

单天线接收时频混叠的异频数字 通信信号盲源分离算法

庞利会 王 军 唐 斌

(电子科技大学电子工程学院, 四川成都 611731)

摘 要: 本文针对单天线接收时频混叠数字通信信号的盲源分离问题, 基于源信号之间载波差异性, 构建单天线接收信号虚拟多通道模型, 实现了源信号分离与重构。该算法通过对单天线接收混合信号进行短时傅里叶变换, 分析各个中心频率的源信号频域特性, 提取各个源信号的幅度与相位信息。利用提取信息, 实现源信号分离与重构。仿真结果表明, 该算法可以有效的实现单天线接收时频混叠数字通信信号的盲源分离。

关键词: 单天线; 时频混叠信号; 短时傅里叶变换; 盲源分离

中图分类号: TN911 **文献标识码:** A **文章编号:** 1003-0530(2015)08-0932-09

Single-antenna Blind Signal Separation Algorithm for Time-frequency Overlapped Digital Communication Signal with Distinct Carrier Frequency

PANG Li-hui WANG Jun TANG Bin

(School of Electronic and Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu, Sichuan 611731, China)

Abstract: In this paper, based on the carrier frequency distinct feature among original sources, a blind signal separation method is proposed for the single-antenna time-frequency overlapped digital communication signal. The method changes the single-antenna recording into multi-channel model based the feature that the carrier frequency of original sources are different from each other. Then, the method analyzes spectral information obtained by the short time Fourier transform to extract amplitude and phase values at each center frequency of overlapped signals. Using those extracted information enables signals from single-antenna data to be separated and reconstructed. The simulation tests demonstrate the feasible feasibility of the proposed approach for single-channel time-frequency overlapped digital communication signal separation.

Key words: single-antenna; time-frequency overlapped; short time Fourier transform; blind signal separation

1 引言

在现代电磁监测与电子侦察中, 侦察系统面临着更加复杂、多变的电磁环境。信号越来越密集、频带越来越拥挤, 多个频域混叠信号同时进入接收机的情况越发普遍。此外, 在实际战场环境中, 为增强侦察系统的隐蔽性与灵活性, 侦察装备的小型化已成必然趋势。单天线接收机体积小灵活性强, 同时也降低了成本。因此, 有效分离单天线接收机

接收频域混叠信号, 已成为电磁侦察领域一项重要研究课题。单天线接收混合信号在时域、频域、空域内均不具备可以利用的区分度, 传统的时域或频域滤波等盲源分离方法已无能为力。因此, 研究单天线接收时频混叠信号的盲源分离算法具有重要意义。

独立分量分析^[1-2] (Independent Component Analysis, ICA) 是盲源分离领域最早且应用最为广泛的算法。在 ICA 基础上, Hyvärinen 提出了快速独立分

收稿日期: 2014-12-24; 修回日期: 2015-03-30

量分析^[3](FastICA)算法。由于此算法收敛速度快且鲁棒性好,已广泛应用于生物医学、语音、通信信号等盲源分离问题。FastICA 或者 ICA 算法主要应用于多通道分离问题(超定或正定接收模式)。因此,在将该方法应用于单天线盲源分离问题时,首先需要研究单天线一维观测信号虚拟多维观测信号的技术。非负矩阵分解(Non-negative matrix factorization, NMF)是盲源分离领域另一常见方法,该方法也存在单天线一维观测信号虚拟多维观测信号的问题。针对单天线盲源分离问题, NMF 算法对具有稀疏特性的信号分离问题效果较好,如语音信号分离^[4-6]。经验模式分解(Empirical Mode Decomposition, EMD)已成功应用于仅有存在一维观测信号的生物医学信号分离问题^[7-8],但尚未有文献将其应用至电磁监测领域。基于源信号在某域的差异,几种单天线盲源分离算法已被提出,如基于源信号功率差异^[9]、基于传输信道成型滤波器差异^[10]、基于通信信号有限字符特性^[11]等盲源分离方法。但这三种算法只适用基带信号分离问题。此外,针对基带信号文献[12]采用粒子滤波技术实现了单天线盲源分离。基于通信信号的恒模特性,吴芳等提出了单天线接收同调制方式、同调制参数的 MSK 混合信号的盲源分离方法^[13],但该方法需要估计仅限于两个 MSK 信号且需要预知源信号幅度值的精确估计。

本文旨在研究单天线侦察系统接收多个时频混叠数字通信信号的盲源分离问题。由于各个源信号在时域、频域及空域均不具备可分性,传统的滤波分离法已不能完成信号分离的任务。单天线接收模式可利用的信息量少,在没有一定约束条件的情况下,信号分离较为困难。本文将源信号之间的载频差异作为约束条件,提出了一种单天线接收时频混叠信号数字通信信号的盲源分离算法。该算法通过短时傅里叶变换,分析每个源信号中心频率的频域特性,提取源信号的幅度与相位信息,并利用所提取信息恢复和重构源信号。

