

SAR 干扰机中的收发信号耦合模型及隔离解决方法

刘庆富, 邢世其, 代大海, 王雪松

(国防科技大学电子科学与工程学院, 湖南长沙 410073)

摘 要: 收发隔离是困扰转发式干扰机研制的瓶颈问题, 研究收发同时工作中的收发隔离问题对于解决 SAR 干扰机中方位向欺骗干扰效果以及对抗脉间波形捷变的 SAR(Synthetic Aperture Radar) ECCM(Electronic Counter-Counter Measures)具有重要意义. 在此背景下, 本文利用数学级数概念建立了同时收发体制下, 干扰机收发信号的耦合模型, 并结合 LFM(Linear Frequency Modulation)信号的时频特性和波形补偿实现了耦合信号中有用信号和干扰分量的滤波分离. 基于实测雷达数据的实验验证以及相应的仿真结果均验证了本文方法的有效性.

关键词: SAR; 收发隔离; LFM; 时频特性

中图分类号: TN985

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112 (2011) 06-1461-06

SAR Jammer's Trans-Reception Signal Coupling Model and Isolation Resolving Method

LIU Qing-fu, XING Shi-qi, DAI Da-hai, WANG Xue-song

(School of Electronic Science and Engineering, National University of Defense Technology, Changsha, Hunan 410073, China)

Abstract: The isolation between the transmitted signal and the reception one of SAR(Synthetic Aperture Radar) jammer is a bottleneck for many DRFM(Digital Radio Frequency Memory) based jammers. This problem is especially important for SAR azimuth deceptive jamming and also for measures against waveform agile SAR ECCM(Electronic Counter-Counter Measures) where SAR jammers need to receive and transmit signal simultaneously within the same pulse. In order to get the jammer's coupling signal model caused by isolation problem, the mathematical series are employed to describe the specific working process of SAR jammer. Considering the LFM(Linear Frequency Modulation) signal's time-frequency property and its non-ideal waveform in real application, a method to decouple LFM's time-frequency coupling and also to compensate the non-ideal waveform is proposed here, which makes the harmful trans-reception coupling component and the useful received signal much easier to be distinguished. This suggests that the jammer's trans-reception isolation problem can be solved in a much easier way now by only employing filtering and other signal processing technologies. Finally, our method is proved both by the simulation and the data analysis to be effective.

Key words: SAR(Synthetic Aperture Radar); isolation; LFM(Linear Frequency Modulation); time-frequency characteristics

1 引言

现有的 SAR(Synthetic Aperture Radar)干扰按相参性大致可分为欺骗干扰和压制干扰两种. 其中欺骗干扰由于可以获得 SAR 的成像处理增益, 并可以形成特定的假目标来影响和破坏 SAR 的目标检测与识别^[1,2], 因此已受到了广泛关注^[3~5]. 关于 SAR 欺骗干扰的原理^[2]和干扰样式^[6](例如卷积干扰和散射波干扰)在较早之前就有学者研究, 并且该方面的理论目前已经发展得较为完善. 但在 SAR 有源欺骗干扰的具体实现上, 国内外至今都很少见到公开报道. 可以预料的是, SAR 有源欺骗干扰在具体工程实现上还有众多难题尚待解决. 与 SAR 有源压制干扰不同的是, 为了保证干扰的方位向相参

性, SAR 有源欺骗干扰更倾向于收发同时的工作模式, 这是因为收发分时的欺骗干扰对 SAR 发射脉冲的 PRI(Pulse Repetition Interval)侦察精度要求非常高, 其不利于工程实现. 此外, 收发同时的工作体制在对付脉间波形捷变的 SAR ECCM(Electronic Counter-Counter Measures)方面显然也是有好处的^[3].

然而在 SAR 欺骗干扰的收发同时工作模式中, 收发天线副瓣的近区耦合引起的收发隔离问题是困扰 SAR 干扰机工程实现的一个瓶颈. 就当前情况而言, 该问题也同样是困扰许多电子战系统中干扰机研制的一个关键难题^[7]. 目前解决此问题的方法主要有: ①减小收发天线的等效副瓣电平; ②增加隔离板; ③空间距离隔离; ④极化隔离; ⑤频率隔离; ⑥时间隔离. 另外, 也有

学者提出了采用光子晶体高阻表面来提高收发隔离性能^[8],其本质也是通过改进隔离板来改善隔离性能.对于 SAR 干扰机而言,上述的前四种收发隔离解决方法是可以被利用的,但第⑤种方法将不能被利用(因为收发信号处在同一个频带内),这一点与 LFCW SAR 的收发隔离问题类似^[9].另外,对于采用收发同时工作模式的欺骗干扰,上述的第⑥种方法也不能直接被利用.在实际当中,尽管 SAR 欺骗干扰采用了前四种收发隔离方法,但往往由于无法采用最后两种方法,使得收发隔离仍然无法满足工程实现要求.为此,本文针对接收通道处于非饱和状态的 SAR 干扰机(SAR 欺骗式干扰一般能满足该要求),通过综合利用 LFM 的时频特性和实际波形特征来改善 SAR 干扰机的收发隔离性能,进而在保证干扰的方位向相干性条件下,控制干扰的距离向欺骗干扰效果.

