

一种有源加性复合干扰的对抗算法研究

任鹏冲, 叶广强, 刘华伟

(空军工程大学 航空航天工程学院, 西安 710038)

摘要: 针对雷达有源加性复合干扰对抗的情况, 传统的抗干扰算法只针对单一样式干扰进行抑制, 很难做到有效权衡; 由于有源复合干扰噪声功率高、欺骗性强的特点, 为此提出了一种基于相位扰动的有源加性复合干扰对抗算法, 该算法在斜变线性调频信号 (SV LFM) 信号的基础上, 先对发射雷达信号的前后沿脉冲附加上一个扰动的相位, 再通过与前一脉冲的匹配滤波, 限幅处理和逆匹配, 最后与当前脉冲进行匹配滤波处理, 附加扰动的相位和限幅处理减弱了距离假目标信号的增益, 而经过三次匹配滤波的作用, 同样有效的削弱了大部分压制性干扰信号的成分, 从而恢复出比较纯净的目标回波信号; 通过实验仿真手段验证了相位扰动抗干扰算法的有效性, 与传统直接匹配滤波的抗干扰算法相比, 接收信号的信噪比提升了约 25 dB。

关键词: 阻塞式干扰; 欺骗性干扰; 有源复合干扰; 仿真分析

An Algorithm Research For Restraining Active Additive Compound Jamming

Ren Pengchong, Ye Guangqiang, Liu Huawei

(Aeronautics And Astronautics Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: According to the restraining active additive compound jamming, traditional anti-jamming algorithm is difficult for balancing it with only restraining single jamming. Because of the feature of high noise power and hard deception, an algorithm for restraining active additive compound jamming based on phase-perturbed is studied. Based on the slope-varying LFM, the algorithm add a phase-perturbed to the pulse edge of front or back from the radar transmitting signal. Furthermore, a pulse match filter With the front pulse edge is used, then the results are given a "punish" and anti-match filter. The phase-perturbed and processing of amplitude limit weaken the signal gain of distance deception jamming, and also recede the signal gain of most blocking jamming under the three match filter. Finally, the echo signal can be restored from the previous pulse matched filter. The effectiveness of the phase perturbation anti-jamming algorithm was verified through the experimental simulation method. Compared with the traditional direct anti-jamming algorithm of matched filter, the signal-to-noise ratio of the received signal was improved about 25 dB.

Keywords: blocking jamming; deception jamming; active compound jamming; simulation analysis

0 引言

所谓复合干扰是指对抗至少一个威胁目标时, 同时或者顺序使用两种及两种以上的干扰手段或干扰样式^[1-2]。随着电子技术的广泛应用, 针对雷达有源复合干扰对抗算法的研究已经成为电子对抗研究领域的一个重大课题^[3-4]。本文提出的基于相位扰动的有源加性复合干扰对抗算法是在斜变线性调频信号的基础上, 先对发射雷达信号的前后沿脉冲附加上一个扰动的相位, 再通过与前一脉冲的匹配滤波, 限幅处理和逆匹配, 最终与当前脉冲进行匹配滤波, 从而提取出比较纯净的目标回波信号。

1 有源加性复合干扰信号模型

随着电子技术的飞速发展, 复合干扰信号以其带宽范围宽、噪声功率高, 欺骗性强等二者兼具的优点, 逐步在现代雷达有源干扰信号领域获得不断的发展。复合式干扰从信号能量来源的角度可以分为压制式干扰复合、欺骗式干扰复合以及压

制与欺骗干扰复合, 从产生方式上, 又可以分为乘性复合、加性复合和卷积复合等。在现代复杂电子对抗中, 出现最多的情形就是多种干扰信号同时干扰雷达系统的情况, 而加性复合干扰正是属于这种干扰的形式, 所以, 本文主要的研究对象是有源加性复合干扰, 重点研究阻塞式干扰与距离假目标干扰时的复合干扰情况。

噪声阻塞式干扰信号的数学表达式为

$$J_1(t) = A_j \exp[\omega_j t + 2\pi K_{FM} \int_0^t n'(t) dt + \varphi] \quad (1)$$

