能得到聚集，主瓣略有展宽，其宽度最大为

$$B_w = \frac{1}{2} \mu_0 T_{0j} + \frac{2}{T_{0j}} = \frac{T_{0j}}{T_{0j \text{ max}}} \frac{1.73715}{T_{0j \text{ max}}} + \frac{2}{T_{0j}} \quad (12)$$

因此一个合适的滤波策略是：对于调频率差大于分辨率  $\mu_0$  的两个干扰回波信号，可在干扰回波信号所匹配的对阶次上分别做滤波处理；对于调频率差小于分辨率  $\mu_0$  的两个干扰回波信号，在相邻的匹配阶次统一做滤波处理。

通过设置干扰检测门限，将超过门限，带宽为  $B_{\text{cut}}$  的部分置零，实现干扰的滤除。干扰门限检测算法采用单元平均恒虚警(CA-CFAR)算法[14]，根据上述 3 种情况干扰信号在分数阶傅里叶域的最大主瓣宽度设置保护单元，由于干扰信号回波功率比目标信号回波大得多，因此能够保证较高的干扰检测概率。图 5 为 CA-CFAR 算法对干扰信号的检测情况。其中干扰参数为：干扰 1：带宽 5 MHz，脉宽 50  $\mu\text{s}$ ，调频率 100 GHz/s；干扰 2：带宽 5.07 MHz，脉宽 50  $\mu\text{s}$ ，调频率 101.4 GHz/s；干扰 3：带宽 4 MHz，脉宽 40  $\mu\text{s}$ ，调频率 100 GHz/s；采样率为 10 MHz。

### 3.3 时域反异步

通过分数阶傅里叶域的滤波处理，与目标回波信号调频率不同的干扰信号被有效抑制，在分数阶傅里叶域滤波保护区域内的干扰信号由于其调频率与目标回波信号调频率相同或者相近，可采用时域反异步的方法对干扰进一步消除。由于时域反异步处理是在匹配滤波之后进行的，因此首先分析干扰回波信号经匹配滤波后的输出形式。

重写同频干扰信号，忽略相位常数项，得到简化形式为

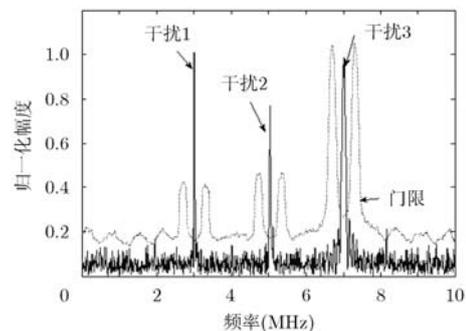


图 5 干扰门限检测结果

$$g(t) = A_j \exp \left[ j2\pi \left( \mu_j \tau_j t + \frac{1}{2} \mu_j t^2 \right) \right] \quad (13)$$

发射信号的简化表达式为  $u(t) = \exp(j\pi\mu t^2)$ ，匹配滤波器可表示为  $h(t) = u^*(-t)$ ，同频干扰经匹配滤波器后的输出信号为

$$\begin{aligned} y(t) &= g(t) \otimes h(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} g(\tau) h(t-\tau) d\tau \\ &= A \exp(j\pi\mu t^2) \\ &\quad \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \exp \left\{ j2\pi \left[ (b+\mu t)\tau + \frac{1}{2}(\mu_j - \mu)\tau^2 \right] \right\} d\tau \quad (14) \end{aligned}$$

其中  $\otimes$  为卷积，“\*”为共轭， $b = \mu_j \tau_j$ 。

当  $\mu_j - \mu = 0$  时

$$|y(t)| = A(T_p - |t|) \left| \text{sinc} \left[ \frac{\pi}{2} (\mu t + b)(T_p - |t|) \right] \right| \quad (15)$$

