

doi:10.3969/j.issn.1001-893x.2014.11.004

引用格式:尹洪伟,李国林,路翠华.基于盲分离的单通道 LFM 引信欺骗干扰抑制[J].电讯技术,2014,54(11):1475-1481. [YIN Hong-wei, LI Guo-lin, LU Cui-hua. Single-Channel LFM Fuze Deception Jamming Suppression Based on BSS[J]. Telecommunication Engineering, 2014, 54(11):1475-1481.]

基于盲分离的单通道 LFM 引信欺骗干扰抑制*

尹洪伟**,李国林,路翠华

(海军航空工程学院,山东 烟台 264001)

摘 要:针对单通道 LFM 引信欺骗干扰抑制问题,提出了一种基于时频解耦盲分离(TFD-BSS)的干扰抑制算法。该方法首先通过 Stretch 变换将时频混叠的 LFM 信号转化为两差频信号,然后利用自适应滤波技术滤出干扰差频信号,并对其进行二次 Stretch 变换将干扰差频转化为欺骗信号以构造虚拟通道,从而将欠定盲分离转化为非欠定问题,最后通过延时差量法将干扰滤除。实验仿真表明,回波和干扰延时相差5 ns以上即可取得良好的分离效果。该方法不仅可为引信抗欺骗干扰提供借鉴,也是单通道盲分离算法的理论扩展。

关键词:LFM 雷达引信;欺骗干扰抑制;盲分离;单通道;时频解耦

中图分类号:TN972 **文献标志码:**A **文章编号:**1001-893X(2014)11-1475-07

Single-Channel LFM Fuze Deception Jamming
Suppression Based on BSS

YIN Hong-wei, LI Guo-lin, LU Cui-hua

(Naval Aeronautical and Astronautical University, Yantai 264001, China)

Abstract: An algorithm based on time-frequency decoupling BSS (TFD-BSS) is proposed to solve the problem of single-channel deception jamming suppression of LFM fuze. First, the method transforms the signal of time-frequency mixed LFM fuze into two difference frequencies, and then filters out the deception difference frequency signal using the technique of adaptive filtering, and constructs a virtual channel by the second stretch transformation which can transform the jamming difference frequency into deception jamming signal, thus the underdetermined problem can be converted to well-posed BSS to take advantage of it to realize the separation and suppression of deception jamming. The experiment results indicate that the mixed signals can be separated successfully when the delay difference is more than 5 ns, and this method can provide reference for deception jamming resistance of the fuze, and it is also the theory extension of single-channel BSS.

Key words: LFM radar fuze; deception jamming suppression; blind source separation; single-channel; time-frequency decoupling

1 引 言

引信的干扰与抗干扰是电子战的重要组成部分。作为引信的重要干扰方式之一,欺骗干扰给引信工作带来了巨大的威胁。而近年来,盲源分离理论成为了信号处理领域的热点,由于该算法无需已知源信号的形式,只根据信号的不相关或者独立性

* 收稿日期:2014-05-09;修回日期:2014-09-18 Received date:2014-05-09;Revised date:2014-09-18

** 通讯作者:yinhongwei168@126.com Corresponding author:yinhongwei168@126.com

即可实现信号分离的优势,已在医学、图像处理、雷达信号处理、语音识别等领域得到了广泛的应用^[1]。因此,利用盲分离实现引信的欺骗干扰抑制具有无可比拟的优势。然而,由于欺骗干扰与引信回波信号在时域交错、频域重叠,不满足稀疏性^[2],也难以在变换域上实现分离^[3],使得利用盲分离中稀疏理论解决欠定条件下的信号分离变得尤为困难,为此需要寻求新的欠定盲分离方法。