2 SAR 干扰机收发耦合模型

为了分析收发隔离所带来的影响,首先需要研究 SAR 干扰机的具体工作过程.经过信号放大、下变频和滤波等处理后,SAR 干扰机所接收到的 SAR 发射的前后两个 LFM 脉冲的数字 IQ 输出为:

$$\begin{cases} x_1(k) = \text{rect}[(k - k_1)T_p^{-1}] \cdot A_1 \exp\{j\pi K_r(k - k_1)^2\} \\ \quad \cdot \exp\{j[\pi(2\Delta f - B_w)(k - k_1) + \Delta\varphi_1]\} \\ \quad + \text{rect}[(k - k_1)T_p^{-1}] \cdot \bar{v}_1(k) \\ x_2(k) = \text{rect}[(k - k_2)T_p^{-1}] \cdot A_1 \exp\{j\pi K_r(k - k_2)^2\} \\ \quad \cdot \exp\{j[\pi(2\Delta f - B_w)(k - k_2) + \Delta\varphi_2]\} \\ \quad + \text{rect}[(k - k_2)T_p^{-1}] \cdot \bar{v}_2(k) \end{cases} \quad (1)$$

其中, k, k_1 和 k_2 分别为采样时间和前后两个 LFM 脉冲的采样延迟. T_p 为脉冲宽度, $\text{rect}[k] = \begin{cases} 1, & 0 \leq k \leq 1 \\ 0, & \text{其它} \end{cases}$, $j^2 = -1$, A_1 为接收信号电平, K_r 为调频斜率, Δf 为干扰机本振与 SAR 发射信号载频的频率差, $\Delta\varphi_1$ 和 $\Delta\varphi_2$ 分别前后两个 LFM 脉冲在下变频之后的相位差, B_w 为信号带宽, $\bar{v}_1(k)$ 和 $\bar{v}_2(k)$ 均为通道噪声.

可以看出,式(1)是在干扰机只接收但不发射信号的情况才可以得到的(或者在理想的收发隔离条件下).现在假设干扰机在接收到第二个 LFM 脉冲的同时,也将接收到的信号经过时延 τ_d 之后转发出去.同样地,如果不考虑收发隔离问题,则干扰机的发射信号可表示为:

$$y_2(k) = \text{rect}[(k - k_2 - \tau_d)T_p^{-1}] \cdot A_2 \exp\{j\pi K_r(k - k_2 - \tau_d)^2\} \\ \cdot \exp\{j[\pi(2\Delta f - B_w)(k - k_2 - \tau_d) + \Delta\varphi_2]\} + \\ \text{rect}[(k - k_2 - \tau_d)T_p^{-1}] \cdot \bar{v}_2(k - \tau_d) \quad (2)$$

其中, A_2 为发射信号电平.但是如果考虑了收发隔离问

题,此时式(1)的 $x_2(k)$ 和式(2)的 $y_2(k)$ 都应该写成分段函数的形式.不妨假设 $I \cdot \tau_d \leq T_p < (I+1) \cdot \tau_d$, I 为整数.当 $k_2 < k \leq k_2 + \tau_d$ 时,干扰机的接收信号为:

$$x_{2-1}(k) = A_1 \exp\{j\pi K_r(k - k_2)^2\} \\ \cdot \exp\{j[\pi(2\Delta f - B_w)(k - k_2) + \Delta\varphi_2]\} + \bar{v}_2(k) \quad (3)$$

此时干扰机不发射信号.当 $k_2 + \tau_d < k \leq k_2 + 2\tau_d$ 时,干扰机的发射信号为

$$y_{2-1}(k) = \frac{A_2}{A_1} x_{2-1}(k - \tau_d) \quad (4)$$

而此时的接收信号变为:

$$x_{2-2}(k) = x_{2-1}(k) + \eta x_{2-1}(k - \tau_d) \quad (5)$$

其中,上式的第二项是由收发隔离引起的干扰项. η 为干扰机所接收到的自身发射信号(称为干扰成分)与 SAR 发射信号(称为有用成分)的幅值之比.显然, η 越小表示干扰机的收发隔离性能越好.假设干扰机在发射信号时瞬时发射功率保持不变,则再经过 τ_d 时延后,干扰机的发射信号变为:

$$y_{2-2}(k) = \frac{A_2}{A_1(1+\eta)} x_{2-1}(k - \tau_d) \\ + \frac{A_2\eta}{A_1(1+\eta)} x_{2-1}(k - 2\tau_d) \quad (6)$$