式中, A_j 为干扰信号幅度, ω_j 为干扰信号的中心角频率, K_{FM} 是信号的调频斜率。 $n(t)$ 是调制噪声, 均值为 0, 方差为 δ^2 的广义平稳随机过程。初始相位 φ 在 $[0, 2\pi]$ 上服从均匀分布, 且与 $n(t)$ 相互独立。有效调制系数 m_{fc} 满足 $m_{fc} \gg 1$ 。

欺骗式干扰通常采用假的目标信息作用于雷达, 使雷达无法完成对真实目标回波信号的正确检测, 从而影响雷达的正常工作^[5-6]。本节主要对转发式距离假目标信号加以具体分析, 其信号特征与雷达发射信号极为相似, 假设发射的雷达信号表达式为

$$S(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2} K t^2)] \quad (2)$$

式中, $\text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) = \begin{cases} 1 & |t| \\ 0 & \text{其它} \end{cases}$, f_0 是雷达信号的中心频率, K 是信号的调频斜率。则针对此雷达信号转发的距离假目标干扰信

收稿日期: 2015-08-27; 修回日期: 2015-08-31。

基金项目: 航空科学基金资助项目(20145596024)。

作者简介: 任鹏冲(1989-), 男, 河南驻马店人, 硕士研究生, 主要从事雷达电子对抗方向的研究。

叶广强(1972-), 男, 山东青岛人, 副教授, 硕士研究生导师, 主要从事雷达电子侦察方向的研究。

号时域表达式为

$$J_2(t) = U_j \cdot S(t + t_0 + \tau) = U_j \cdot \text{rect}\left(\frac{t + t_0 + \tau}{T}\right) \exp[j2\pi(f_0(t + t_0 + \tau) + \frac{1}{2}K(t + t_0 + \tau)^2)] \quad (3)$$

U_j 是距离假目标干扰信号的幅度。 t_0 是真实目标回波相对于雷达发射信号的时延。而 τ 是干扰机相对雷达发射信号所附加的干扰欺骗时延。由上式可以看出, 距离假目标干扰信号只对真实回波信号附加了一定的时延, 而其它参数则与发射信号基本一样, 从而达到了对雷达距离通道进行欺骗的目的^[7-9]。

由上述可知有源加性复合干扰信号的数学表达式为

$$J(t) = J_1(t) + J_2(t) \quad (4)$$

式中, $J_1(t)$ 为阻塞式干扰, $J_2(t)$ 为距离假目标欺骗干扰。

2 SV LFM 信号

SV LFM 信号的数学表达式为

$$S(t) = a(t) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \exp[j2\pi(f_0 t + \frac{1}{2}Kt^2)] \quad (5)$$

式中, $a(t) = \exp[j\varphi(t)]$, 可以被当做一个频率调制信号。

为了研究后面 LFM 调频脉冲信号匹配滤波的需要, 这里定义第 m 个雷达发射的脉冲信号是 $p_m(t)$, 脉冲信号的相位为 $\varphi(t) = \lambda_m t^2$, 其中, λ_m 是一个对雷达方已知的随机数, 因为频率调制系数的带宽必须要求在调频信号的带宽之内, 所以可以选取调制系数的合适百分比作为 λ_m , 则 SV LFM 信号的频率调制系数就变成了 $k + \lambda_m$, 在雷达发射脉冲信号带宽不变的条件下, 当频率调制系数改变的时候, 信号脉冲宽度也要适当地改变^[2]。

为了较为直观的表述上面的观点, 现用两个基于不同调制系数的 SV LFM 信号时域、频域分布图来说明。

如图 1 所示, 仿真画出了两种不同 SV LFM 信号的时域频、域分布图, 信号使用的脉宽为 $30 \mu\text{s}$, 带宽选为 5 MHz, 采样频率为 60 MHz, 对于随机数 λ_m , SV LFM1 选择为调频斜率的 10%, SV LFM2 选择为调频斜率的 30%, 由仿真结果可以看出, 两种 SV LFM 信号在脉冲宽度不同的情况下, 信号的带宽相同, 均为 5 MHz 不变。