2 信号模型

在盲信号处理领域,按照信号混合模式不同,盲源分离可分为瞬时混合模型与卷积混合模型。本文针对电磁监测与侦察领域瞬时混合模型的盲

源分离问题展开研究。信号混合过程如图 1 所示,由此可知信号接收模型可以表示为:

$$\mathbf{x}(t) = \mathbf{A}\mathbf{s}(t) + \mathbf{v}(t) \tag{1}$$

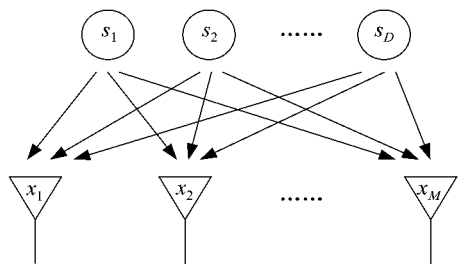


图 1 信号混合过程
Fig. 1 Signal mixing process

其中, $\mathbf{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_M(t)]^T \in \mathbb{R}^M$, M 表示接收天线的个数, $x_i(n)$ ($i = 1, 2, \dots, M$) 为观测信号, $\mathbf{s}(t) = [s_1(t), s_2(t), \dots, s_D(t)]^T \in \mathbb{R}^D$, D 表示源信号的个数, $s_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, D$) 表示源信号 $\mathbf{v}(t) = [v_1(t), v_2(t), \dots, v_M(t)]^T \in \mathbb{R}^M$ 为 M 维加性观测噪声矢量, $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{M \times D}$ 为混合矩阵, T 表示矩阵转置。盲源分离问题就是从 M 维观测信号 $\mathbf{x}(t) \in \mathbb{R}^M$ 恢复出源信号 s_i ($i = 1, 2, \dots, D$) 的过程。根据源信号个数(D)与天线个数的关系(M)的关系,盲源分离技术的难易程度不同,如表 1 示。

表 1 盲信号分离的分类		
Tab. 1 The classification of blind signal separation		
名称	特点	难易度
超定分离	$M > D$	较易
正定分离	$M = D$	较易
欠定分离	$M < D$	较难
单天线分离	$M = 1, D = 2, 3, \dots$	最难

单天线分离是欠定盲分离的极端情况,也是盲源分离问题中最为困难的研究课题。本文针对单天线接收时频混叠信号盲源分离问题展开研究,其信号接收模型,可以表示为:

$$x(t) = \sum_{i=1}^D a_i s_i(t) + v(t) \tag{2}$$

其中, $x(t)$ 为单天线接收混合信号, $s_i(t)$ ($i = 1, 2, \dots, D$) 为第 i 个源信号且 a_i 为对应的混合系数,通常视为常数。第 i 个源信号的指数形式可以表示为

$$s_i(t) = b_i(t) e^{j(2\pi f_{c_i} t + \theta_i(t) + \varphi_i)} \tag{3}$$

其中, f_{c_i} 、 $\theta_i(t)$ 、 $b_i(t)$ 和 φ_i 分别为第 i 个源信号的

载频、相位分量、幅度分量和初始相位,且在一个码元周期内 $\theta_i(t)$ 和 $b_i(t)$ 保持不变。单天线盲源分离的任务就是要从一维观测信号 $x(t)$ 中恢复出各源信号 $s_i(t)$ ($i=1,2,\dots,D$)。

3 时频混叠信号分离

该算法的基本思路是对接收混合信号进行短时傅里叶变换,分析各源信号频域信息,提取各混叠信号幅度与相位信息。然后,利用各源信号的幅度与相位信息,实现源信号的分离与重构。

3.1 单天线接收信号的 STFT

短时傅里叶变换(short-time Fourier transform, STFT)是与傅里叶变换相关的一种数学变换,用以确定时变信号局部区域正弦波的频率与相位。STFT 的主要思想是选择一个时频局部化的窗函数,假定分析窗函数在一个短时间间隔内是平稳(伪平稳)的,移动窗函数,使窗函数与输入信号之积在不同的有限时间宽度内是平稳信号,从而计算出各个不同时刻的功率谱。对单天线接收时频混叠混合信号 $x(t)$ 进行 STFT,即

$$X(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) w(t - \tau) e^{-j2\pi f t} dt \quad (4)$$

其中, $w(t)$ 是 STFT 的窗函数, τ 是窗函数的时间偏移参数。由式(4)可知, STFT 可以看做用基函数

$$w_{f,\tau}(t) = w(t - \tau) e^{j2\pi f t} \quad (5)$$

来代替傅里叶变换的基函数。对式(5)进行傅里叶变换可得

$$W_{f,\tau}(v) = \int_{-\infty}^{\infty} w(t - \tau) e^{j2\pi f \tau} e^{-j2\pi v t} dt = e^{-j2\pi(v-f)\tau} \int_{-\infty}^{\infty} w(t) e^{-j2\pi(v-f)t} dt = W(v-f) e^{-j2\pi(v-f)\tau} \quad (6)$$

其中, v 是和 f 等效的频率变量。结合式由 Parseval 定理可得

$$\int_{-\infty}^{\infty} x(t) w(t - \tau) e^{-j2\pi f t} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(v) W(v-f) e^{-j2\pi(v-f)\tau} dv = \frac{e^{j2\pi f \tau}}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} X(v) W(v-f) e^{-j2\pi v \tau} dv \quad (7)$$

