

同频同调制通信信号的卷积混合单通道盲分离

吴芳^{1a}, 高青伟^{1b}, 吴铭², 芮国胜^{1a}

(1. 海军航空工程学院, a. 电子信息工程系; b. 指挥系, 山东烟台 264001;

2. 海军航空兵学院作战指挥系, 辽宁葫芦岛 125001)

摘要: 针对单通道的同调制方式、同调制参数的时频重叠信号的盲分离问题, 提出了一种新的卷积混合盲分离算法。首先, 基于时间分集的过采样技术的信道多样性性质, 将单通道混叠的 MISO 模型转化为多通道混叠的 MIMO 模型进行研究。然后, 结合 MIMO 模型混叠矩阵的结构特点, 讨论了混叠信号分量的时延差对 MIMO 模型混叠矩阵结构和混叠矩阵秩的影响。最后, 数学推导证明: 当信号分量时延差为符号速率的整数倍时, 从信号时延的角度来讲混叠信号不具有盲可分离性, 并通过仿真实例予以验证。

关键词: 单信道; 多通道; 盲分离; 过采样; 时延

中图分类号: TN914 **文献标志码:** A **文章编号:** 1671-637X(2016)04-0085-05

A Single-Channel Convolutional Blind Separation Algorithm to Communication Signals with Same Carrier Frequency and Modulation

WU Fang^{1a}, GAO Qing-wei^{1b}, WU Ming², RUI Guo-sheng^{1a}

(1. Naval Aeronautical and Astronautical University, a. Department of Electronic and Information Engineering;

b. Department of Commanding, Yantai 264001, China;

2. Department of Commanding, Naval Aviation Arms University, Huludao 125001, China)

Abstract: Considering the blind signal separation problem of the convolutional mixture communication signals with same carrier frequency and modulation by a single channel, a new algorithm was presented for convolutional blind signal separation. Firstly, a single channel mixing signal model of MISO was transformed into a multi-channel mixing signal model of MIMO, based on the characteristics of oversampling. Then, the influence of the time-delay differences between mixing signal components to the structure and rank of mixing matrix of MIMO was studied. Finally, mathematical derivation proved that: if the time-delay difference between mixing signal components was the integral multiples of symbol velocity, the mixing signal is not blindly separable. And simulation results showed the validation of the algorithm.

Key words: single channel; multiple channels; blind separation; oversampling; time delay

0 引言

在无线电信号监测和侦收等非协作通信场合中, 通常的无线电监测接收天线都是宽开的, 多个信号可能同时进入接收机。但在基于微小卫星平台的成对载波多址 (Paired Carrier Multiple Access, PCMA) 信号侦收^[1]、星载船舶自动识别系统 (Automatic Identification

System, AIS) 信号探测^[2]等场合下, 一个频段内单个天线可能同时接收到多个无线电信号, 而且混合信号在时域、频域、空域和时频联合域内均不具备可以利用的区分度, 传统的盲分离算法对其无能为力。因此, 研究单天线频谱混叠信号的盲分离具有重要意义^[3-9]。

本文主要研究单通道的两同调制方式、同调制参数的通信混合信号的盲分离问题, 利用过采样理论将单通道混叠的多输入单输出 (Multiple Input Single Output, MISO) 模型转化为多通道混叠的多输入多输出 (Multiple Input Multiple Output, MIMO) 模型。基于 MIMO 模型混叠矩阵的结构特点, 数学推导证明了 MIMO

收稿日期: 2014-06-20

修回日期: 2015-05-26

基金项目: 国家自然科学基金 (61271444)