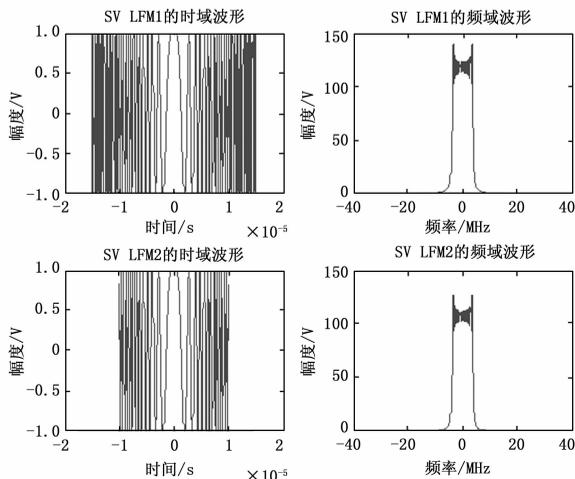


图 1 SV LFM 调频信号的时域、频域波形图

由于频率调制随机数 λ_m 对于雷达发射方来说是已知的, 雷达方可以通过不断的调整随机数来发射连续不同调制系数的脉冲信号, 但对干扰一方来说是未知的, 且干扰机施放的欺骗信号只能是截获的雷达上一周期内所发射的信号, 所以, 这样就会造成雷达发射的当前脉冲信号与 DRFM 干扰机所转发的假目标信号互相关性降低, 使得欺骗信号不能对雷达方形成高强度的相干干扰, 从而有效的降低了数字储频式干扰的效果^[10]。

为了清楚的分析 SV LFM 雷达发射信号的特点, 图 2 给出了 SV LFM2 信号的自相关曲线图, 以及两种不同频率调制系数的 SV LFM 信号间互相关曲线。

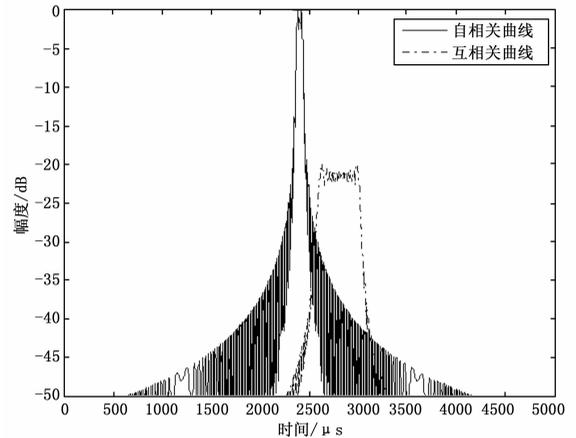


图 2 SV LFM 信号的自相关与互相关曲线图

从图 2 可以看出, 随机生成的频率调制系数 λ_m 破坏了雷达发射信号与干扰机转发欺骗信号间的相关性, 当 λ_m 选择为调频斜率的 30% 时, 两种 SV LFM 信号的互相关程度低于 SV LFM1 的自相关程度, 互相关的幅度降低, 信号脉冲的主瓣展宽, 峰值的位置发生了偏移, 从而增加了对转发式欺骗性干扰信号的抑制性。

3 基于相位扰动的对抗算法原理

由于雷达发射信号 SV LFM 前后脉冲信号间具有近似正交的特点, 对于欺骗性干扰信号有很好的抑制效果, 尽管该算法最初是针对有源欺骗性干扰提出的, 但在相关处理过程中, 经过三次匹配滤波处理, 同样对压制性干扰信号取得了很好的对抗效果。

3.1 干扰对抗算法

由于有源加性复合干扰在时频域上主要表现为压制性干扰的特性, 因此传统的针对有源复合干扰的对抗方法多是从抑制压制性干扰的角度出发, 采用相关处理算法来使压制性干扰信号在脉冲压缩中失配, 从而降低其信号增益, 达到削弱复合干扰信号中压制性干扰成分的目的。但是, 也在一定程度上增加了欺骗性干扰信号的增益, 本文提出的基于相位扰动的复合式干扰对抗方法有区别于传统的干扰抑制法, 该算法在进行信号匹配滤波的过程中, 充分利用了 SV LFM 信号相位扰动的特点, 通过给雷达频率调制信号施加一个频率扰动相位, 确保了雷达发射前后脉冲间的近似正交性, 使得本算法在完成抗有源压制性干扰任务的同时, 也实现了对有源欺骗性干扰成分的有效抑制。