其中  $T_p$  为匹配滤波固定延时。

当  $\Delta\mu = \mu_j - \mu \neq 0$  时

$$|y(t)| = A(T_p - |t|) F(\eta, \xi) \quad (16)$$

$$F(\eta, \xi) = \frac{|F_{\text{exp}}(\eta) - F_{\text{exp}}(\xi)|}{|\eta - \xi|} \quad (17)$$

$$\left. \begin{aligned} \eta &= \sqrt{2|\Delta\mu|} \left( t + \frac{b+\mu t}{\Delta\mu} \right) \\ \xi &= \sqrt{2|\Delta\mu|} \left( T_p + \frac{b+\mu t}{\Delta\mu} \right) \end{aligned} \right\}, \quad T_p \geq t \geq 0 \quad (18)$$

$$\left. \begin{aligned} \eta &= \sqrt{2|\Delta\mu|} \left( \frac{b+\mu t}{\Delta\mu} \right) \\ \xi &= \sqrt{2|\Delta\mu|} \left( T_p + t + \frac{b+\mu t}{\Delta\mu} \right) \end{aligned} \right\}, \quad -T_p \leq t < 0$$

其中  $F_{\text{exp}}(y) = \int_0^y \exp \left( j \frac{\pi}{2} x^2 \right) dx$ 。

通过以上分析，当干扰信号回波调频率与匹配滤波器的调频率失配时，输出信号的包络将会随着调频率差异的增大而展宽。通过多周期的时域反异步处理，能够逐步消除展宽后的干扰信号。

时域反异步处理将前后两个脉冲重复周期间同一距离单元上的接收信号相减来发现异步干扰。前周期信号各个单元的幅值减去下一周期对应单元的幅值，其差大于设置门限，可判为该单元上是异步干扰。通过设置门限将干扰滤除后，再与下一周期信号相减，直到干扰完全被滤除。

#### 4 仿真实例

当干扰回波与目标回波在时域重叠时，对目标检测的影响最大。本节主要针对这种情况，通过单周期匹配滤波输出检测信噪比、多周期相参积累等来验证干扰抑制算法的效果。

#### 4.1 单周期干扰抑制性能仿真

干扰回波信号带宽 4 MHz，目标回波信号带宽 5 MHz，脉宽均为 0.1 ms，信干比为 -10 dB，输入信噪比为 -5 dB，滤波带宽  $k/T_{0_j}$ ，其中  $k$  取 8 时，能够滤除 97% 以上的干扰能量，同时信噪比损失在 0.5 dB 左右。图 6 给出了在输入信噪比为 -5 dB 时，变换域干扰抑制前后的匹配滤波输出对比图，可以看出经干扰抑制后目标回波信号的检测性能得到明显提高。

图 7 所示为在固定输入信噪比情况下变换域干扰抑制处理前后，匹配滤波输出信干噪比(SJNR)随信干比(SJR)的变化情况。可以看出，当输入信噪比分别为 -5 dB, -7 dB, -9 dB, -11 dB 时，在输出 SJNR 大于 13 dB 的情况下干扰抑制处理增益达到 29 dB 以上。

图 8 所示为干扰抑制算法前后多周期相参积累的对比图，干扰参数如表 1 所示。其中一些干扰回波与目标回波的调频率差大于分数阶傅里叶域滤波保护间隔，另一些小于滤波保护间隔，针对这种干扰数量较多的情况采用变换域滤波与时域反异步相结合的干扰抑制方法进行仿真分析。

表 1 干扰回波信号参数

	脉冲重复周期(ms)	调频率(GHz/s)	干信比(dB)
目标回波	1.00	100	
干扰 1	1.11	200	34
干扰 2	1.12	150	36
干扰 3	1.13	160	36
干扰 4	1.14	90	30
干扰 5	1.20	80	32
干扰 6	1.23	60	30
干扰 7	1.27	20	28
干扰 8	1.30	30	30
干扰 9	1.26	100	20