由此可知,信号 $x(t)$ 在时域加窗 $w(t - \tau)$,使得频域 $X(v)$ 加窗 $W(v-f)$ 。用 Δt 和 $\Delta\omega$ 分别表示窗函数时域、频域宽度,且 $[t^* - \Delta t/2, t^* + \Delta t/2] \times [f^* - \Delta f/2, f^* + \Delta f/2]$ 称为时频窗,其中 t^* 和 f^* 为时域窗(time window, TW)和频域窗(frequency window, FW)的中心。可以证明,不论采用何种函数作为窗函数,其 TW 和 FW 的乘积是常量。因此,信号时域和频域分辨率是此消彼长,无法同时达到最小。对数字通信信号进行 STFT 变换时,为避免码元信息的丢失,通常要求 STFT 的时域窗要小于码元宽度,即需要满足在时域窗 TW 内信号的幅度与相位是不变的。Yamada^[16] 分析证明了数字通信信号 STFT 窗函数长度为信号码元长度的一半。在本文中,由于是对混合信号进行 STFT 变换,故 TW 宽度的最大值依照码元长度最小源信号设定,即

$$\Delta t \leq \min(1/r_{c_i})/2 \quad (8)$$

其中, f_s 和 r_{c_i} 分别为采样频率和第 i 个源信号的码速率。在电子侦察领域源信号码速率是未知量,需要通过观测信号进行估计。此外,根据所处理数字通信信号常用最大码速率设定,即 $\Delta t \leq 0.5/\max(r_{c_i})$ 。

上述关于 STFT 时域窗函数宽度设定,保证了各个源信号窗函数平滑周期内的幅度与相位分量保持不变,即当 $\Delta t \leq 0.5/\max(r_{c_i})$ 时, $b_i(t)$ 和 $\theta_i(t)$ 保持不变,对式(3)所示的源信号加窗,可表示为

$$s_i(t, \tau) = w(t - \tau) a_i b_i(t) e^{j(2\pi f_{c_i} t + \theta_i(t) + \varphi_i)} = w(t - \tau) C_{i,\tau} e^{j(2\pi f_{c_i} t + \Phi_{i,\tau})} \quad (9)$$

其中, $C_{i,\tau} = a_i b_i(t)$, $\Phi_{i,\tau} = \theta_i(t) + \varphi_i$ 。式(4)可以写为

$$X(f, \tau) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) w(t - \tau) e^{-j2\pi f t} dt \approx \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{i=1}^D a_i b_i(t) e^{j(2\pi f_{c_i} t + \theta_i(t) + \varphi_i)} w(t - \tau) e^{-j2\pi f t} dt \approx \sum_{i=1}^D C_{i,\tau} e^{j\Phi_{i,\tau}} \int_{-\infty}^{\infty} w(t - \tau) e^{-j2\pi(f-f_{c_i})t} dt \quad (10)$$

3.2 源信号分离

通过提取各源信号的幅度与相位信息,实现信号的分离。令公式(10)中的 f 分别等于各源信号的载波角频率 f_i , $i=1,2,\dots,D$,则有

$$\begin{bmatrix} X(f_1, \tau) \\ X(f_2, \tau) \\ \vdots \\ X(f_D, \tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{i=1}^D C_{i,\tau} e^{j\Phi_{i,\tau}} \int_{-\infty}^{\infty} w(t - \tau) e^{-j2\pi(f_1-f_i)t} dt \\ \sum_{i=1}^D C_{i,\tau} e^{j\Phi_{i,\tau}} \int_{-\infty}^{\infty} w(t - \tau) e^{-j2\pi(f_2-f_i)t} dt \\ \vdots \\ \sum_{i=1}^D C_{i,\tau} e^{j\Phi_{i,\tau}} \int_{-\infty}^{\infty} w(t - \tau) e^{-j2\pi(f_D-f_i)t} dt \end{bmatrix} \quad (11)$$

式(11)可以改成两个矩阵的乘积形式,即:

$$\begin{bmatrix} X(f_1, \tau) \\ X(f_2, \tau) \\ \vdots \\ X(f_D, \tau) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) dt & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_1-f_2)\tau} dt & \cdots \\ \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_2-f_1)\tau} dt & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) dt & \cdots \\ \vdots & \vdots & \ddots \\ \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_D-f_1)\tau} dt & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_D-f_2)\tau} dt & \cdots \\ \cdots & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_1-f_D)\tau} dt & \\ \cdots & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_2-f_D)\tau} dt & \\ \vdots & \vdots & \\ \cdots & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) dt & \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} C_{1,\tau} e^{j\Phi_{1,\tau}} \\ C_{2,\tau} e^{j\Phi_{2,\tau}} \\ \vdots \\ C_{D,\tau} e^{j\Phi_{D,\tau}} \end{bmatrix} \quad (12)$$

令

$$\mathbf{X}(\tau) = [X(f_1, \tau) \quad X(f_2, \tau) \quad \cdots \quad X(f_D, \tau)]^T \quad (13)$$

$$\mathbf{G}(\tau) = \begin{bmatrix} \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) dt & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_1-f_2)\tau} dt \\ \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_2-f_1)\tau} dt & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) dt \\ \vdots & \vdots \\ \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_D-f_1)\tau} dt & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_D-f_2)\tau} dt \\ \cdots & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_1-f_D)\tau} dt \\ \cdots & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) e^{-j2\pi(f_2-f_D)\tau} dt \\ \vdots & \vdots \\ \cdots & \int_{-\infty}^{\infty} w(t-\tau) dt \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$\mathbf{H}(\tau) = [C_{1,\tau} e^{j\Phi_{1,\tau}} \quad C_{2,\tau} e^{j\Phi_{2,\tau}} \quad \cdots \quad C_{D,\tau} e^{j\Phi_{D,\tau}}]^T \quad (15)$$