以此类推,可以得到第 i 次的接收信号(对应于 $k_2 + (i-1)\tau_d < k \leq k_2 + i\tau_d$ 时间段)为:

$$x_{2-i}(k) = x_{2-1}(k) + \sum_{m=1}^{i-2} \left(\frac{\eta}{1+\eta} \right)^m x_{2-1}(k - m\tau_d) \\ + \frac{\eta^{i-1}}{(1+\eta)^{i-2}} x_{2-1}(k - (i-1)\tau_d) \quad (7)$$

其中, $i=3,4,5,\dots,I$.上式的第一项是干扰机接收到的 SAR 发射信号,而后面两项均是由自身收发隔离引起的干扰项.同样,第 i 次的发射信号(对应于 $k_2 + i\tau_d < k \leq k_2 + (i+1)\tau_d$ 时间段)为:

$$y_{2-i}(k) = \sum_{m=1}^{i-1} \frac{A_2}{A_1(1+\eta)^{m+1}} x_{2-1}(k - m\tau_d) \\ + \frac{A_2}{A_1(1+\eta)^{i-1}} x_{2-1}(k - i\tau_d) \quad (8)$$

对比式(7)和式(8)可知,干扰机的发射信号始终是由其 τ_d 时刻之前的接收信号得到的.此外,对于第 $I+1$ 次的接收信号(对应于 $k_2 + I\tau_d < k \leq k_2 + (I+1)\tau_d$ 时间段),有

$$x_{2-(I+1)}(k) = \text{rect}[(k - k_2 - I\tau_p)(T_p - I\tau_p)^{-1}] x_{2-1}(k) \\ + \sum_{m=1}^{I-1} \left(\frac{\eta}{1+\eta} \right)^m x_{2-1}(k - m\tau_d) \\ + \frac{\eta^I}{(1+\eta)^{I-1}} x_{2-1}(k - I\tau_d) \quad (9)$$

对于第 $I+1$ 次的发射信号(对应于 $k_2 + (I+1)\tau_d < k \leq k_2 + (I+2)\tau_d$ 时间段),有

$$y_{2-(I+1)}(k) = \text{rect}[(k - k_2 - (I+1)\tau_p)(T_p - I\tau_p)^{-1}]$$

$$\begin{aligned}
& \cdot \frac{A_2}{A_1(1+\eta)} x_{2-1}(k-\tau_p) \\
& + \frac{A_2}{A_1} \sum_{m=1}^{I-1} \frac{\eta^m}{(1+\eta)^{m+1}} x_{2-1} \\
& \cdot (k-(m+1)\tau_d) \\
& + \frac{A_2}{A_1(1+\eta)} \frac{\eta^I}{\eta^I} x_{2-1}(k-(I+1)\tau_d) \quad (10)
\end{aligned}$$

对比式(9)和式(10)同样可以发现,干扰机的发射信号是由其 τ_d 时刻之前的接收信号得到的. 将式(7)和(9)合并,可以得到在一个 LFM 脉冲持续时间内的干扰机接收信号表达式:

$$\begin{aligned}
x_{2-\text{comb}}(k) &= \text{rect}[(k-k_2)T_p^{-1}] x_{2-1}(k) \\
& + \sum_{m=1}^{I-1} \text{rect}[(k-k_2-m\tau_d)(T_p-m\tau_d)^{-1}] \\
& \cdot \left(\frac{\eta}{1+\eta}\right)^m x_{2-1}(k-m\tau_d) \\
& + \text{rect}[(k-k_2-I\tau_d)(T_p-I\tau_d)^{-1}] \\
& \cdot \frac{\eta^I}{(1+\eta)^{I-1}} x_{2-1}(k-I\tau_d) \quad (11)
\end{aligned}$$