从仿真结果可以看出，在同频干扰数量较多，干扰回波调频率与目标回波调频率相差较大时，传统时域反异步处理的效果很不理想。通过合理设置分数阶傅里叶域滤波保护区域，对经过变换域滤波的回波信号，再进行多周期的时域反异步处理，能够达到较好的干扰抑制效果。

#### 5 结束语

舰艇编队航行时，雷达组网遇到的同频干扰问

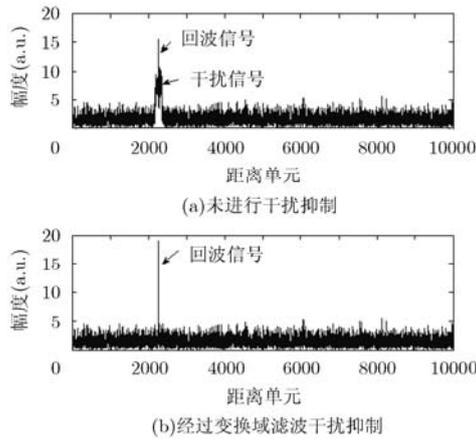


图 6 变换域滤波前后的匹配滤波输出

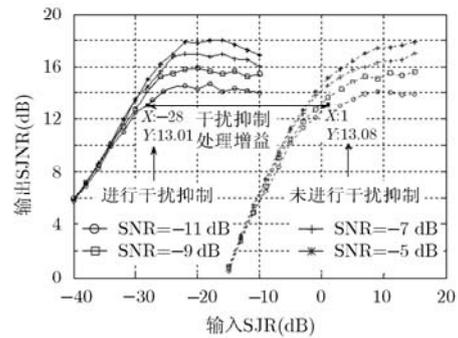


图 7 干扰抑制处理增益

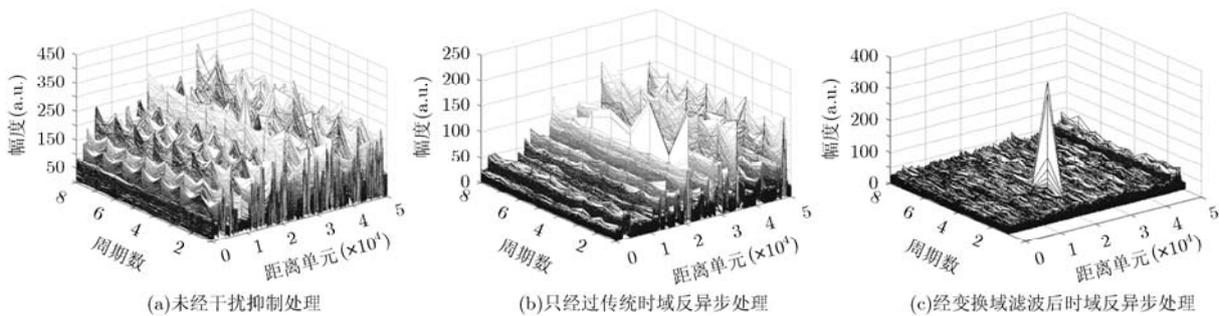


图 8 多周期相参积累对比图

题一直是一个难以很好解决的研究课题。本文提出的方法是利用干扰回波信号与目标回波信号在调频率以及脉冲重复周期上的差异，将干扰回波信号映射到分数阶傅里叶域的不同阶次上，通过合理设置滤波保护区域，采用变换域滤波和时域反异步相结合的办法，较好地解决了干扰数量较多时的同频干扰抑制问题。本方法的提出为提高舰载 LFM 脉冲体制雷达的编队组网能力提供了设计参考。

参 考 文 献

[1] 赵国庆. 雷达对抗原理[M]. 西安电子科技大学出版社, 1999, 第 6 章.  
Zhao Guo-qing. The Principle of Radar Confrontation[M]. Xidian University Publishing House, 1999, Chapter 6.