排除稀疏理论,另一个解决途径是将欠定问题转化为非欠定。对于欠定问题的一个特殊形式,即单通道盲分离,经典的做法是通过某种变换虚拟出一路接收信号^[4],从而将其转化为非欠定问题。算法的重点在于虚拟接收信号的构造,而针对不同的源信号形式又有不同的信号构造方法^[3,5-7]。对于能量相差较大的单频混合信号,文献[5]提出了一种重盲源分离算法,首先通过对接收信号进行频谱分析得到强信号频率,然后根据该频率构造虚拟接收信号;文献[3]根据 LFM 雷达信号特点,利用两个 PRI 内的雷达接收信号构成两路信号以实现信号分离;文献[6]利用匹配跟踪算法(MP)对非线性信号投影分解,将匹配分量和滤波后的观测信号组成多通道信号,消除了欠定问题;针对地声信号,文献[7]则提出采用总体经验模态分解方法将观测信号分解为模态矩阵,从而将单通道问题转化为多维正定盲分离;文献[8-10]利用粒子滤波算法建立通信信号与干扰信号的状态模型,将欠定盲分离转化为通信码元与未知参数的联合估计。但是对于 LFM 脉冲压缩引信欺骗干扰,其既不满足文献[5]中信号为单频且能量差较大的要求,以及文献[3]中两个 PRI 内目标变化小于雷达采样间隔的特点,更不是文献[6]中的非线性信号处理问题,也不具备文献[7]中地声、水声信号特性,而且文献[8-10]算法计算起来十分复杂,并且对信噪比的要求较高,当未知参数值较大时,算法性能很差。因此,如何构造一路虚拟信号是问题得以解决的关键。

针对上述问题,本文提出了一种时频解耦的虚拟通道构造方法。首先,对一路接收信号进行 Stretch 变换,将宽频信号转化为单频信号,通过自适应滤波获取差频干扰信号,然后对差频干扰信号再次进行 Stretch 变换以得到干扰信号,将干扰信号与

原始接收信号组合成两路信号,利用正定盲分离算法即可实现信号的分离。

2 欠定盲分离模型及问题描述

2.1 欠定盲分离模型

给定观测信号矩阵 $\mathbf{X} \in R^{n \times m}$, 其分解模式可表示为^[11-12]

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} & \cdots & a_{1m} \\ a_{21} & a_{22} & \cdots & a_{2m} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ a_{n1} & a_{n2} & \cdots & a_{nm} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_m \end{bmatrix} = \mathbf{A}\mathbf{S} \quad (1)$$

式中, $\mathbf{A}$ 为信号混合矩阵, $\mathbf{S}$ 为源信号向量。当 $n < m$ 时,即为欠定形式,此时混叠系统不可逆,传统盲分离算法不再适用,即使求得混合矩阵,源信号的解也不是唯一的。对该类接收模型的求解一是利用信号的稀疏性求解,即源信号在时域、频域或者某种变换域具有稀疏性;二是构造虚拟接收信号,使欠定问题转化为非欠定。

2.2 问题描述

对于线性调频脉冲压缩引信,其信号发射模型为^[13]

$$s_T(t) = \text{rect}[t/T_p] U_T e^{j(2\pi f_0 t + \pi k t^2)} \quad (2)$$

式中, $\text{rect}\left[\frac{t}{T_p}\right] = \begin{cases} 1, & t \in [-T_p/2, T_p/2] \\ 0, & \text{其他} \end{cases}$, U_T 为发射信号幅度, f_0 为信号载频, k 为调频斜率。

信号遇到目标后返回,回波信号模型为

$$s_R(t) = \text{rect}[(t-\tau)/T_p] U_R e^{j[2\pi f_0(t-\tau) + \pi k(t-\tau)^2]} \quad (3)$$

式中, τ 为回波信号延时, U_R 为回波信号幅度。

对于转发式欺骗干扰,其发射信号与引信回波信号具有很强的相干性,并采用各种虚假信息进行调制^[14]。为使引信早炸,欺骗信号延时与回波信号不同,它是不断变化的以捕获引信的最佳爆炸距离^[15]。欺骗干扰信号模型为

$$s_J(t) = \text{rect}[(t-\tau')/T_p] U_J e^{j[2\pi f_0(t-\tau') + \pi k(t-\tau')^2]} \quad (4)$$

式中, U_J 为欺骗信号幅度; τ' 为欺骗信号延时,它是循环变化的,且 τ' 的变化速度比 τ 要快得多。

对于单通道引信,当存在欺骗干扰时,其信号接收模型可以描述为

$$x_1(t) = a_{11}s_R(t) + a_{12}s_J(t) \quad (5)$$

式中, x_1 为引信接收信号, a_{11} 、 a_{12} 为接收端信号增益。对于盲分离来说,这是一种欠定问题,而由于回波和干扰信号在时域、频域都是重叠的,不具备稀疏性,很难采用稀疏理论解决这一问题,于是构造一路虚拟信号成为了解决问题的关键。但正如上所述,回波和干扰时频重叠,直接滤波必然不可能将其分开,那么能否通过一种变换将两者在时域或者频域分开,然后再滤波,将某一频段的信号滤出以得到干扰或者回波呢? 根据这个思路,我们引入时频解耦的思想来进行虚拟通道的构造。