同样,将式(8)和(10)合并,得到在一个 LFM 脉冲持续时间内的干扰机发射信号表达式:

$$\begin{aligned}
y_{2-\text{comb}}(k) &= \text{rect}[(k-k_2-\tau_d)T_p^{-1}] \frac{A_2}{A_1(1+\eta)} x_{2-1}(k-\tau_d) \\
& + \frac{A_2}{A_1} \sum_{m=1}^{I-1} \text{rect}[(k-k_2-(m+1)\tau_d) \\
& \cdot (T_p-m\tau_d)^{-1}] \frac{\eta^m}{(1+\eta)^{m+1}} x_{2-1}(k-(m+1)\tau_d) \\
& + \text{rect}[(k-k_2-(I+1)\tau_d)(T_p-I\tau_d)^{-1}] \\
& \cdot \frac{A_2}{A_1(1+\eta)} \frac{\eta^I}{\eta^I} x_{2-1}(k-(I+1)\tau_d) \quad (12)
\end{aligned}$$

式(11)的第一项为干扰机接收信号的有效成分,其余为干扰成分;式(12)的第一项为干扰机理想情况下的发射信号,其余为干扰成分所引起. 针对 SAR 的干扰机收发隔离实际上就是设法让式(11)和式(12)的 η 尽量地小,从而让干扰成分的功率尽量地小.

3 收发隔离的信号处理方法

从式(11)可以看出,干扰机接收到的干扰成分是有用成分的延迟叠加,因此有用成分和干扰成分都处在同一个频带范围内,此时在频域很难直接将干扰成分滤除. 另外,正因为干扰成分的每一个分量相对于有用成分都有一定的延迟,所以若考虑到 LFM 信号的时频特性,那么在理论上,采用时频分析的方法是可以滤除干扰成分的. 然而实际上受 SAR 发射信号波形的不理想以及干扰机侦察接收的不理想等因素的影响,干扰机所接收到的 LFM 信号波形都有一定的畸变,这种波形畸变会使得 LFM 信号的瞬时带宽展宽或者频率平坦度变差,进而使得同一时间的发射信号频谱与接收信

号频谱产生混叠,此时仅仅依靠时频分析的方法并不好滤除干扰. 为此,本文采用以下方法来克服上述问题,其主要思想是利用了 LFM 信号的时频特性和 SAR 干扰机所接收到的前后两个 LFM 脉冲的波形匹配特性,具体步骤如下:

Step 1 利用 SAR 干扰机所估计的 SAR 发射信号的 PRI,将接收到的前后两个 LFM 脉冲对齐,也就是通过平移式(1)中 $x_1(k)$ 的横坐标,使得 $|k_1 - k_2|$ 尽量地小,并且此时, $0 \leq |k_1 - k_2| < 0.5 F_s^{-1}$, F_s 为采样率.

Step 2 利用 SAR 干扰机所接收到的前一个 LFM 脉冲的瞬时相位重构一个 LFM 信号.

这里采用 $x_2(k)$ 的前一个脉冲 $x_1(k)$ 所得到的重构信号为:

$$\begin{aligned}
x_{\text{reconstr}}(k) &= \text{rect}[(k-k_1)T_p^{-1}] \exp\{j[\pi K_r(k-k_1)^2 \\
& + \pi(2\Delta f - B_W)(k-k_1) \\
& + \Delta\varphi_1 + \tilde{\varphi}(k)]\} \quad (13)
\end{aligned}$$

其中, $\tilde{\varphi}(k)$ 为式(1)的噪声项 $\tilde{v}_1(k)$ 引起的瞬时相位估计误差. 另外值得注意的是,因为这里利用了前一个 LFM 脉冲的瞬时幅度和瞬时相位信息,所以该算法不能完全适用于波形捷变(LFM 调频斜率捷变和噪声 SAR 等)的情况. 而对于采用初相抖动的 SAR ECCM,本文的算法仍然是适用的.

Step 3 将 SAR 干扰机的接收信号与 Step2 重构信号的共轭做乘积,使得接收信号的有效成分变成基带调制信号,而干扰成分变成了带有一定载频调制的信号.

理想条件下,上文的接收信号电平 A_1 和发射信号电平 A_2 都是与时间变量 k 无关的,而实际上考虑到 LFM 脉冲波形的非理想, A_1 和 A_2 都是与 k 有关的量. 因此,从式(11)得到的有用成分应该表示为:

$$\begin{aligned}
x_{\text{sig}}(k) &= \text{rect}[(k-k_2)T_p^{-1}] A_1(k-k_2) \\
& \cdot \exp\{j\pi K_r(k-k_2)^2\} \\
& \cdot \exp\{j[\pi(2\Delta f - B_W)(k-k_2) + \Delta\varphi_2]\} \quad (14)
\end{aligned}$$