鉴于 SVLFM 信号的优越性特点, 假设雷达发射的脉冲信号为 SVLFM 信号, 在受到外界有源加性复合干扰的情况下, 雷达接收机所接受到的第 m 个脉冲重复间隔中的回波信号数学模型为

$$\chi(t) = S(t) + J_1(t) + J_2(t) \quad (6)$$

式中, $S(t) = p_m(t - \tau_1)$ 为雷达真实的目标回波信号, τ_1 是第 m 个 PRI 内回波信号的接收时延, $J_1(t)$ 为雷达所受的压制性干扰信号, $J_2(t) = p_m(t - \tau_2)$ 是雷达所受的欺骗性干扰信号, τ_2 是第 $m - 1$ 个 PRI 内回波信号的接收时延。因为雷达所受的是有源复合干扰信号, 即雷达所接受到的信号是压制干扰信号、欺骗式干扰信号与真实目标信号的时域混叠, 考虑到雷达发射的 SV LFM 信号前后调频脉冲之间具有近似正交的特点, 可以使用如图 3 匹配滤波的算法流程来进行有源复合干扰的对抗。

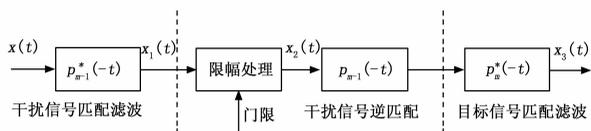


图 3 有源复合干扰信号对抗算法流程图

由上面的流程图可以看出, 该算法现将进入接收机的混合回波信号与雷达在上一脉冲重复间隔内所发射的脉冲信号 (干扰机正在转发的脉冲干扰信号) $p_{m-1}(-t)$ 进行匹配滤波处理, 输出信号为 $\chi_1(t)$, 其数学表达式可以表示为

$$\begin{aligned} \chi_1(t) &= \chi(t) \otimes p_{m-1}^*(-t) = \\ &= S(t) \otimes p_{m-1}^*(-t) + J_1(t) \otimes p_{m-1}^*(-t) + \\ & \quad J_2(t) \otimes p_{m-1}^*(-t) \end{aligned} \quad (7)$$

在信号处理过程中, 因为压制式干扰信号的非相干性, 信号脉压时与匹配滤波器失配从而得不到很大的幅度增益, 对信号的干扰程度被大大减弱。而欺骗性假目标信号与雷达发射的目标信号具有相干的特点, 在匹配滤波过程中获得了较大的脉压增益。所以在下一步利用限幅门限对复合干扰中的欺骗性干扰信号幅度加以惩罚, 从而达到抑制欺骗干扰信号的目的。在使用门限电平进行硬限幅时, 门限的选取可以根据以往雷达目标信号的起伏特性、波形特点以及有效发射功率等因素来定^[12]。在将干扰信号进行限幅处理后, 输出信号 $\chi_2(t)$, 接下来使输出的信号与雷达在前一个 PRI 中所发射的脉冲信号逆匹配滤波, 然后再将包含目标回波信息和被削弱后残余复合信号的 $\chi_2(t)$, 通过当前脉冲响应 $p_m^*(-t)$ 的匹配滤波器, 最终提取出目标信号 $\chi_3(t)$, 其数学表达式为

$$\chi_3(t) = \chi_2(t) \otimes p_{m-1}(-t) \otimes p_m^*(-t) \quad (8)$$

在信号相关处理过程中, 针对复合干扰信号中的欺骗性干扰成分, 在先后经过与前一个发射的脉冲匹配滤波、限幅以及逆匹配后, 信号干扰增益得到了有效的限制。而针对复合干扰信号中的压制性干扰成分, 由于与雷达目标信号特性不相关, 在经过 3 次匹配滤波处理 (前一脉冲匹配滤波, 前一脉冲逆匹配以及当前脉冲的匹配滤波) 后, 也大幅的消减了干扰信号的增益。在整个复合干扰的信号中, 只有真实的目标回波信号被比较完好的恢复了出来, 从而实现了有源复合干扰信号对抗的目的。