[2] Sarto M S, D'Aloia A G, Tamburrano A, et al. Synthesis, modeling, and experimental characterization of graphite nanoplatelet-Based composites for EMC applications[J]. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 2012, 54(1): 17-27.

[3] Shnidman D A and Shnidman N R. Sidelobe blanking with expanded models[J]. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, 2011, 47(2): 790-805.

[4] 殷连生. 低副瓣有源相控阵天馈系统中的一体化设计[J]. *电子与信息学报*, 2002, 24(10): 1412-1417.

Yin Lian-sheng. Integralization design in antenna and feed system of active phased array for low sidelobe[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2002, 24(10): 1412-1417.

[5] 侯民胜, 秦海潮. 相参积累法抑制同频雷达间干扰研究[J]. *电子测量技术*, 2008, (6): 51-53.  
Hou Min-sheng and Qin Hai-chao. Study on coherent accumulation against interference between radars with same frequency[J]. *Electronic Measurement Technology*, 2008, (6): 51-53.

[6] 薛春祥. 编队情况下舰载雷达抗同频干扰方法研究[D]. [硕士学位论文], 东南大学, 2007.  
Xue Chun-xiang. Co-channel interference suppression for homo-type radars in ship formation[D]. [Master dissertation], Southeast University, 2007.

[7] 赵登平. 世界海用雷达手册[M]. 北京: 国防工业出版社, 2007.  
Zhao Deng-ping. Handbook of World Marine Radar[M]. Beijing: National Defence Industrial Press, 2007.

[8] 陶然, 邓兵, 王越. 分数阶傅里叶变换及其应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2009, 第 6 章.  
Tao Ran, Deng Bing, and Wang Yue. Fractional Fourier Transform and Its Applications[M]. Beijing: Tsinghua University Publishing House, 2009, Chapter 6.

- [9] Soo-Chang Pei and D Jian-Jiun. Fractional Fourier transform, wigner distribution, and filter design for stationary and nonstationary random processes[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2010, 58(8): 4079-4092.
- [10] 李丽, 邱天爽. 基于分数阶傅里叶变换的双基地雷达线性调频信号的参数联合估计新方法[J]. 电子与信息学报, 2012, 34(4): 878-884.  
Li Li and Qiu Tian-shuang. A novel method for joint parameter estimation of LFM signals in bistatic MIMO radar system based on FRFT[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2012, 34(4): 878-884.
- [11] Tao Ran, Meng Xiang-yi, and Wang Yue. Transform order division multiplexing[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2011, 59(2): 598-609.
- [12] 庞存锁. 基于离散多项式相位变换和分数阶傅里叶变换的加速目标检测算法[J]. 电子学报, 2012, 40(1): 184-188.  
Pang Cun-suo. An accelerating target detection algorithm based on DPT and fractional Fourier transform[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2012, 40(1): 184-188.
- [13] 张南, 陶然, 王越. 基于分数阶傅里叶变换的线性调频信号分辨率分析[J]. 电子学报, 2007, 35(B12): 8-13.  
Zhang Nan, Tao Ran, and Wang Yue. Analysis of the resolution of the linear frequency modulated signal based on the fractional Fourier transform[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2007, 35(B12): 8-13.
- [14] 何友, 关键, 孟祥伟, 等. 雷达自动检测和 CFAR 处理方法综述[J]. 系统工程与电子技术, 2001, 23(1): 9-15.  
He You, Guan Jian, Meng Xiang-wei, et al. Survey of automatic radar detection and CFAR processing[J]. *Systems Engineering and Electronics*, 2001, 23(1): 9-15.
- 郇 浩: 男, 1983 年生, 博士生, 研究方向为分数阶傅里叶变换及其在雷达信号处理中的应用.
- 陶 然: 男, 1964 年生, 教授, 研究方向为多活性代理信息系统以及先进信号处理.
- 李元硕: 女, 1986 年生, 助理工程师, 研究方向为雷达信号处理.