而与有用成分瞬时频率最为接近的干扰成分(简称第一干扰成分)应该表示为(除了信道噪声外,其余的干扰成分可以类推):

$$\begin{aligned}
x_{\text{jam}}(k) &= \text{rect}[(k-k_2-\tau_d)(T_p-\tau_d)^{-1}] \frac{\eta}{1+\eta} A_1(k-k_2-\tau_d) \\
& \cdot \exp\{j\pi K_r(k-k_2-\tau_d)^2\} \\
& \cdot \exp\{j[\pi(2\Delta f - B_W)(k-k_2-\tau_d) + \Delta\varphi_2]\} \quad (15)
\end{aligned}$$

经过 Step3 的处理之后,有用成分变为:

$$\begin{aligned}
x_{\text{sig}-1}(k) &= x_{\text{sig}}(k) \cdot (x_{\text{reconstr}}(k))^* \\
& = \text{rect}[(k-k_2)T_p^{-1}] A_1(k-k_2) \\
& \cdot \exp\{j[2\pi K_r(k_1-k_2)k + \tilde{\varphi}_{\text{dephase}}(k)]\} \quad (16)
\end{aligned}$$

其中 $\tilde{\varphi}_{\text{dephase}}(k) = \pi K_r(k_2^2 - k_1^2) + \pi(2\Delta f - B_W)(k_1 - k_2)$

$+\Delta\varphi_2-\Delta\varphi_1-\tilde{\varphi}(k),(\cdot)^*$ 表示取共轭.干扰成分变为:

$$\begin{aligned} x_{\text{jam}-1}(k) &= x_{\text{jam}}(k) \cdot (x_{\text{reconstr}}(k))^* \\ &= \text{rect}[(k-k_2-\tau_d)(T_p-\tau_d)^{-1}] \\ &\quad \cdot \frac{\eta}{1+\eta} A_1(k-k_2-\tau_d) \\ &\quad \cdot \exp\{j[2\pi K_r(k_1-k_2-\tau_d)k + \tilde{\varphi}_{\text{dephase}}(k)]\} \end{aligned} \quad (17)$$

从式(16)可以看出,有用成分的频率为 $K_r(k_1-k_2)$,因为 $0 \leq |k_1-k_2| < 0.5F_s^{-1}$,所以此时有用成分是一个低频分量;另外从式(17)可以看出,第一干扰成分的频率为 $K_r(k_1-k_2-\tau_d)$,其与有用成分的频率差为 $K_r\tau_d$,可见线性调频率 K_r 和时延 τ_d 越大,二者的频率差也就越大,也就越有利于将第一干扰成分滤除.然而即使频率差较大,但因为式(16)的 $A_1(k-k_2)$ 与时间变量 k 有关,所以此时有用成分的频率分量一般比较分散,因此需要采用波形补偿使得频率分量变得集中.

Step 4 对式(1)中 $x_2(k)$ 之前的几个 LFM 脉冲的瞬时幅度取平均,根据取平均的结果重构一个基带信号 $\tilde{A}_1(k-k_2)$,取平均的次数与接收信号的信噪比有关.

Step 5 根据该基带调制信号 $\tilde{A}_1(k-k_2)$,对接收信号进行波形补偿,使得有用成分进一步变为带宽较窄的低频信号,而干扰成分由于其波形与补偿信号波形不匹配,因此频率分量仍然比较分散.经过波形补偿后的有用成分可表示为:

$$\begin{aligned} x_{\text{sig}-2}(k) &= \text{rect}[(k-k_2)T_p^{-1}] \frac{A_1(k-k_2)}{A_1(k-k_2)} \\ &\quad \cdot \exp\{j[2\pi K_r(k_1-k_2)k + \tilde{\varphi}_{\text{dephase}}(k)]\} \end{aligned} \quad (18)$$

干扰成分可表示为:

$$\begin{aligned} x_{\text{jam}-2}(k) &= \text{rect}[(k-k_2-\tau_d)(T_p-\tau_d)^{-1}] \frac{\eta}{1+\eta} \\ &\quad \cdot \frac{A_1(k-k_2-\tau_d)}{A_1(k-k_2)} \\ &\quad \cdot \exp\{j[2\pi K_r(k_1-k_2-\tau_d)k + \tilde{\varphi}_{\text{dephase}}(k)]\} \end{aligned} \quad (19)$$

Step 6 对波形补偿之后的信号做低通滤波,因为有用成分的频谱分布很集中,并且干扰成分带有一定的载频调制,所以此时可以很好地将干扰成分滤除.

Step 7 对滤波之后的信号增加波形调制,该步骤是 Step5 的逆步骤.

Step 8 利用 Step3 的重构信号对波形调制之后的信号进行调制,此时就可以恢复出接收信号有用成分.同样地,该步骤是 Step3 的逆步骤.