3.2 算法特点分析

3.2.1 在抗有源欺骗性干扰方面

由于雷达所使用的信号是 SV LFM 信号, 通过对频率调制信号的相位施加一个扰动项, 使得雷达发射的前后脉冲信号近似正交, 从而使转发的假目标信号与当前的脉冲信号进行匹配滤波时会出现失配, 这样做在一定的程度上抑制了假目标信号的干扰, 尤其当欺骗性干扰信号的功率不太大时, 直接通过与当前脉冲的匹配滤波就可以完成对目标信号的存在性检测。值得注意的是, 在有源加性复合干扰信号中, 因为欺骗性干扰信号与压制性干扰信号同时使用, 为了能在以压制式干扰特性为主的复合干扰中造成一定的欺骗式干扰效果, 其欺骗信号的干扰功率通常会大于单一样式时欺骗干扰信号的功率。这样做的原因是, 使得采用传统的脉冲压缩方法很难从复合干扰信号中恢复出真实的目标信号。

3.2.2 在抗有源压制性干扰方面

本算法的好处是: 虽然该算法是针对抗有源欺骗性干扰而提出的, 但在复合干扰信号的相关处理过程中, 所进行的三次匹配滤波运算, 同样对复合干扰信号中的压制性干扰成分产生了很好的抑制, 并且该算法在抗干扰的过程中不限定压制性干扰信号的类型, 对于复合干扰信号的对抗具有较好的普适性。

4 实验仿真分析

通过对上述有源加性复合干扰对抗算法的原理分析, 可知, 基于相位扰动的抗有源复合干扰方法不仅对欺骗性干扰信号具有很好的对抗作用, 在不指定干扰信号类型的情况下, 而且对压制性干扰信号也具有有良好的抑制性能, 下面以距离假目标信号与阻塞式干扰所组成的复合干扰信号仿真实验为例, 来分析本算法在对抗有源加性复合干扰信号时的作用效果。

以雷达发射的 SV LFM 信号为例, 雷达信号的带宽为 40 MHz, 脉冲宽度为 20 μ s, 信号采样频率为 60 MHz, 相位扰动项是一个与信号调频斜率成一定比例的随机数, 这里相邻脉冲间隔的相位扰动值分别取调频斜率 K 的 10% 和 30%。在以阻塞式干扰和假目标干扰所叠加的复合干扰信号中, 阻塞式干扰的中心角频率为 100 MHz, 有效调制指数为 1 000, 脉宽为 20 μ s, 干扰带宽为 60 MHz; 为了统一各干扰信号产生的时间序列, 假设距离假目标信号时延为 700 μ s, 雷达目标回波信号的时延为 500 μ s, 则在干扰抑制前, 进入雷达接收机的接收信号的时域和频域波形如图 4 所示。

从图 4 可以看出, 在接收信号的时域波形中, 虽然包含有雷达的目标回波信号、阻塞式干扰信号以及距离假目标信号, 但由于一般雷达所受的压制性干扰信号的增益远远大于欺骗干扰信号和目标信号。因此在形式上主要表现为压制性干扰信号的特性; 由接收信号的频域波形可以看出, 阻塞式干扰信号的带宽完全覆盖目标信号与欺骗信号, 而欺骗性干扰信号的带宽又覆盖了雷达目标信号。

当 JSR (干扰信号增益比) 比较低时, 直接通过与当前脉冲的匹配滤波就可以完成对雷达目标信号的存在性检测, 而当 JSR 较高时, 很难通过直接滤波的方法将目标信号快速的检测出来, 必须通过一定的干扰对抗算法才能实现。如图 5 所示, 为当 JSR 为 15 dB 时, 雷达信号直接匹配滤波的时域波形。