则式(12)可写成

$$\mathbf{X}(\tau) = \mathbf{G}(\tau) \mathbf{H}(\tau) \quad (16)$$

其中, $\mathbf{H}(\tau)$ 为各源信号的幅度与相位量, $\mathbf{X}(\tau)$ 可以看做是虚拟多维观测矩阵, $\mathbf{G}(\tau)$ 是由各源信号的中心频率与 STFT 窗函数产生的基信号矩阵。由式(14)可知, 当各源信号载波载频互不相同, $\mathbf{G}(\tau)$

为可逆矩阵。因此, 式(16)可以视为由单天线接收时频混叠信号虚拟的阵列天线分离模型, 从而将单天线盲源分离问题转化为正定阵列天线信号分离问题。当各源信号的载频互不相同, $\mathbf{G}(\tau)$ 为可逆矩阵, 则式(16)可以转化为

$$\mathbf{H}(\tau) = \mathbf{G}^{-1}(\tau) \mathbf{X}(\tau) \quad (17)$$

并下式计算各源信号的幅度与相位信息的估计, 即

$$\hat{C}_{i,\tau} e^{j\hat{\Phi}_{i,\tau}} = H_i(\tau) \quad (18)$$

其中, $H_i(\tau)$ 为式(15)所得矩阵 $\mathbf{H}(\tau)$ 的第 i 行, $\hat{C}_{i,\tau}$ 和 $\hat{\Phi}_{i,\tau}$ 表示第 i 个源信号幅度与相位估计量, 需要说明的是 $\hat{C}_{i,\tau}$ 包含有混合系数 a_i , $\hat{\Phi}_{i,\tau}$ 包含有对应源信号的初相 φ_i 。

3.3 源信号重构

在信号分离过程, 已经获得了各源信号幅度与相位的估计, 利用估计的幅度与相位信息通过由下式重构源信号, 即

$$\hat{s}_i(t) = \sum_{\tau} \hat{s}_i(t, \tau) = \sum_{\tau} w(t-\tau) \hat{C}_{i,\tau} e^{j2\pi f_i t + j\hat{\Phi}_{i,\tau}} \quad (19)$$

其中, $\hat{s}_i(t)$, $i=1, 2, \dots, D$ 为各源信号的估计。

由公式(11)与式(19)可知, 该算法需要源信号的载频作为先验信息, 但在电子侦察中, 无法获得该信息。因此, 需要从单通道混合信号中估计各源信号载波角频率。一些学者已对单通道时频混叠信号载频估计做了深入研究, 提出了载频精确估计算法, 如基于细化能量中心法的载波估计^[14]、基于循环谱的时频混叠信号载波与码速率估计^[15]等。本文假设已得到源信号载波频率估计, 但在仿真中将给出载频估计误差对该算法的影响。

3.4 分离性能分析

由上述分离算法推导过程中未加入噪声分量, 当加入噪声分量时, 影响式(15)可以表示为

$$\mathbf{H}(\tau) = [C_{1,\tau} e^{j\Phi_{1,\tau}} + \beta e^{j\phi} \quad C_{2,\tau} e^{j\Phi_{2,\tau}} + \beta e^{j\phi} \quad \cdots \quad C_{D,\tau} e^{j\Phi_{D,\tau}} + \beta e^{j\phi}]^T \quad (20)$$

其中, β 和 ϕ 分别为噪声分量幅度与相位信息。由此可知, 通过式(15)估计源信号的幅度与相位信息, 其真实值为式(20)所得的源信号和噪声分量的矢量和, 因此从理论上讲 SNR 越高噪声分量对分离影响程度越低。

由式(14)可知, 当 f_i , $i=1, 2, \dots, D$ 已知是可以

获得精确的 $G(\tau)$; 反之, 当 $f_{c_i}, i=1, 2, \dots, D$ 未知时, 设其估计绝对误差为 $\Delta f_{c_i}, i=1, 2, \dots, D$, 则式(14)中 $f_{c_i}, i=1, 2, \dots, D$ 将应由源信号载波角频率的真实值与估计误差代数和代替, 即

$$f_{c_i} \leftarrow f_{c_i} \pm \Delta f_{c_i} \quad (21)$$

则式(14)所示的基矩阵 $G(\tau)$ 个元素存在相位误差, 该相位误差通过式(17)传递给各源信号的相位估计值。

除了 SNR 及载波频率估计误差之外, 信号调制类型对分离性能也存在一定的影响, 这是有信号的固有特性。下面以 BPSK (Binary Phase Shift Keying) 和 QPSK (Quadrature Phase Shift Keying) 信号为例进行说明。图2为 BPSK 和 QPSK 信号的星座图, 每个信号的星座点之间都一定的距离(通常称为欧几里得距离), 星座点之间距离越大信号的抗噪声与抗干扰性能越强。设信号的最大幅值为 1, 则图2中各星座点之间的距离为 $L1 = 2 > L2 = \sqrt{2}$ 。由此可知, BPSK 信号抗干扰能力大于 QPSK 信号。可以推导 MPSK 信号当信号最大幅值为 1 时, 相邻两个星座点之距离为 $L_{\text{MPSK}} = 2 \times \sin(\pi/M)$, 其中 M 为调制阶数, 所以 M 越大信号抗干扰能力越差。因此, 在 SNR 和载波频率估计误差一定时, 信号调制阶数 M 越大, 获得信号的幅度与相位估计误差越大。