4 分析验证

采用国防科技大学的瞬态极化雷达(如图1所示)产生 LFM 脉冲信号,然后结合该 LFM 脉冲来模拟

SAR 干扰机的收发隔离情况.其中干扰机转发时延为 500ns,干信比为 3.73dB(定义为:在距离向脉冲压缩之前,SAR 干扰机发射信号有用成分和干扰成分的功率比.本文后续的干信比均采用此定义).LFM 脉冲的基本参数为:正线性调频率、带宽 30MHz、脉宽 2μs、中频频率 70MHz、采样率 200MHz.

该 LFM 脉冲的信号波形如图 2(a)所示,经过数字 IQ 解调后的频谱如图 2(b)所示,可以看出,其频谱并不平坦.经过数字 IQ 处理之后的接收信号频谱如图 3(a)所示,可见接收信号有用成分与干扰成分的频谱存在严重的混叠,而且后者的功率比前者的还要大.因此无法直接通过频域滤波将二者区分开,这也正是收发隔离问题难以被克服的原因之一.

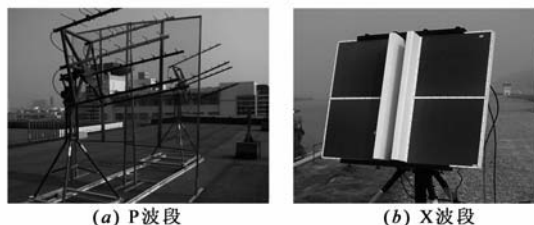


图1 国防科大研制的瞬态极化雷达实验系统

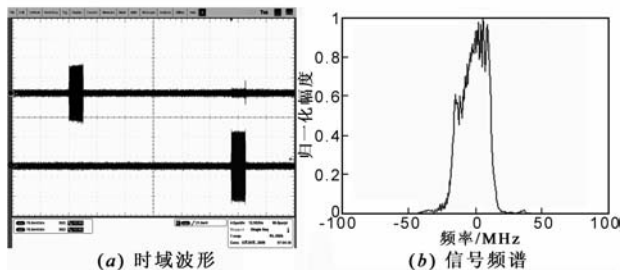


图2 瞬态极化雷达信号的 LFM 信号时域波形和频谱

经过去除时频耦合(经过 Step1~3 处理)之后的接收信号频谱如图 3(b)所示,可见有用成分已经变为一个低频调制信号,而干扰成分仍然带有一定的载频调制,然而由于 LFM 脉冲波形的不理想,经过去除时频耦合之后的有用成分频谱比较分散,因此其仍然不便于与干扰成分区分,这也是由 LFM 实际信号波形偏离理想情况所引起的另外一个收发隔离问题.图 3(c)为经过波形补偿(经过 Step4、5 处理)之后的接收信号频谱,可见有用成分经过波形补偿之后,频谱分量变得较为集中,因此采用一个窄带的低通滤波器可以有效地将其与干扰成分区分,即此时窄带低通滤波可以有效地将干扰成分滤除.图 4 给出了经过低通滤波和信号恢复(经过 Step6~8 处理)之后的结果,可以看出,经过本文方法的收发隔离处理之后,信号的瞬时幅度与理想情况仍存在差异,这是因为 Step6 的低通滤波在滤除干扰成分的同时,也会滤除有用信号的部分频谱分量,尽管如此,因为有用成分的频谱分量在经过波形补偿之后还是变得较为集中,所以低通滤波的输出还是保留了

绝大部分的有用成分. 为了进一步分析本文收发隔离的处理效果, 图 5 当中给出了不同情况的脉压结果对比, 可见经过收发隔离处理后, 脉压效果得到了明显改善, 此处的干信比改善达 25.9dB.

另外, 分析收发隔离性能对 SAR 欺骗干扰的影响. 其中, SAR 的分辨率为 $0.5\text{m} \times 0.5\text{m}$, 载频为 10GHz, 采样率为 720MHz, PRF 为 567Hz, 脉宽为 $1\mu\text{s}$, 斜距为 20km, 载机速度为 120m/s, SAR 干扰机所欲产生的欺骗目标为导弹发射车, 转发时延为 100ns. 理想条件下, 欺骗干扰的成像如图 6(a) 所示. 当存在收发隔离问题时,