3 虚拟通道构造

3.1 接收信号时频解耦

假设引信在第 $k+1$ 次脉冲接收时刻开始出现干扰,此时接收信号为 $x_1(t, k+1)$, 用第 k 次接收到的信号 $s_R(t, k)$ 对其进行 Stretch 变换, 可得

$$\begin{aligned} x_1^*(t, k+1) s_R(t, k) = & \\ a_{11} s_R^*(t, k+1) s_R(t, k) + a_{12} s_J^*(t, k+1) s_R(t, k) = & \\ \alpha \text{rect}[(t - \tau_{k+1})/T_p] \text{rect}[(t - \tau_k)/T_p] \cdot & \\ e^{j[2\pi f_0(\tau_{k+1} - \tau_k + \frac{\tau_k^2 - \tau_{k+1}^2}{2}) + 2\pi k(\tau_{k+1} - \tau_k)t]} + & \\ \beta \text{rect}[(t - \tau'_{k+1})/T_p] \text{rect}[(t - \tau_k)/T_p] \cdot & \\ e^{j[2\pi f_0(\tau'_{k+1} - \tau_k + \frac{\tau_k^2 - \tau_{k+1}^2}{2}) + 2\pi k(\tau'_{k+1} - \tau_k)t]} & \end{aligned} \quad (6)$$

式中, α 、 β 为信号幅度, τ_k 和 τ_{k+1} 分别为第 k 次和第 $k+1$ 次回波信号延时, τ'_{k+1} 为第 $k+1$ 次接收信号中欺骗干扰延时。

相邻两次回波信号延时差为 $\Delta\tau_1 = |\tau_{k+1} - \tau_k| = 2v_R T_p / c$, 假设弹目相对速度 $v_R = 1\,500\text{ m/s}$, 脉冲重复周期 $T_p = 50\text{ }\mu\text{s}$, 脉宽 $T_m = 1\text{ }\mu\text{s}$, $\Delta F = 150\text{ MHz}$, $k = 1.5 \times 10^{14}\text{ Hz/s}$, 则 $\Delta\tau_1 = 0.5\text{ ns}$, 式(6)右侧第一项频率为 $f_{RR} = \Delta\tau_1 k = 75\text{ kHz}$, 又由于脉冲宽度极窄, 实际上检测到的频率接近零频; 而对于欺骗干扰来说有 $\Delta\tau_2 = |\tau'_{k+1} - \tau_k| \gg \Delta\tau_1$, 即干扰差频 $\Delta f_{JJ} = \Delta\tau_2 k$ 相对于 f_{RR} 处于高频, 因此可通过滤波的方法将位于高频处的欺骗干扰差频信号滤出, 然后再次进行 Stretch 变换(Stretch 采用与前次相同的处理方式), 可得与前次回波重叠部分欺骗信号, 再将其与非重叠部分欺骗信号进行组合并分段归一化, 即可得到完整欺骗信号。

3.2 非重叠部分信号的获取

实际上, 脉冲延时可以通过匹配滤波获得, 当对

引信接收信号进行匹配滤波出现两个尖峰时, 若 $\tau'_{k+1} < \tau_k$, 则欺骗干扰非重叠部分信号为 $x_1(t), t \in [\tau'_{k+1}, \tau_k]$; 若 $\tau'_{k+1} > \tau_k$, 则非重叠部分为 $x_1(t), t \in [\tau_k + T_m, \tau'_{k+1} + T_m]$ 。

4 欺骗干扰抑制算法分析

4.1 欺骗干扰与回波信号的分离

设虚拟接收信号为 $s'_j(t)$, 将其作为一路接收信号, 连同接收信号 $x_1(t)$, 可得接收信号模型为

$$X = [x_1, s'_j]^T = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ 0 & a_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_R \\ s_J \end{bmatrix} = AS \quad (7)$$

可见, 式(7)为典型的盲分离接收信号模型, 可以通过正定盲分离算法求解。

当干扰信号出现时, 干扰与目标回波信号存在两种关系: 一是在时域上完全重叠, 此时欺骗信号并不能达到欺骗效果, 其作用只是在幅度上对回波信号进行了增强, 可不予处理, 事实上这种情况下通过盲分离是无法将回波与干扰分开的; 二是在时域上不完全重叠, 此时可以通过脉压处理得到两信号的延时, 设两信号延时分别为 τ_1 和 τ_2 (τ_1 为延时时间较小的脉冲峰值时刻, τ_2 为延时时间较大的脉冲峰值时刻), 则两信号混叠部分的起止时间分别为 $t_{\text{begin}} = \tau_2$ 和 $t_{\text{end}} = \tau_1 + T_m$ 。根据文献[12]可知, 在合理选取观测时间间隔时, 两信号重叠部分是可分的, 这为盲分离奠定了基础, 此时, 采用传统的独立分量分析算法便可求解。