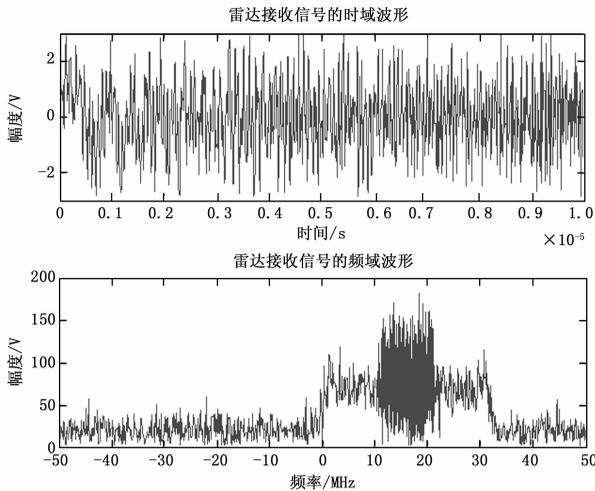


图 4 雷达接收信号的波形

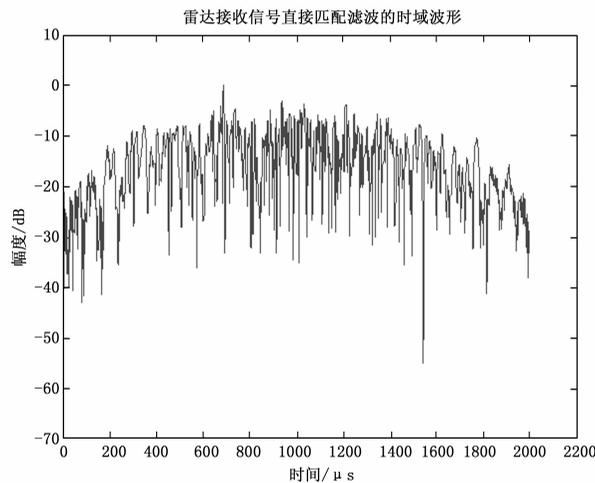


图 5 雷达接收信号直接匹配滤波的时域波形

由图 5 可知, 雷达信号不仅受到压制性干扰信号的干扰, 此外, 还受到欺骗性干扰信号的干扰, 目标信号完全被干扰信号所覆盖, 因为雷达发射的是 SV LFM 信号, 欺骗性假目标信号与匹配滤波器是失配的, 不能形成有效的干扰, 但在压制欺骗复合干扰信号的影响下, 接收的复合干扰回波信号通过匹配滤波器后的信噪比只有 3 dB 左右, 如果不经一定算法的对抗处理, 将不能从干扰信号中检测出目标信号。

鉴于复合式干扰对雷达目标信号的影响, 本章所提出的基于相位扰动的抗干扰方法主要思路是, 现将雷达接收的回波信号与前一脉冲 $p_{m-1}^*(-t)$ 进行匹配滤波, 在此过程中, 由于距离欺骗性干扰信号转发的是雷达前一脉冲所发射的雷达信号, 所以, 经过匹配滤波器的脉冲压缩后, 脉压增益的幅度得到提升, 而对于目标回波信号和阻塞式干扰信号, 由于与前一脉冲的匹配滤波器失配, 信号脉压增益被降低。接收回波信号经前一脉冲 $p_{m-1}^*(-t)$ 匹配滤波的时域波形如图 6 所示。

从图 6 可以看到, 与雷达接收回波信号直接匹配滤波的时域波形相比, 由于和匹配滤波器失配, 目标信号和压制性干扰成分有所减少, 并且由于距离欺骗性干扰信号转发的是雷达前一脉冲间隔内所发射的雷达信号, 因此在匹配滤波过程中, 脉

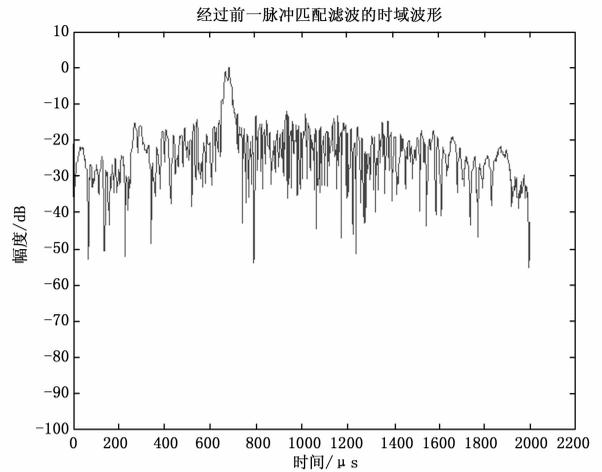


图 6 经前一脉冲匹配滤波的时域波形

冲压缩增益有所提高, 与目标信号的的幅度大约在 20 dB。为了对干扰信号施加限幅, 削弱其信号强度, 选择合适的限幅门限很重要, 结合图形特点可知, 限幅门限可选择为 15 dB, 来对输出 $\chi_1(t)$ 信号中干扰信号的幅度加以惩罚。这样不仅减弱了干扰信号的幅度, 又很好的保留了所需要的目标信号。之后再将限幅后的信号与前一脉冲匹配以及当前发射脉冲进行匹配滤波, 就可以恢复出信噪比高、成分较为完整的目标回波信号。其复合式干扰抑制后的时域波形如图 7 所示。