作者简介: 吴芳 (1981—), 女, 辽宁葫芦岛人, 博士, 讲师, 研究方向为盲信号分离。

混叠矩阵的盲可分离性,并通过对混叠矩阵求逆有效地实现了两同频同调制信号的盲分离。

1 单通道卷积混叠模型

同频同调制通信信号的单通道混叠因其接收通道仅有一个,只需考虑传输信道和延时影响,所以其混叠模型属于 MISO 的卷积混叠模型,如图 1 所示。

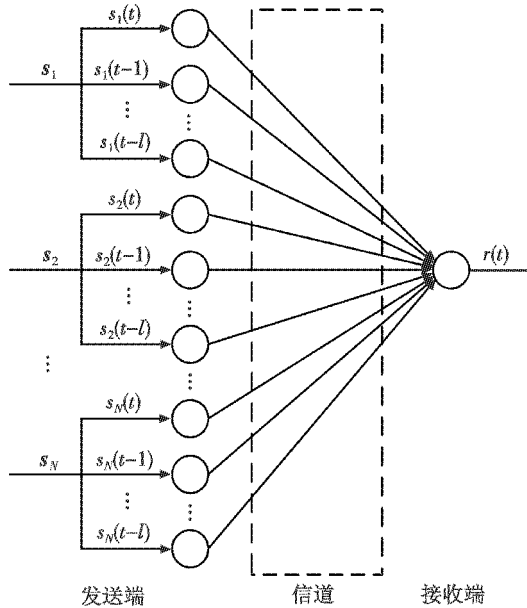


图 1 单通道卷积混叠模型

Fig. 1 Single-channel convolution mixture model

接收端的单通道信号在 \$t\$ 时刻由 \$N\$ 个源信号混叠而成,其接收信号可以表示为

$$r(t) = \sum_{j=1}^N \sum_{l=0}^{L-1} h_j(l) s_j(t-l) \quad (1)$$

式中: \$h_j(l)\$ 为接收通道对第 \$j\$ 个信号源 \$s_j(t)\$ 延时为 \$l\$ 时的脉冲响应; \$t\$ 为离散时间序列; \$L\$ 为 FIR 滤波器长度。由式(1)可见,由于只有一个接收通道,对于分离源信号来讲,混叠矩阵退变成一个混叠的行向量,是一个不可求解的病态方程,具有盲不可分离性。因此,要研究单通道混叠接收的盲可分离性,必须另想其他办法加以解决。

2 单通道混叠的多通道等效模型

由于单通道接收信号在空间上只有一个接收通道,不具备空间分集的可能性,因此,本文基于时间分集的过采样技术所揭示的信道多样性,将单通道接收的 MISO 模型等效成为多通道接收的 MIMO 模型来讨论单通道接收的盲可分离性。

式(1)可进一步表示为由 \$N\$ 个源信号混叠的等效基带连续混叠信号,即

$$r(t) = \sum_{i=1}^N \sum_{j=-\infty}^{\infty} s_i(j) h_i(t-jT) + w(t) \quad (2)$$

式中: \$T\$ 为符号间隔时间; \$h_i(t)\$ 为各个源信号广义的传输信道有限脉冲响应(包括脉冲成型滤波器、传输信道和接收匹配滤波器响应的合成); \$s_i\$ 为各个源信号传输的符号信息; \$w(t)\$ 为加性的高斯白噪声。对式(2)进行分数间隔采样,采样间隔时间为 \$T/M\$, \$M\$ 为采样倍数,取值为大于 1 的正整数。可得等效的离散混叠信号模型为

$$r_k = r(k \frac{T}{M}) = \sum_{i=1}^N \sum_{j} s_i(j) h_i(k \frac{T}{M} - jT) + w(k \frac{T}{M}) \quad (3)$$

假设接收到的符号滑动窗长度为 \$K\$, 等效的 FIR 信道的阶数为 \$L_h\$, 则式(3)可表示为

$$\mathbf{R} = \sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i \mathbf{S}_i + \mathbf{W} \quad (4)$$

式中: \$\mathbf{R} = [r(k) \ r(k+1) \ \dots \ r(k+K-1)]^T\$; \$\mathbf{S}_i = [s_i(k-L_h) \ \dots \ s_i(k) \ \dots \ s_i(k+K-1)]^T, i=1,2, \dots, N\$; \$\mathbf{W} = [w(k) \ w(k+1) \ \dots \ w(k+K-1)]^T\$;

$$\begin{cases} \mathbf{r}(k) = [r_1(k) \ r_2(k) \ \dots \ r_M(k)]^T; \\ \mathbf{w}(k) = [w_1(k) \ w_2(k) \ \dots \ w_M(k)]^T. \end{cases} \quad (5)$$

\$\mathbf{r}(k)\$ 表示在 \$k\$ 时刻到 \$k+1\$ 时刻间隔内进行分数间隔采样后接收信号的采样向量,而混叠矩阵 \$\mathbf{H}_i\$ 可表示为如下广义 Sylvester 矩阵的形式