4.2 信号的重构

干扰与回波信号混叠部分分离后, 需将其重新组合为两个完整信号。首先, 分别计算 4 段信号的频谱, 根据信号的频谱连续性, 将其组合为两组信号。

设 4 段信号的起止频率分别为 $f_{\text{begin}}^i, f_{\text{end}}^i (i = 1, 2, 3, 4)$, 在满足式(8)时^[2], 信号得以重构。

$$\min_{k, l \in \{3, 4\}, k \neq l} \{ |f_{\text{end}}^k - f_{\text{begin}}^l| + |f_{\text{begin}}^k - f_{\text{end}}^l| \} \quad (8)$$

式中, 1、2 段为非重叠部分信号且 1 为低频段、2 为高频段, k, l 段信号分别对应于 1、2 段信号。

4.3 回波与干扰鉴别

在通过上述方法实现信号分离的基础上如何区分目标回波, 需要根据回波和干扰信号的特点去分析。首先, 在第 2.2 节中提到回波和干扰信号的延时变化量具有较大的区别, 这给了我们甄别的条件。

假设在出现欺骗干扰信号前一次接收信号的延时为 τ_{r1} , 则出现干扰后(脉压处理时有两个峰值, 引信的
理论距离分辨力为 $\Delta R = c/2\Delta F = 1\text{ m}$, 时间分辨力
 $\Delta t = 2\Delta R/c = 6.67\text{ ns}$, 回波和干扰的延时分别为 τ_{r2}
和 τ_{j2} , 则必有 $|\tau_{j2} - \tau_{r1}| > |\tau_{r2} - \tau_{r1}|$, 在后续接收信号
中, 再利用欺骗干扰延时变化量大于回波延时变化量
区分干扰, 即在获得两分离信号后, 分别计算其与前
次分离信号的延时差的绝对值, 绝对值大的为欺骗信
号应当滤除。

综上所述, 本文算法的流程如图 1 所示。

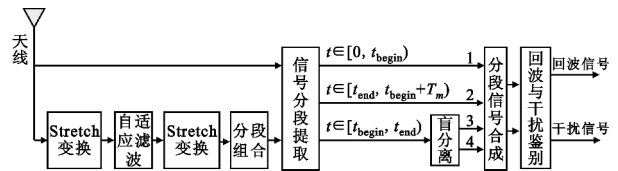


图 1 算法总体流程

Fig. 1 The overall process of proposed algorithm

基于 TFD-BSS 欺骗干扰抑制算法步骤如下：

- (1) 对接收信号 $x_1(t)$ 进行匹配滤波, 获取信号
延时分别为 τ_1 和 τ_2 ;
- (2) 利用前次回波信号对本次接收信号 $x_1(t)$ 进
行时频解耦, 获取回波和欺骗干扰差频混合信号;
- (3) 采用自适应滤波技术, 滤出欺骗差频信号
 $s'_{JR}(t)$;
- (4) 对 $s'_{JR}(t)$ 进行二次 Stretch 变换, 得到重叠
段欺骗干扰信号 $s'_j(t)$;
- (5) 计算欺骗信号与前次回波信号非重叠部分
信号, 并与上一步中信号合为一路虚拟接收信号;
- (6) 根据 4.1 节的分析和第 1 步中的延时计算
重叠信号的起止时间 t_{begin} 和 t_{end} ;
- (7) 采用正定盲分离算法分离混叠信号;
- (8) 根据信号频谱连续性组合分段信号;
- (9) 回波与欺骗信号鉴别。

5 计算机仿真分析

为了验证本文算法的有效性, 现进行如下实验。
实验参数设定: 脉冲宽度 $T_m = 1\text{ }\mu\text{s}$, 脉冲重复周期
 $T_p = 50\text{ }\mu\text{s}$, 频宽 $\Delta F = 150\text{ MHz}$, 调斜率 $k = \Delta F/T_m =$
 $1.5 \times 10^{14}\text{ Hz/s}$, 采样频率 $f_s = 800\text{ MHz}$, 第一次接收
到欺骗干扰时, 弹目相对速度 $V_R = 1\text{ 500 m/s}$, 回波
延时 $\tau_R = 0.9\text{ }\mu\text{s}$, 欺骗干扰延时 $\tau_J = 0.5\text{ }\mu\text{s}$, 信号混
合矩阵 $A = [0.501\text{ 4}\text{ }0.636\text{ 1}]$, 欺骗干扰每次延时