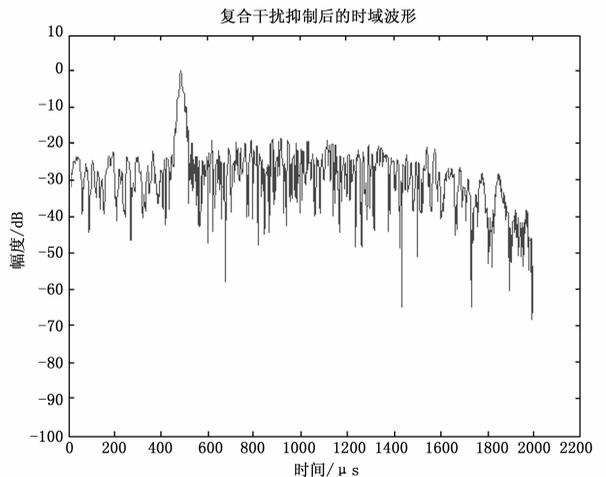


图 7 复合式干扰抑制后的时域波形

由图 7 可知, 经过与当前脉冲的匹配滤波后, 脉冲压缩后的主峰出现在 $500 \mu s$ 处, 目标信号的脉压增益得到很大的提升, 复合干扰接收信号中, 其它干扰信号的脉压幅度被限定在 -20 dB 以下。经过三次匹配滤波以及限幅处理后, 距离欺骗性干扰信号和阻塞式干扰信号的增益都得到了有效的削减, 与对抗前的匹配滤波图形相比, 信噪比提升 20 dB 以上, 从而可以有有效的检测到雷达目标信号。

5 结论

针对噪声阻塞式干扰与距离假目标复合干扰的情形, 分别从它的干扰产生方式、干扰效能, 干扰抑制方面做了详细的研究, 并给出了相应的仿真波形。本文提出的基于相位扰动的复

合干扰对抗算法优点在于，附加扰动的相位和限幅处理减弱了距离假目标信号的增益，而经过三次匹配滤波的作用，同样有效的削弱了大部分压制性干扰的成分，从而实现了有源复合干扰良好对抗的目的。通过实验仿真分析，可以看出复合干扰信号抑制后的波形较干扰抑制前的波形，信噪比提高了约 25 dB，该算法另外一点好处是，在削弱压制性干扰信号的同时，不限于干扰信号的类型，从而使得该算法具有良好的抗干扰移植性。

参考文献：

[1] 周刚, 姜宁. 舰艇电子战系统作战使用 [M]. 大连: 海军大连舰艇学院出版社, 2005.
 [2] 田园. 雷达有源复合干扰抑制算法研究与试验数据分析 [D]. 成都: 电子科技大学, 2013.
 [3] 李淑华, 黄晓刚. 复杂电磁环境下雷达抗干扰技术研究 [J]. 现代雷达, 2013, 35 (4): 1-9.
 [4] 聂红霞, 娄亮, 陈利锋. 雷达电子抗干扰技术 [J]. 现代导航, 2012 (6): 433-437.
 [5] Elgamel S A, Soraghan J. Using EMD-FrFT Filtering to Mitigate Very High Power Interference in Chirp Tracking Radars [J]. Sig-

nal Processing Letters, IEEE, 2011, 18 (4): 263-266.
 [6] 廖胜男. 雷达有源干扰抑制算法研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2010.
 [7] Difranco J V, Kaiteris C. Radar Performance Review in Clear and Jamming Environments [J]. Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, 1981, AES-17 (5): 701-710.
 [8] Maio A De, Farina A, Foglia G. Target fluctuation models and their application to radar performance prediction [J]. IEE, Radar Sonar Navig, 2004, 151 (5): 261-269.
 [9] Xu D H, Chen J W, Huang Y. A modified anti-Jamming approach for meter band Radars [A]. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium [C]. 2006: 1429-1432.
 [10] 陈亚培. 雷达距离欺骗干扰的对抗方法研究 [D]. 西安: 西安电子科技大学, 2012.
 [11] Soumekh M. SAR-ECCM using phase-perturbed LFM chirp signals and DRFM repeatjammer penalization [J]. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, 2006, 42 (1): 191-205.
 [12] 孙闰红. 雷达抗有源干扰技术研究 [D]. 成都: 电子科技大学, 2008.