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} h_{L_h}^i & h_{L_h-1}^i & \dots & h_0^i & \mathbf{0} & \dots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & h_{L_h}^i & h_{L_h-1}^i & \dots & h_0^i & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & \dots & h_{L_h}^i & h_{L_h-1}^i & \dots & h_0^i \end{bmatrix} \quad i=1,2,\dots,N \quad (6)$$

式中: \$h_i^j = [h_{iM}^j, h_{(i+1)M}^j, \dots, h_{(i+1)M-1}^j]^T, i=0,1, \dots, L_h, j=1,2, \dots, N\$, 表示分数间隔采样后第 \$i\$ 个传输信道的信道脉冲响应系数在 \$k\$ 时刻到 \$k+1\$ 时刻间隔内的信道脉冲响应系数向量。

令

\$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \ \mathbf{H}_2 \ \dots \ \mathbf{H}_N], \mathbf{S} = [\mathbf{S}_1 \ \mathbf{S}_2 \ \dots \ \mathbf{S}_N]^T\$, 则式(4)可简化为

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \mathbf{S} + \mathbf{W} \quad (7)$$

式中: 矩阵 \$\mathbf{R}\$ 和 \$\mathbf{W}\$ 为 \$MK \times 1\$ 的列向量; 混叠矩阵 \$\mathbf{H}\$ 具有“块内 Toeplitz 结构式”的形式,其阶数为 \$MK \times N(L_h + K)\$; 矩阵 \$\mathbf{S}\$ 的维数为 \$N(L_h + K) \times 1\$。根据式(7)可将单通道接收的 MISO 模型转化成为等效的多通道接收的 MIMO 模型, \$k\$ 时刻到 \$k+1\$ 时刻间隔内的基于分数抽样 MISO 的等效 MIMO 模型如图 2 所示。

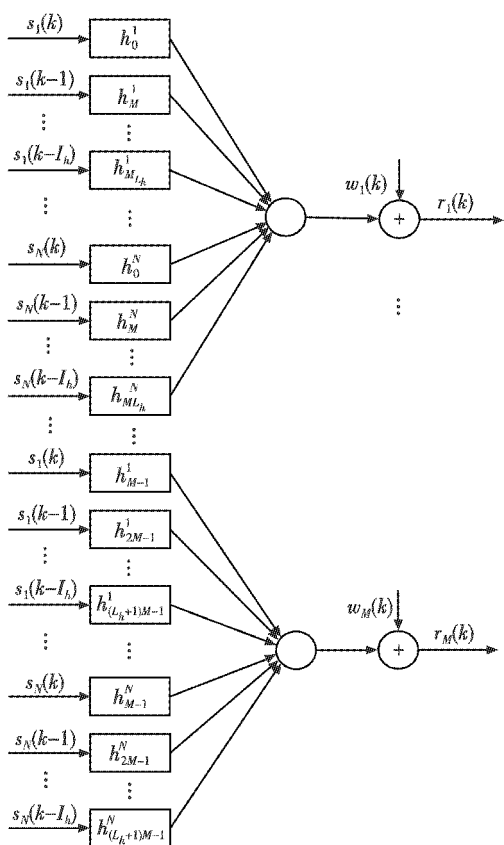


图2 MISO的等效MIMO模型

Fig. 2 Equivalent MIMO model for MISO

3 盲可分离性

本文主要讨论两个同频同调制参数的通信信号单通道混叠的盲分离问题,令式(3)中的 $N=2$ 。由多通道卷积混叠可分离的条件,须满足 $MK \geq 2(L_h + K)$ 成立,在实际情况中通过选择合适的分数采样倍数 M 较易满足此条件。