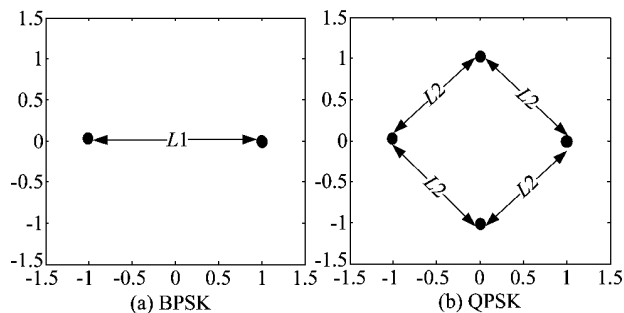


图2 BPSK 和 QPSK 信号的性组图

Fig. 2 The constellation of BPSK and QPSK

4 仿真结果及分析

为了验证基于信号载波差异的单通道时频混叠信号分离算法的可行性与有效性, 该部分将给出几组仿真实验及相应实验分析。本文通过估计信号与相应源信号码元对比, 计算出误码率 (Bit Error Rate, BER) 作为分离效果优劣的评价指标。此外, 信号频域重叠 (Frequency Overlapped Level, FOL) 定义为信

号和其他信号频带重叠部分与其自身频带的比值。

在表2所示的仿真条件下, 源信号的幅度与相位估计结果如图3所示, 可知, 该算法提取的信号幅度和相位信息与源信号的星座图是一致的, 验证了该算法的有效性。图3(a)是在信号载频已知时的仿真结果, 各源信号星座点位置与理论值仍有一定的偏差, 主要是影响因素是噪声分量; 对图3所示三组仿真结果可知, 在相同信噪比条件下, 源信号载频估计误差会造成信号幅度和相位的偏移, 且载频估计误差越大, 该算法提取信号的幅度和相位值与其真实值得偏差越大。同时, 对比同一组中具有不同载频估计的相同调制类型信号的仿真结果, 也验证了载频估计误差越大提取的幅度与相位信息的误差越大。对比图3中不同调制类型源信号的仿真结果可知, 在 SNR 和载频估计误差一定时, QPSK 信号的星座点的区分度低于 BPSK。这是由于信号的调制阶数越大, 其星座点之间的距离越小, 故容忍误差的能力越小。换言之, 该仿真实验验证了在相同条件下, 信号的调制阶数越大, 越易受到噪声及载频估计误差的影响, 即抗噪、抗干扰能力越弱。

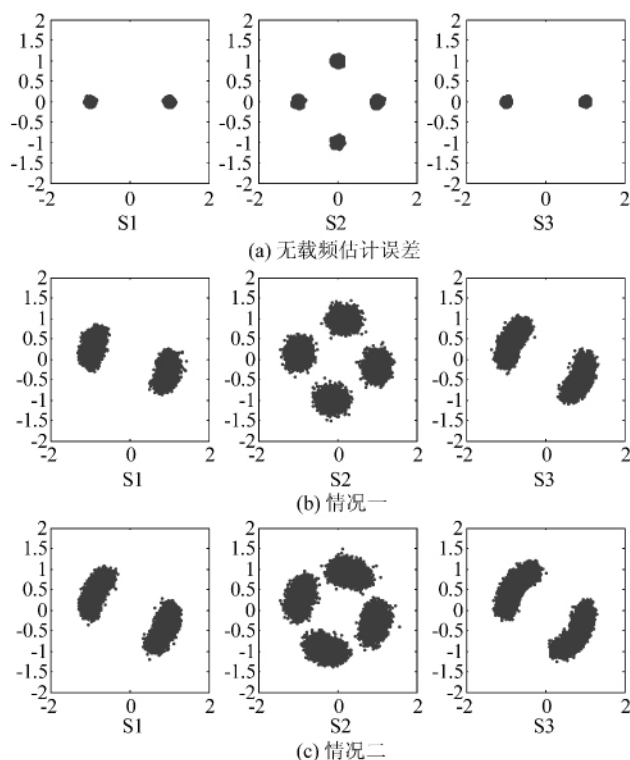


图3 分离信号幅度与相位信息

Fig. 3 The amplitude and phase information of separated signal

表 2 实验一仿真条件
Tab. 2 Simulation conditions of test one

序号	调制 类型	载波频率 /MHz	码速率 Mbps	采样频率 /MHz	SNR/dB	频域重叠 度(FOL)	载频估计误差/Hz	
							情况一	情况二
S1	BPSK	12.5	0.5			100%	10	15
S2	QPSK	14	2	100	10	50%	5	10
S3	BPSK	13	1			100%	15	20

仿真条件如表 2 所示,图 4 给出了分离信号与源信号的时域波形对比图,表 3 为经过 500 次 MonteCarlo 实验的分离信号误码率。

由图 4 可知,时频混叠信号在分离先后时域波形基本一致,验证了该算法的有效性。由表 3 可知,分离信号的 BER 均可达 10^{-2} ,说明该算法可以有效的保持源信号的码元信息。为了进一步分析

该算法的分离性能,下面将给出三组对比仿真实验。

实验一采用表 2 所示的仿真条件,仅改变 SNR。由表 2 可知,本实验情况二各源信号的载频估计误差均大于情况一中对应源信号,其他条件一样。经过 200 次 MonteCarlo 实验,仿真结果如图 5 所示。

表 3 分离信号误码率
Tab. 3 The BER of separated signal

	情况一			情况二		
	S1	S2	S3	S1	S2	S3
BER	1.2×10^{-5}	1.3×10^{-5}	0.2×10^{-3}	2.7×10^{-4}	1.0×10^{-3}	1.4×10^{-2}