变化量为 $k_a = 15\text{ ns}$, 取观测时间 $\Delta t = 10T_m$ 。

5.1 信号延时时间的获取

根据以上参数, 目标回波和欺骗干扰信号的源
信号形式如图 2(a)、(b) 所示, 而引信接收信号为
两者的混合形式, 接收信号形式见图 2(c)。为得到
两信号的延时, 对接收信号进行脉压处理, 信号脉压
如图 2(d) 所示, 脉压尖峰对应着信号的延时。

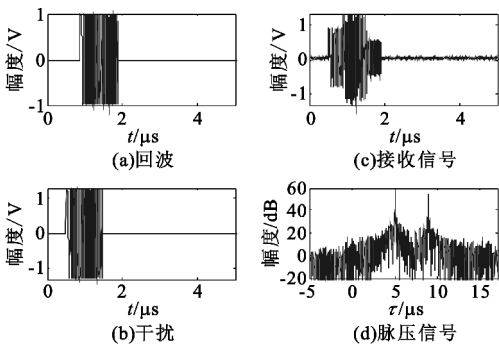


图 2 源信号与接收信号

Fig. 2 Source signals and received signals

5.2 虚拟通道的构造

首先, 对引信接收信号进行 Stretch 变换(相邻
两次回波信号之间时间延时相差 0.5 ns), 并对变换
后的信号进行频谱分析, 如图 3(a) 所示。经 Stretch
变换后, LFM 调频信号转化为两个单频信号, 其中
一个频率接近零频, 另一个频率相对处于高频。对
该信号进行自适应滤波, 将位于高频处的信号滤出,
可得滤波后的信号频谱如图 3(b) 所示。对滤波后
的信号进行二次 Stretch 变换, 可得重叠区的欺骗信
号如图 4(b) 所示, 再将其与非重叠区欺骗信号(如
图 4(a) 所示)合并并且归一化, 可得完整的欺骗信
号如图 4(c) 所示, 该信号即为虚拟接收信号。

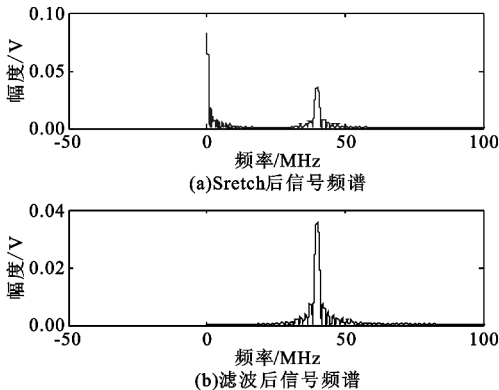


图 3 信号频谱

Fig. 3 Spectrum of the signals

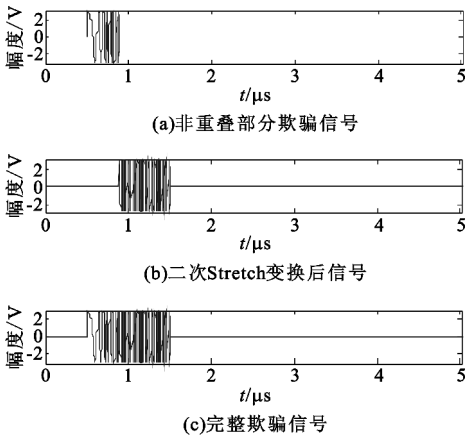


图 4 二次 Stretch 变换后信号波形
Fig. 4 Waves after the second stretch transformation

5.3 回波与欺骗干扰的盲分离

此时相当于为引信增加了一个通道,从而将单通道欠定问题转化为非欠定 BSS 问题。取 $t \in [t_{\text{begin}}, t_{\text{end}})$ 段信号进行分离,采用 FastICA 盲分离算法即可将回波与干扰分离开来。两路 $[t_{\text{begin}}, t_{\text{end}})$ 段信号如图 5(a)和(b)所示,利用盲分离分离后的信号如(c)、(d)所示,从图中可以看出分离信号具有良好的独立形式。