由于两个源信号具有相同的调制方式和调制参数,因此它们传播信道的差异成为单通道盲可分离的关键。式(3)中描述的信道脉冲响应 $h_1(t), h_2(t)$ 均可分成成型滤波器响应和传播信道响应两个相互独立部分的卷积,即

$$h_1(t) = h_{f_1}(t) * h_{c_1}(t), h_2(t) = h_{f_2}(t) * h_{c_2}(t) \quad (8)$$

式中: $h_{f_1}(t), h_{f_2}(t)$ 分别表示两个源信号 s_1, s_2 的成型滤波的冲击响应; $h_{c_1}(t), h_{c_2}(t)$ 分别表示两个源信号传输信道的冲击响应。考虑两个源信号混叠情况,并忽略噪声影响,将式(8)代入式(3)可得

$$r(t) = h_{f_1}(t) * h_{c_1}(t) * s_1(t) + h_{f_2}(t) * h_{c_2}(t) * s_2(t) \quad (9)$$

平坦衰落信道对信号的影响主要体现在对信号幅度的衰减和传播延上。因此,结合式(8)并对式(3)进行 z 变换,忽略噪声影响,可得

$$\begin{bmatrix} r_0(z) \\ r_1(z) \\ \vdots \\ r_{M-1}(z) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 z^{-\tau_1} \sum_{i=0}^{L_u} h_{iM}^1 z^{-i} & a_2 z^{-\tau_2} \sum_{i=0}^{L_u} h_{iM}^2 z^{-i} \\ a_1 z^{-\tau_1} \sum_{i=0}^{L_u} h_{(i+1)M-1}^1 z^{-i} & a_2 z^{-\tau_2} \sum_{i=0}^{L_u} h_{(i+1)M-1}^2 z^{-i} \\ \vdots & \vdots \\ a_1 z^{-\tau_1} \sum_{i=0}^{L_u} h_{(i+1)M-1}^1 z^{-i} & a_2 z^{-\tau_2} \sum_{i=0}^{L_u} h_{(i+1)M-1}^2 z^{-i} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(z) \\ s_2(z) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中: τ_1, τ_2 分别为信号 s_1, s_2 的传播延时; a_1, a_2 为传播衰减常数。

1) 当 $\tau_1 - \tau_2 = k'T$ 时。

k' 为整数, T 为符号速率。忽略无关的常数,令

$$\begin{cases} \mathbf{h}_i^1 = [h_{iM}^1, h_{(i+1)M-1}^1, \dots, h_{(i+1)M-1}^1]^\top & i=0, 1, \dots, L_{h_1} \\ \mathbf{h}_j^2 = [h_{jM}^2, h_{(j+1)M-1}^2, \dots, h_{(j+1)M-1}^2]^\top & j=0, 1, \dots, L_{h_2} \end{cases} \quad (11)$$

则由式(10)的 z 变换域的卷积混叠模型可转化为时域卷积混叠模型,即

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}(k) \\ \mathbf{r}(k-1) \\ \vdots \\ \mathbf{r}(k-K) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0^1 \cdots \mathbf{h}_{L_{h_1}}^1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^2 \cdots \mathbf{h}_{L_{h_2}}^2 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^1 \cdots \mathbf{h}_{L_{h_1}}^1 & \vdots & \vdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^2 \cdots \mathbf{h}_{L_{h_2}}^2 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \cdots & \mathbf{0} & \vdots & \cdots & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^1 \cdots \mathbf{h}_{L_{h_1}}^1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^2 \cdots \mathbf{h}_{L_{h_2}}^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1(k) \\ s_1(k-1) \\ \vdots \\ s_1(k-L_{h_1}-K) \\ s_2(k-k') \\ s_2(k-k'-1) \\ \vdots \\ s_2(k-k'-L_{h_2}-K) \end{bmatrix} \quad (12)$$

式中, K 为接收符号滑动窗长度,

$$\mathbf{r}(k-i) = [r_0(k-i), r_1(k-i), \dots, r_{M-1}(k-i)]^\top \quad (13)$$

$i=0, 1, \dots, K$ 。又令 $\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \quad \mathbf{H}_2]$, 其中

$$\begin{cases} \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0^1 & \cdots & \mathbf{h}_{L_{h_1}}^1 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^1 & \cdots & \mathbf{h}_{L_{h_1}}^1 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^1 & \cdots & \mathbf{h}_{L_{h_1}}^1 \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_0^2 & \cdots & \mathbf{h}_{L_{h_2}}^2 & \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^2 & \cdots & \mathbf{h}_{L_{h_2}}^2 & \cdots & \mathbf{0} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ \mathbf{0} & \cdots & \mathbf{0} & \mathbf{h}_0^2 & \cdots & \mathbf{h}_{L_{h_2}}^2 \end{bmatrix} \end{cases} \quad (14)$$