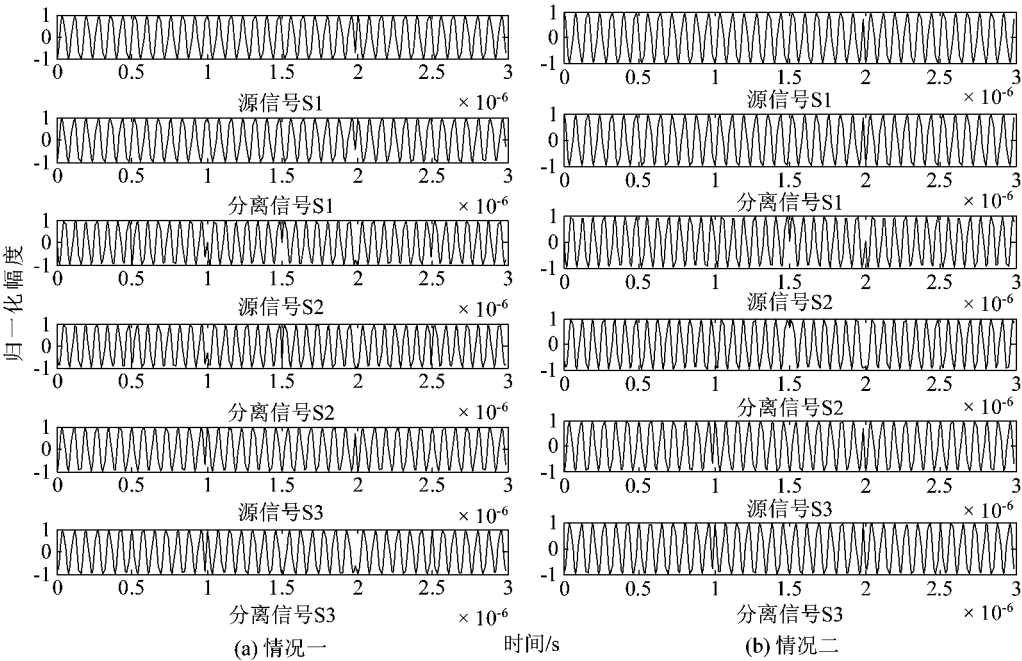


图 4 源信号与分离信号时域波形对比图

Fig. 4 The comparison between original source and the separated ones

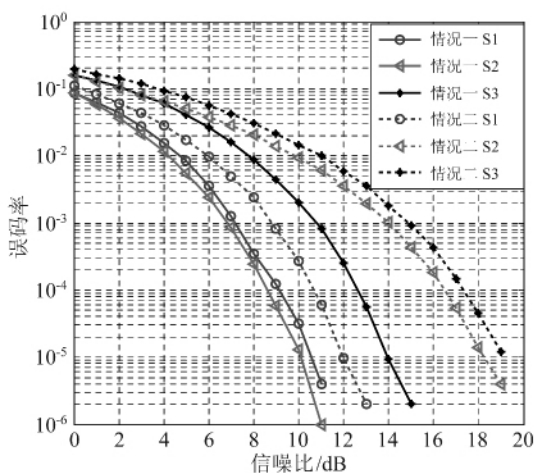


图 5 载频估计精度不同时分离性能对比
Fig. 5 The comparison between different carrier frequency estimation accuracy conditions

由图 5 可知, SNR > 10 dB、FOL = 100% 时, 分离信号的 BER 亦可到达 10^{-2} 。对比图 5 两种情况中对应信号 BER 可知, 情况一条件下分离信号的 BER 均小于情况二对应信号, 从而说明信号分离精度随各源信号载频误差的减小而提高。同时由图 5 可知, 各分离信号的 BER 随 SNR 的增大而变好, 且低 SNR 环境下噪声对信号分离精度影响较大。由仿真条件可知情况一中源信号 S1 的载频估计误差是 S2 的两倍, 从载频估计误差对信号分离精度影响的理论分析, S2 的 BER 应该远小于 S1, 但由图 5 所示放着结果可知, S1 和 S2 的 BER 相近, 造成这种现象的主要原因是两信号的调制类型不同。对情况二中 S1 和 S2 的 BER 更能说明了信号调制类型对信号分离精度的影响, 即信号的调制阶数越高信号分离精度越容易受到载频估计误差及噪声的影响。

实验二主要用来分析源信号载频差异性大小对算法的影响。由实验一可知, 信号调制类型、载频估计误差等因素均会影响算法的性能。为了排除

这些因素干扰, 本实验采用多个相同调制类型的时频混叠信号进行混合, 并设置相同的载频估计误差, 只改变源信号载波频率, 其他仿真条件如表 4 所示。

图 6 为在表 4 所示仿真条件下, 经过 500 次 MonteCarlo 实验的仿真结果。由图 6 可知, 分离信号的 BER 随 SNR 的增大而减小, 且当 SNR ≤ 10 dB 时, 分离信号的 BER 随 SNR 增大而减小的速度较为缓慢, 反之当 SNR > 10 dB 时该变化速度提高, 且当 SNR ≥ 10 dB 分离信号的 BER 小于 10^{-2} 。