(上接第 283 页)

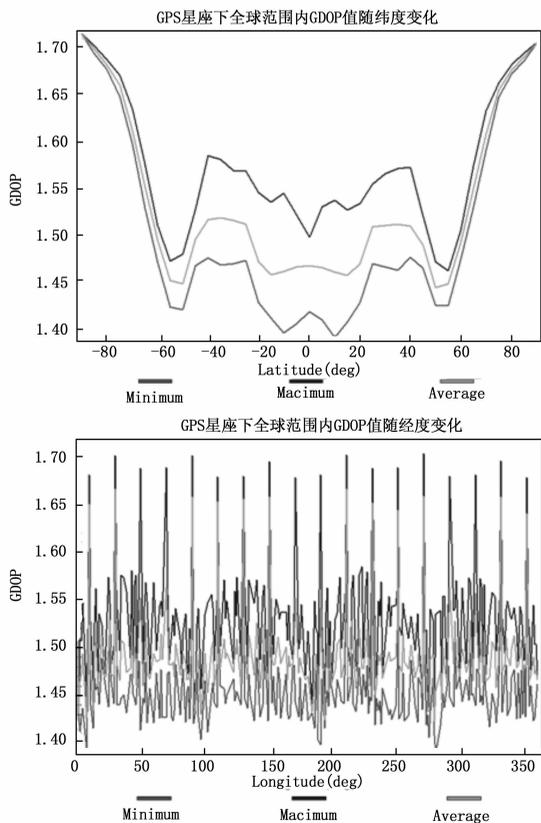


图 6 GPS 全球范围内 GDOP 值随经纬度的变化曲线

组网的特点 (5 颗 GEO 卫星和 3 颗 IGSO 卫星都覆盖东半球), 故其在东半球的 GDOP 值要明显要优于西半球的值; 而 GPS 的 GDOP 随经度的变化比较均匀。两个星座在经纬度方向上 GDOP 的最大值都不超过 1.7, 但 BDS 的 GDOP 最小值要明

显小于 GPS GDOP 的最小值, 因此, BDS 系统为提供高性能的 RNP 提供了必要条件。

4 结论

通过利用 STK 软件对 BDS 和 GPS 相关性能的仿真与分析可以看出, 这两个卫星导航系统在全球范围内可提供的可见星数和 GDOP 值相差不大, 但 BDS 系统在亚太地区的性能更优于 GPS 系统, 因此, 全球星座的北斗卫星导航系统将会成为一种全球构架下具有优良 RNP 的卫星导航系统。

参考文献：

[1] ICAO. Performance-based Navigation (PBN) manual (RNP) [S]. Montreal: ICAO, 2008.
 [2] ICAO. Annex 10, Aeronautical Telecommunications, Volume I Radio Navigation Aids [Z]. International Civil Aviation Organization, Sixth Edition. US: ICAO, 2006.
 [3] STK User's Manual Version 8.0 [M]. Newyork: Analytical Graphics INC (AGD), 2008.
 [4] 中国卫星导航系统管理办公室. 北斗卫星导航系统公开服务性能规范 (1.0 版) [S]. 中国, 2013.
 [5] 邓忠民, 肖业伦. Walker 星座的区域导航特性分析 [J]. 中国空间科学技术, 2004, 24 (2): 4-8+29.
 [6] 杨颖, 王琦. STK 在计算机仿真中的应用 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
 [7] 高晋宁, 方源敏, 杨展, 等. 基于 STK 的 GLONASS 系统与 GPS 系统 DOP 值的仿真分析 [J]. 科学技术与工程, 2011, 11 (15): 3384-3387.
 [8] 胡晓粉, 崔如晓, 张冲, 等. 北斗系统卫星可见性和精度因子分析 [J]. 导航定位学报, 2014, 02: 63-65.
 [9] Al-Dhahir N, Hershey J, Yarlagadda R, Ali I. GPS GDOP metric [J]. IEEE Proc. Radar, Sonar Nav, 2000.
 [10] 杨鑫春, 徐必礼, 胡杨. 北斗卫星导航系统的星座性能分析 [J]. 测绘科学, 2013, 38 (2): 8-11.