两个同调制参数的源信号混叠,其发送滤波器冲击响应相同,即 $\mathbf{H}_1 = \mathbf{H}_2$,由式(12)可见,即使在满足 $MK \geq 2(L_h + K)$ 的条件下,并且 \mathbf{H}_1 也满足列满秩条件,也不能利用混叠矩阵 \mathbf{H} 的广义逆将混叠信号分开。因此得到如下结论:同调制参数的源信号混叠时,当信号延时之差为符号间隔 T 的整数倍,从时延的角度来讲单通道混叠信号不具备盲可分离性。

2) 当 $\tau_1 - \tau_2 \neq k'T$ 时。

当源信号 s_1, s_2 的传播延时之差为符号时间间隔的整数倍时, 可将延时差写成 $\tau_1 - \tau_2 = k'T + L$, k' 和 L 均为正整数, 分别表示时间差为符号时间间隔 T 的整数倍部分和余数部分。源信号传播时延差中的 $k'T$ 部分造成信号 s_2 的部分相对于 s_1 的对应位置移动了 k' 个符号位置, 如式(12)右侧第二项所示, 并写成对应形式为

$$\begin{cases} s_1 = [s_1(k) & s_1(k-1) & \cdots & s_1(k-L_h-K)]^T \\ s_2 = [s_2(k-k') & s_2(k-1-k') & \cdots & s_2(k-L_h-k'-K)]^T \end{cases} \quad (15)$$

而余数 L 部分将改变式(14)中混叠矩阵 H_2 的结构, 可表示为

$$H_2 = \begin{bmatrix} h'_0 & h'_1 & \cdots & h'_{L_h+1} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & h'_0 & h'_1 & \vdots & h'_{L_h+1} & \vdots & \vdots \\ \vdots & \cdots & h'_0 & h'_1 & \vdots & h'_{L_h+1} & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & h'_0 & h'_1 & \cdots & h'_{L_h+1} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中:

$$\begin{cases} h'_0 = [0_0 & 0_1 & \cdots & 0_{L-1} & h_0^2 & h_1^2 & \cdots & h_{M-L-1}^2]^T \\ h'_i = [h_{M-L}^2 & h_{M-L+1}^2 & \cdots & h_{(i+1)M-L-1}^2]^T & i=1, 2, \dots, L_h \\ h'_{L_h+1} = [h_{(L_h+1)M-L}^2 & h_{(L_h+1)M-L+1}^2 & \cdots & h_{(L_h+1)M-1}^2 & 0_0 & 0_1 & \cdots & 0_{M-L-1}]^T \end{cases} \quad (17)$$

可证明矩阵 $H = [H_1 \ H_2]$ 的秩大于矩阵 H_1 的秩。

通过对混叠矩阵 H 进行 SVD 分解可得

$$H = U \Sigma V^{-1} = [U_1 \ U_2] \begin{bmatrix} I_r & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (18)$$

式中: 矩阵 U 为一个 $MK \times MK$ 的首矩阵, 由其前 r 个列向量组成矩阵 U_1 , 剩下的组成矩阵 U_2 ; 矩阵 Σ 为 $MK \times 2(K+L_h) + 1$ 的矩阵, 矩阵 I_r 表示阶数为 r 的单位矩阵; 矩阵 V 为阶数是 $2(K+L_h) + 1 \times 2(K+L_h) + 1$ 的首矩阵, 由其前 r 个行向量组成矩阵 V_1 , 剩下向量组成矩阵 V_2 。由式(17)和式(18), 混叠接收信号可表示为

$$R = \begin{bmatrix} R_r \\ R_{KM-r} \end{bmatrix} = [U_1 \ U_2] \begin{bmatrix} I_r & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} S_r \\ S_{2(L_h+K)+1-r} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中:

$$S_r = [S_1 \ S_2^*], S_2^* = \underbrace{[s_2(i) \cdots s_2(j)]^T}_{(r-K-L_h) \times 1}; \quad (20)$$