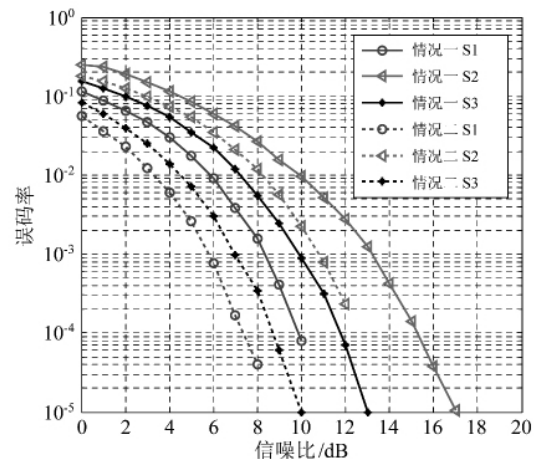


图 6 载频差异性程度不同时分离性能对比
Fig. 6 The separation performance comparison for different carrier frequency distinct level

根据表 4 所示的仿真条件可知, 情况一中源信号载频绝对差异为 $|f_{c1} - f_{c2}| = 0.6$ MHz、 $|f_{c2} - f_{c3}| = 0.5$ MHz、 $|f_{c1} - f_{c3}| = 1.1$ MHz, 对应的情况二各源信号的载频误差分别为 $|f_{c1} - f_{c2}| = 0.7$ MHz、 $|f_{c2} - f_{c3}| = 0.6$ MHz、 $|f_{c1} - f_{c3}| = 1.3$ MHz。对比图 6 中两种不同情况下的分离结果可知, 情况二条件下的分离信号的 BER 均小于情况一对应分离信号, 说明源信号之间的载频差异性越大信号的分离精度越高。

表 4 实验二仿真条件
Tab. 4 Simulation conditions of test two

序号	调制类型	码速率 Mbps	载频估计 误差/Hz	采样频 率/MHz	情况一		情况二	
					载频/MHz	FOL	载频/MHz	FOL
S1	BPSK	0.5	10	100	11.9	40%	11.8	30%
S2	BPSK	0.5	10		12.5	90%	12.5	70%
S3	BPSK	0.5	10		13	50%	13.1	40%

表 5 实验三仿真条件
Tab. 5 Simulation conditions of test three

序号	调制类型	载频/ MHz	载频估计 误差/Hz	采样频 率/MHz	情况一		情况二	
					码速率 Mbps	FOL	码速率 Mbps	FOL
S1	BPSK	11.8	10	100	0.5	30%	0.4	12.5%
S2	BPSK	12.5	10		0.5	70%	0.4	37.5%
S3	BPSK	13.1	10		0.5	40%	0.4	25%

此外,由表 4 可知,情况一条件各源信号的 FOL 均小于情况二对应源信号,这也是情况一分离信号 BER 大于情况二的原因之一,但是在本算法中 FOL 对信号分离精确的影响力度较低。从理论推导过程可知,源信号的载频绝对差异越大基矩阵 $\mathbf{G}(\hat{\omega})$ 就越接近对角阵,从而由式(17)提取的各源信号的幅度与相位分量越精确;而源信号的 FOL 与基矩阵 $\mathbf{G}(\hat{\omega})$ 无直接关系。下面通过实验三,说明源信号之间的载频差异性对信号分离精度影响程度远大于源信号的 FOL。

实验三主要用来说明源信号的 FOL 对信号分离精度的影响较小,为排除其他因素对信号分离精度的影响,设置仿真条件如表 5 所示,可知情况一各源信号的 FOL 分别为 30%、90% 和 50%,而情况二对应信号的 FOL 分别为 12.5%、37.5% 和 25%,情况一的 FOL 远大于情况二。在表 5 所示的仿真条件下,进行 500 次 MonteCarlo 实验仿真结果如图 7 所示。

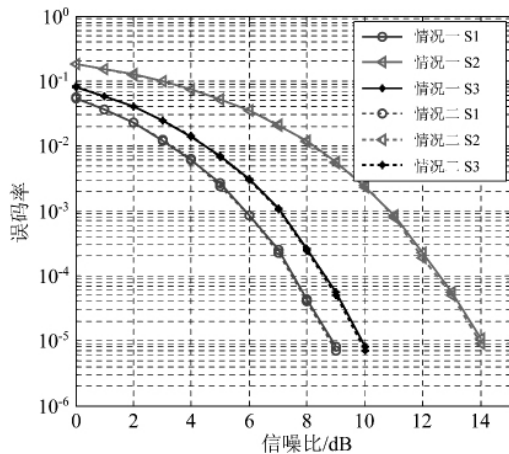


图 7 源信号频域重叠度不同时分离性能对比
Fig. 7 The comparison for different FOL

由图 7 可知,在表 5 所示的两种仿真条件下,情况二中各源信号的 BER 略微优于情况一,而情况一各源信号的 FOL 均是情况二 2~3 倍,从而说明在一定条件下 FOL 对本算法信号分离精度影响较小。同时,结合实验二可知,实验二中两种仿真条件下分

离精度的差异主要由源信号载频差异大小决定。

综上所述,首先通过单次仿真实验获得分离信号的星座图,与源信号星座图一致,从而验证了算法有效性。然后通过三组对比仿真实验,分析了该算法的分离性能与影响因素。实验一验证了源信号的载频估计误差越小信号分离效果越好,且说了信号调制类型对信号分离精确的影响。实验二与实验三共同验证了源信号之间的载频差异性是影响信号分离性能主导因素。此外,在三组仿真实验条件下,当 $\text{SNR} \geq 10 \text{ dB}$ 时,均可获得 BER 小于 10^{-2} 的源信号估计分量。