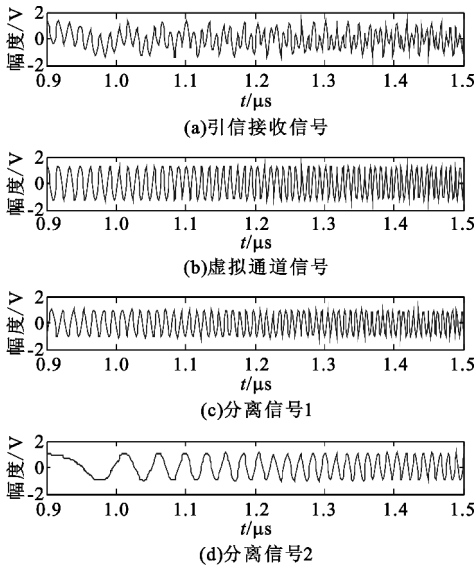


图 5 接收与分离信号
Fig. 5 Received and separated signals

根据 4.2 节分析,两路信号被分为 4 段,对 4 段信号分别进行频谱分析,如图 6 所示,根据频谱连续性判别可知,频谱图(a)和(c)为同一信号,图(b)和(d)为同一信号,于是可得回波和欺骗干扰信号的独立形式。

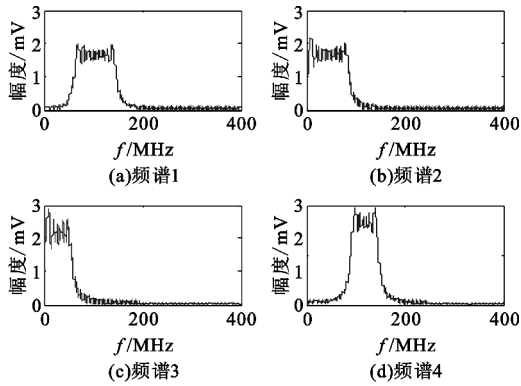


图 6 分离信号频谱
Fig. 6 Spectrum of separated signals

若采用文献[3]中算法,利用相邻两次 PRI 内的接收信号进行分离,相邻两个 PRI 内接收信号如图 7 所示,由于干扰信号变换较快,两次接收信号的延时发生了改变,等价于增加了源信号个数。因此,采用该算法将大大增加分析难度。

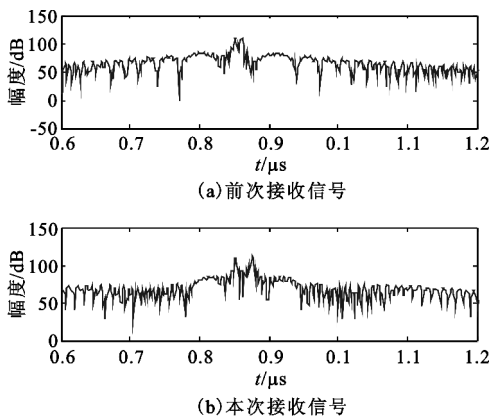


图 7 文献[2]两个 PRI 内接收信号
Fig. 7 Received signals between two PRI in Reference [2]

5.4 回波和干扰鉴别

假设图 6(a)和(c)为分离信号 1,图 6(b)和(d)为分离信号 2,根据 4.3 节给出的鉴别方法,分别计算两路信号以及前一次回波信号的脉压,如图 8 所示,根据脉压峰值的位置可知,分离信号 1 为欺骗信号,分离信号 2 为引信回波信号,于是干扰得到抑制。

间隔 $\Delta t = 0.5 \text{ ms}$ 后,回波延时为 $\tau_R - 2V_R\Delta t/c = 0.895 \text{ }\mu\text{s}$,干扰延时为 $\tau_J - (nk_a + V_R\Delta t/c) = 0.3475 \text{ }\mu\text{s}$,可见此时相对于上次回波,引信回波变化为 5 ns ,于是有 $|0.3475 - 0.5| = 0.1525 \gg 0.005$ 。因此,采用本文算法抑制 LFM 引信欺骗干扰是可行的。