矩阵 R_r 为矩阵 I_r 对应的接收向量 R 中的元素部分; 矩阵 S_r 为矩阵 I_r 对应的符号向量 S 中的元素部分。由式(20)可知, 此时至少能从 S_2 向量中分离出一个发送符号。因此, 可以得出, 当两混叠信号的信道传播延时差 $\tau_1 - \tau_2$ 不等于符号间隔时间 T 的整数倍时, 从信号时延的角度来混叠模型具有盲可分离性。

4 仿真与分析

为了进一步验证上述结论, 对两路同调制参数的 GMSK 混叠信号进行仿真分析。信号产生模型采用文献[10]的线性近似模型, 分数间隔采样倍数 $M = 10$, 成型滤波器长度 L_h 设为 5, 滑动窗长度 $K = 4$, $\tau_1 - \tau_2 = 0.3T$, 信号功率比为 1:1, $R_{S,N} = 26$ dB 时, 采用上述混叠矩阵求逆的方法, 信号分离结果如图 3 ~ 图 6 所示。

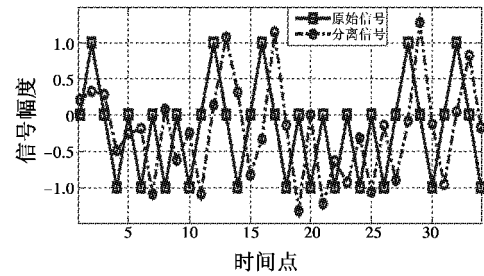


图3 信号 s_1 及其分离信号实部

Fig. 3 s_1 and the real part of its separating signal

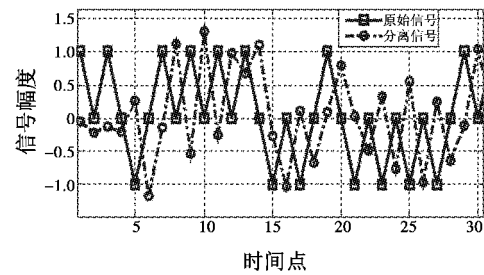


图4 信号 s_1 及其分离信号虚部

Fig. 4 s_1 and the imaginary part of its separating signal

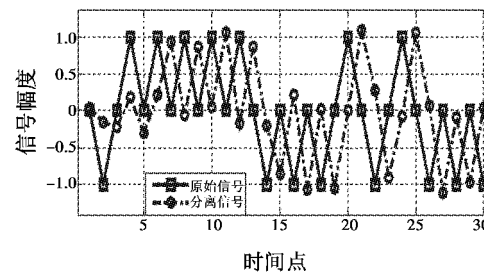


图5 信号 s_2 及其分离信号实部

Fig. 5 s_2 and the real part of its separating signal

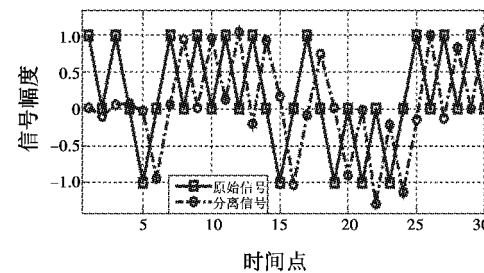


图6 信号 s_2 及其分离信号虚部

Fig. 6 s_2 and the imaginary part of its separating signal

从图中可知,原始信号和分离信号波形基本吻合,由于成型滤波器的延时特性使得分离信号相对于原信号出现了一定延时差,但并不影响信号的分离。

为了测试不同信噪比和时延差条件下对分离效果的影响情况,采用评估指标,即

$$E_{\text{MSE}} = 0.5(m_{\text{mean}}(s_1 - s'_1)^2 + m_{\text{mean}}(s_2 - s'_2)^2)。(21)$$