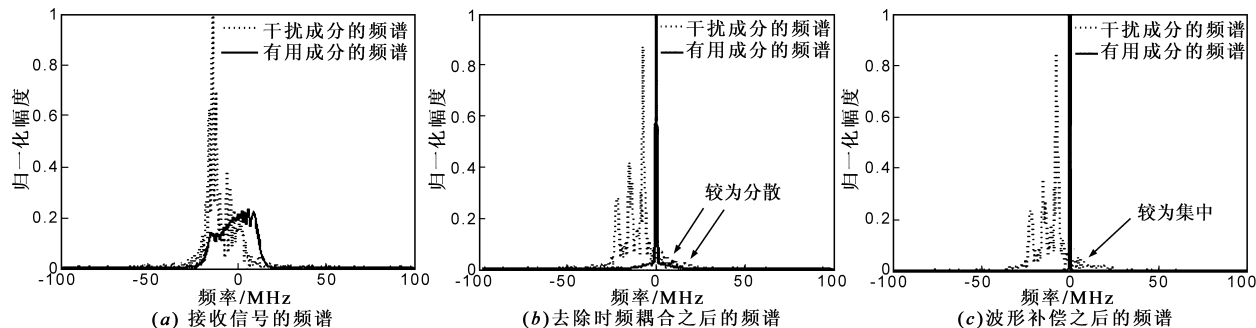


图3 收发隔离前后的波形频谱成分分析

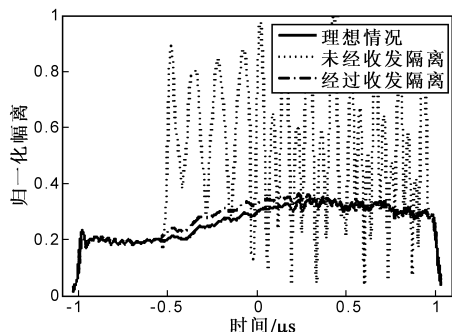


图4 瞬时幅度比较

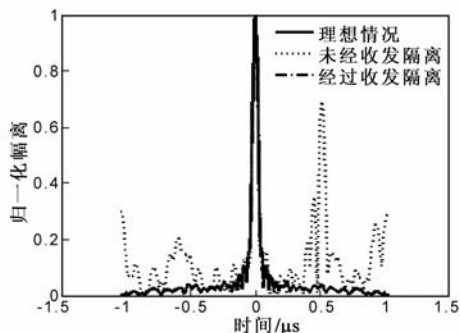


图5 脉压效果比较

5 结论

收发天线副瓣的近区耦合引起的收发隔离是困扰许多电子战系统中干扰机设备研制的一个关键难题. 本文方法的实质是利用了 LFM 信号的时频特性, 将干扰机接收信号的有用成分和干扰成分有效地区分开, 进而将干扰成分滤除. 当 LFM 脉冲出现波形畸变或者

欺骗干扰的成像如图 10 所示, 其中干信比为 3.73dB. 对比图 6(a) 和图 6(b) 可以看出, 收发隔离问题的存在会使得 SAR 欺骗干扰效果在距离向上不可控, 容易形成沿距离向分布的多假目标, 假目标的间距取决于干扰机时延 τ_d . 对于最大发射功率为固定值的 SAR 干扰机而言, 距离向上假目标数目的增多也会使得预期想得到的假目标所分配的功率减小, 从而有可能会影响到干扰效果. 而经过收发隔离处理之后的欺骗干扰成像如图 6(c) 所示, 其中干信比改善了 20dB, 可以看出, 此时在距离向上的欺骗干扰效果可以得到控制.

频率平坦度较差时, 单纯从时频分析角度仍然不能很好地接收信号的有用成分和干扰成分区分开, 也就无法很好地将干扰成分滤除. 而经过去除 LFM 的时频耦合特性和经过波形补偿之后, 有用成分和干扰成分可以很好地被区分开. 需要说明的是, 文中的方法对于解决常规 SAR 干扰机的收发隔离难题具有很好的性能, 但由于在去除时频耦合和波形补偿中均用到干扰机前一次接收到的 LFM 脉冲波形参数, 所以在对抗波形捷变的 SAR ECCM 方面仍有局限性, 这也是该方法需要改进的方向.

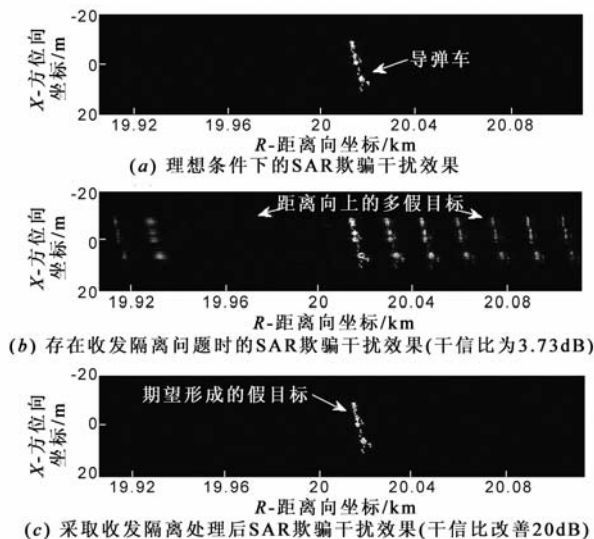
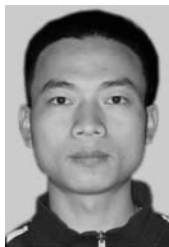