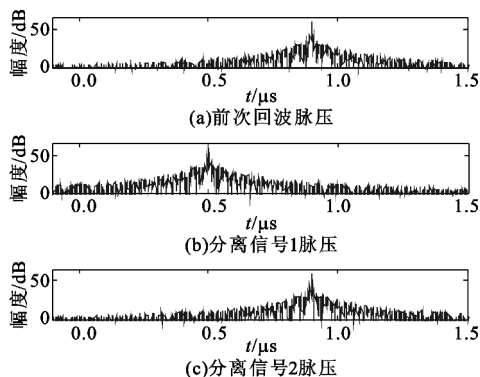


图 8 脉压鉴别图

Fig. 8 Identification of pulse compression

5.5 干扰与回波分离性能分析

为说明回波与干扰在不同延时情况下的分离性能,现固定回波延时为 $0.9\text{ }\mu\text{s}$,将欺骗干扰延时从 $0\sim 1\text{ }\mu\text{s}$ 循环变化,可得不同延时下的信号分离 PI 值,如图 9 所示,(a)为全局 PI 值图,(b)为局部 PI 值图。PI 值的定义见文献[16],PI 值达到 10^{-2} 即可人为分离效果较好。从图中可以看出,当回波与干扰延时相差 5 ns 以上时就可获得很好的分离效果,而观测时间间隔 Δt 内,干扰的延时变化量远大于此值,于是进一步说明了算法的有效性。

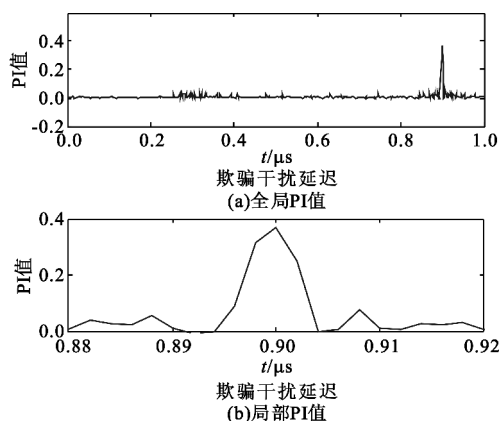


图 9 信号分离 PI 值

Fig. 9 PI value of the signals' separation

6 结束语

本文在单通道情况下,针对在每个 PRI 内发射单个欺骗干扰的问题,提出了一种构造虚拟通道的方法,从而将欠定问题转化为非欠定问题,并采用延时差对比法鉴别欺骗干扰,从而成功抑制引信欺骗干扰。该算法是利用盲分离对引信单通道欺骗干扰抑制的一个探索,后续应着重对单通道下密集转发

式欺骗干扰抑制问题进行研究。

参考文献:

[1] El Rhabi M, Fenniri H, Keziou A, et al. A robust algorithm for convolutive blind source separation in presence of noise[J]. Signal Processing, 2013, 93(7): 818-827.

[2] 张焱. 欠定混合信号的盲分离[D]. 上海: 上海大学, 2009: 15-16.

ZHANG Ye. Blind Separation of Underdetermined Mixtures of Sources [D]. Shanghai: Shanghai University, 2009: 15-16. (in Chinese)

[3] 罗双才, 唐斌. 一种基于盲分离的欺骗干扰抑制算法[J]. 电子与信息学报, 2011, 33(12): 2801-2806.

LUO Shuang-cai, TANG Bin. An Algorithm of Deception Jamming Suppression Based on Blind Signal Sparation [J]. Journal of Electronics & Information Technology, 2011, 33(12): 2801-2806. (in Chinese)

[4] 吴量, 江桦. 单通道混合信号盲分离算法[J]. 信息与电子工程, 2012, 10(3): 343-349.

WU Liang, JIANG Hua. Blind separation algorithm of single-channel mixed-signal[J]. Information and Electronic Engineering, 2012, 10(3): 343-349. (in Chinese)

[5] 冷永刚, 陈婷婷, 黄立坤, 等. 基于独立分量分析的重盲源分离算法[J]. 振动工程学报, 2010, 23(5): 508-513.

LENG Yong-gang, CHEN Ting-ting, HUANG Li-kun, et al. Pepeated blind source separation based on independent component analysis[J]. Journal of Vibration Engineering, 2010, 23(5): 508-513. (in Chinese)

[6] 董绍江, 汤宝平, 张焱. 基于最优匹配跟踪算法的单通道机械信号盲源分离[J]. 振动工程学报, 2012, 25(6): 724-731.

DONG Shao-jiang, TANG Bao-ping, ZHANG Yan. Blind source separation of single-channel mechanical signal based on optimal matching pursuit algorithm[J]. Journal of Vibration Engineering, 2012, 25(6): 724-731. (in Chinese)

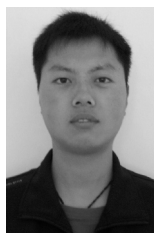
[7] 刘佳, 杨士莪, 朴胜春. 基于 EEMD 的地声信号单通道盲源分离算法[J]. 哈尔滨工程大学学报, 2011, 32(2): 194-199.