仿真结果如图7、图8所示。

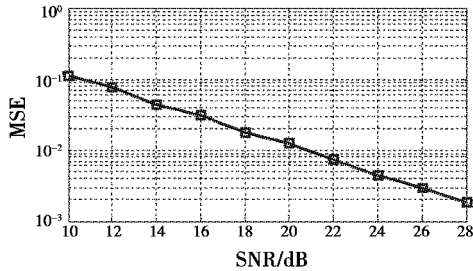


图7 $L=3$ 时 SNR 对 MSE 的影响

Fig. 7 The influence of SNR on MSE when $L=3$

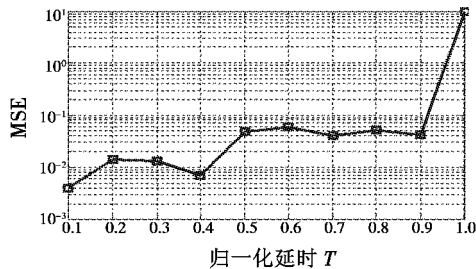


图8 $R_{s,N}=20$ dB 时延差对 MSE 的影响

Fig. 8 The influence of time-delay difference on MSE when $R_{s,N}=20$ dB

由图7可知,随着信噪比的增加,MSE呈下降趋势,因此要取得较好的分离效果需要较高的信噪比。图8表明当时延差不为符号周期的整数倍时,信道时延差的变化对于信号可分离性的影响并不显著,MSE保持在一个低水平上;但是当时延差为 T 时 MSE 急剧增大,表明此时混叠信号不具有盲可分离性。图8中因为是归一化时延,所以没有单位。

5 结论

本文针对单通道混叠信号是否具备盲可分离性这个基础问题进行研究,在进行多通道混叠信号盲可分离性讨论的基础上,利用过采样理论将单通道混叠的 MISO 模型转化为多通道混叠的 MIMO 模型进行研究。从转化的 MIMO 模型混叠矩阵的结构特点出发,讨论了混叠信号分量的时延差对转化模型混叠矩阵结构和混叠矩阵秩的影响,由此得出当信号分量时延差为符号速率的整数倍时,从信号时延的角度来讲混叠信号不具有盲可分离性,并且给出了数学证明和仿真实例予以验证。

参考文献

- [1] DANKBERG M. Paired Carrier Multiple Access (PCMA) for satellite communications[C]//17th AIAA International Communications Satellite Systems Conference and Exhibit, 1998. <http://dx.doi.org/10.2514/6.1998-1398>.
- [2] ERIKSEN T, HOYE G, NARHEIM B, et al. Maritime traffic monitoring using a space-based AIS receiver[J]. Acta Astronautica, 2006, 58(10):537-549.
- [3] CHEN Y, LIANG T. Application study of BA-FRESH filtering technique for communication anti-jamming[C]//10th International Conference on Signal Processing, 2010: 287-290.
- [4] CHIEN J T. Convex divergence ICA for blind source separation[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2012, 20(1):302-313.
- [5] BOGDAN M, MAARTEN D V, IVAN G, et al. Source separation from single-channel recordings by combining empirical-mode decomposition and independent component analysis[J]. IEEE Transactions on Biomedical Engineering, 2010, 57(9):2188-2196.
- [6] 欧世峰,高颖,赵晓晖.自适应组合型盲源分离算法及其优化方案[J].电子与信息学报,2011,33(5):1243-1247. (OU S F, GAO Y, ZHAO X H. Adaptive combination algorithm and its modified scheme for blind source separation[J]. Journal of Electronics and Information Technology, 2011, 33(5):1243-1247.)
- [7] 廖灿辉,涂世龙,万坚.基于迭代的同频混合信号单通道盲分离/译码算法[J].通信学报,2011,32(8):111-117. (LIAO C H, TU S L, WAN J. Iterative algorithm on single-channel blind separation and decoding of co-frequency modulated signals[J]. Journal on Communications, 2011, 32(8):111-117.)
- [8] STARK M, WOHLMAYR M, PERNKOPF F. Source-filter-based single-channel speech separation using pitch information[J]. IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing, 2011, 19(2):242-255.
- [9] 廖灿辉,万坚,周世东.两同频调制信号混合单通道盲分离的性能界[J].清华大学学报:自然科学版,2010,50(10):1646-1650. (LIAO C H, WAN J, ZHOU S D. Single-channel blind separation performance bound of two co-frequency modulated signals[J]. Journal of Tsinghua University (Science and Technology), 2010, 50(10):1646-1650.)
- [10] WIESLER A, MACHAUER R, JONDRAL F. Comparison of GMSK and linear approximated GMSK for use in Software radio[C]//IEEE 5th International Symposium on Spread Spectrum Techniques and Applications, 1998, 2: 557-560.