图6 收发隔离前后的SAR欺骗干扰效果对比

参考文献

- [1] Andrew S Paine, Qineti Q Malvern. An adaptive beamforming technique for countering synthetic aperture radar jamming threats [A]. 2007 IEEE Radar Conference [C]. USA: IEEE, 2007. 630 – 634.
- [2] 王盛利, 于立, 倪晋麟, 张光义, 合成孔径雷达的有源欺骗干扰方法研究 [J]. 电子学报, 2003, 31(12): 1900 – 1902.
WANG Sheng-li, YU Li, NI Jin-lin, ZHANG Guang-yi. A study on the active deception jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2003, 31(12): 1900 – 1902. (in Chinese)
- [3] M Soumekh. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeat jammer Penalization [J]. IEEE Transactions on AES, 2006, 42(1): 191 – 205.
- [4] R L Fante. Adaptive nulling of SAR sidelobe discreties [J]. IEEE Transactions on AES, 1999, 35(4): 1212 – 1218.
- [5] 唐波, 郭琨毅, 王建萍. 合成孔径雷达三维有源欺骗干扰 [J]. 电子学报, 2007, 35(6): 1203 – 1206.
TANG Bo, GUO Kun-yi, WANG Jian-ping. The 3D active deception jamming of SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2007, 35(6): 1203 – 1206. (in Chinese)
- [6] 胡东辉, 吴一戎. 合成孔径雷达散射波干扰研究 [J]. 电子学报, 2002, 30(12): 1882 – 1884.
HU Dong-hui, WU Yi-rong. The scatter-wave jamming to SAR [J]. Acta Electronica Sinica, 2002, 30(12): 1882 – 1884. (in Chinese)
- [7] 张锡祥. 大功率干扰机系统收发隔离技术及高重频压制式干扰的重频选择概念研究 [J]. 电子对抗技术, 2000, 15(6): 6 – 14
- [8] 吕波, 郑秋荣, 袁乃昌. 一种改善雷达收发隔离的新方法 [J]. 系统工程与电子技术, 2008, 30(8): 1595 – 1597
Lü Bo, ZHENG Qiu-rong, YUAN Nai-chang. Novel method to improve radar transmit receive isolation [J]. Systems Engineering and Electronics, 2008, 30(8): 1595 – 1597. (in Chinese)
- [9] 张军, 毛二可. 线性调频连续波 SAR 成像处理研究 [J]. 现代雷达, 2005, 27(4): 42 – 45
ZHANG Jun, MAO Er-ke. A study on LFM CW signal processing [J]. Modern Radar, 2005, 27(4): 42 – 45. (in Chinese)

作者简介:



刘庆富 男, 1982 年 4 月出生于福建省莆田市. 现为国防科学技术大学博士生. 主要研究方向为合成孔径雷达电子对抗.
E-mail: liu.675@gmail.com



邢世其 男, 1984 年 12 月出生于江西省九江市, 2006 年毕业于国防科技大学通信工程专业, 2008 年 3 月免试提前攻读国防科技大学信息与通信工程专业博士学位, 研究方向为极化雷达成像、雷达信号处理、雷达目标几何结构反演与识别.



代大海 男, 1980 年 12 月生于河南信阳, 2002 年 6 月毕业于国防科技大学电子科学与工程学院电磁场与微波技术专业, 次年 12 月获该院信息与通信工程专业硕士学位, 现为国防科技大学博士研究生, 研究方向为极化雷达成像、雷达信号处理与目标识别, 已发表文章 20 余篇.



王雪松 男, 博士, 教授, 博士生导师, 中国电子学会高级会员, “三遥”分会委员. 1972 年 10 月出生于内蒙古包头市, 1994 年 7 月毕业于国防科技大学电子技术系, 1999 年 6 月获博士学位. 主要从事雷达极化信息处理、信号处理与目标检测及识别、弹道导弹攻防对抗电子战等领域的研究. 承担和参加了多项科研项目, 博士学位论文《宽带极化信息处理的研究》被评为 2001 年度“全国百篇优秀博士学位论文”. 合作出版专著 2 部, 在国际、国内期刊及学术会议上发表论文 100 余篇, 其中 30 多篇进入 SCI 和 EI 等国际检索.