LIU Jia, YANG Shi-e, PIAO Sheng-chun. The single channel seismic-acoustic signal blind-source separation method based on EEMD[J]. Journal of Harbin Engineering University, 2011, 32(2): 194-199. (in Chinese)

[8] LU Wei, ZHANG Bang-ning, LU Xi-ping. Single-Channel Blind Separation of MPSK and LFM Interference Using Genetic Particle Filtering[C]//Proceedings of the Third International Conference on Information Science and Technology. Yangzhou: IEEE, 2013: 1460-1464.

- [9] Lu W,Zhang B N,Lu X P. Single Channel Time-varying Amplitude LFM Interference Blind Separation Based on Improved Particle Filter[C]//Proceedings of 2013 International Conference on Advanced Computational Intelligence. Hangzhou:IEEE,2013:70-74.
- [10] 路威,张邦宁,陆溪平. 时变幅度 LFM 干扰下的单通道盲分离算法研究[J]. 信号处理,2013,29(4):411-418.
LU Wei,ZHANG Bang-ning,LU Xi-ping. Research on Single-Channel Blind Separation Algorithm for Time-varying Amplitude LFM Interference[J]. Journal of Signal Processing,2013,29(4):411-418. (in Chinese)
- [11] Aissa-El-Bey A,Lnh-Trung N,Abed-Meram K,et al. Underdetermined blind separation of nondisjoint sources in the time-frequency domain[J]. IEEE Transactions on Signal Processing,2007,55(3):897-907.
- [12] 陈晓军,成昊,唐斌. 基于 ICA 的雷达信号欠定盲分离算法[J]. 电子与信息学报,2010,32(4):919-924.
CHEN Xiao-jun,CHENG Hao,TANG Bin. Underdetermined Blind Radar Signal Separation Based on ICA[J]. Journal of Electronics & Information Technology,2010,32(4):919-924. (in Chinese)
- [13] 赵惠昌. 无线电引信设计原理与方法[M]. 北京:国防工业出版社,2012.
ZHAO Hui-chang. Fundamentals and Methodology of Radio Fuze [M]. Beijing: National Defense Industry Press,2012. (in Chinese)
- [14] 粘朋雷,李国林,路翠华. 一种线性调频引信抗卷积调制干扰处理方法[J]. 电讯技术,2013,53(8):1028-1032.
NIAN Peng-lei,LI Guo-lin,LU Cui-hua. A Method for Suppressing Convolution Modulation Jamming of LFM Fuze[J]. Telecommunication Engineering,2013,53(8):1028-1032. (in Chinese)
- [15] 张淑宁,赵惠昌,熊刚. 基于延时变化量估计的伪码引信抗欺骗式干扰方法[J]. 宇航学报,2008,29(1):326-331.
ZHANG Shu-ning,ZHAO Hui-chang,XIONG Gang. The Method of Fraudulent Interference Excision Based on Time Delay Difference Estimation for PN Fuze[J]. Journal of Astronautics,2008,29(1):326-331. (in Chinese)
- [16] 史习智. 盲信号处理——理论与实践[M]. 上海:上海交大出版社,2008.
SHI Xi-zhi. Blind Signal Processing: Theory and Practice[M]. Shanghai: Shanghai Jiaotong University Press,2008. (in Chinese)

作者简介:



尹洪伟(1987—),男,江苏徐州人,2009年获硕士学位,现为海军航空工程学院博士研究生,主要研究方向为目标中近程探测;

YIN Hong-wei was born in Xuzhou,Jiangsu Province,in 1987. He received the M. S. degree in 2009. He is currently working toward the Ph. D. degree. His research concerns short-

range target detection.

Email:yinhongwei168@126.com

李国林(1955—),男,吉林省吉林市人,博士,教授、博士生导师,主要研究方向为军用目标中近程探测;

LI Guo-lin was born in Jilin,Jilin Province,in 1955. He is now a professor with the Ph. D. degree and also the Ph. D. supervisor. His research concerns short-range target detection.

路翠华(1978—),女,山东烟台人,博士,讲师,主要研究方向为军用目标中近程探测。

LU Cui-hua was born in Yantai, Shandong Province, in 1978. She is now a lecturer with the Ph. D. degree. Her research concerns short-range target detection.