5 结论

本文基于源信号载波差异性,提出了一种单天线接收时频混叠数字通信信号分离算法。该算法利用 STFT 提取源信号的幅度与相位信息,然后利用提取信息恢复并重构源信号。由实验仿真结果可知,该算法在较低信噪比的情况下仍可给出高精度的分离结果。

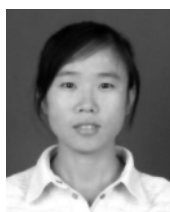
通过三个仿真实验对比分析了影响信号分离精度的因素,验证了 SNR 越大、源信号的载频估计误差越小、信号调制阶数越低、源信号载频绝对差异性越大信号分离精度越高。该算法受源信号的 FOL 影响较小,即使 FOL 高达 100%,当 $\text{SNR} \geq 10 \text{ dB}$ 时,分离信号的 BER 低于 10^{-2} 。该算法简单易实现,但也有其局限性,即本算法并非适用于所有数字通信信号,如多进制数字频率调制(multiple frequency shift keying, MFSK)。此外,该算法需要估计源信号的载频作为先验信息,且载频估计误差对分离精度有一定的影响。

本文下一步研究工作:该算法需要源信号的载频作为先验信息,载频估计误差对分离精度有一定的影响,在源信号载波频率未知时,利用遗传算法等将估计信号幅度与相位信息进行聚类,以提高算法对载频估计误差的允许度。

参考文献

- [1] Jutten C, Herault J. Space or time adaptive signal processing by neural network models [C]//AIP Conf. Proc. 151, 206 (1986), Snowbird, UT, USA, 13-16.
- [2] Jutten C, Herault J. Blind separation of sources, Part I: An adaptive algorithm based on neuromimetic architecture [J]. Signal Processing, July 1991, 24(1): 1-10.
- [3] Hyvärinen A. Fast and robust fix-point algorithm for independent component analysis [J]. IEEE Transactions on Neural Networks, May 1999, 10(3): 626-634.
- [4] Gao B, Woo W L, Dlay S S. Adaptive sparsity non-negative matrix factorization for single-channel source separation [J]. IEEE Journal of Selected Topic in Signal Processing, 2011, 5(5): 989-1001.
- [5] Minje K, Paris S. Single channel source separation using smooth nonnegative matrix factorization with Markov random fields [C]//2013 IEEE International Workshop on Machine Learning for Signal Processing (MLSP), Southampton, UK, 2013: 1-6.
- [6] Sun, Dennis L, Gautha J, et al. Universal speech models for speaker independent single channel source separation [C]//IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Vancouver, BC, 2013: 141-145.
- [7] Warbhe A D, Dharaskar R V, Kalambhe B. A Single channel Phonocardiograph Processing using EMD, SVD [C]//Proc2010 3rd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET), Goa, 2010: 578-581.
- [8] Mijović B, Vos M D, Gligorijević I, et al. Source Separation From Single-Channel Recordings by Combining Empirical-Mode Decomposition and Independent Component Analysis [J]. IEEE Transaction on Biomedical Engineer, 2010, 57(9): 2188-2196.
- [9] Giridhar K, Shynk J J, Mathur A, et al. Nonlinear Techniques for the Joint Estimation of Cochannel Signals [J]. IEEE Trans. on Communication, 1997, 4(4): 473-484.
- [10] Warner E, Proudler I. Single-channel blind signal separation of filtered MPSK signals [J]. IEEE Proceedings-Radar, Sonar and Navigation, Dec. 2003, 150(6): 396-402.
- [11] Szu H, Chanyagorn P, Kopriva I. Sparse coding blind source separation through powerline [J]. Neuxocomputing, Oct. 2002, 48(1-4): 1015-1020.
- [12] Tu S L, Chen S H, Zheng H, et al. On the Performance of Single-Channel Blind Separation of Two Co-frequency MPSK Signals [C]//TENCON 2007-2007 IEEE Region 10 Conference, Taipei, China, 2007.
- [13] 吴芳, 芮国胜, 张嵩, 等. 基于恒模特性的单通道时频重叠信号盲分离算法 [J]. 中国科学, 2013, 43(3): 418-428.
- [14] Wu F, Rui G S, Zhang S, et al. A single-channel blind separation algorithm based on constant modulus for two time-frequency overlapped signals [J]. Science China, 2013, 43(3): 418-428. (in Chinese)
- [15] 朱波. 基于小波的单通道时频混叠信号参数分析与实现研究 [D]. 成都: 电子科技大学电子工程学院, 2010.
- [16] Zhu B. The research on single-channel time-frequency signal parameter analysis and realization based on wavelet [D]. Chengdu: School of Electronic Engineer of the University of Electronic Science and Technology of China, 2010. (in Chinese)
- [17] 王青红, 彭华, 张金成. 一种基于循环谱的共信道多信号调制参数估计方法 [J]. 信号处理, 2011, 27(8): 1153-1159.
- [18] Wang Q H, Peng H, Zhang J C. A Method for Modulation Parameters Estimation of Co-Channel Multi-Signals based on Cyclic Spectru [J]. Signal Processing, 2011, 27(8): 1153-1159. (in Chinese)
- [19] Yamada T, Lee D, Shiba H, et al. A Study on Window Size of Signal Restoration Method for Wide Band Spectrum Block Receiving [C]//IEICE General Conference, 2010.

作者简介



庞利会 女, 1984年生, 河南濮阳人, 电子科技大学博士研究生, 研究方向为非协作通信条件下通信信号分离。
E-mail: sunshine. plh@gmail.com



王 军 男, 1974年生, 甘肃兰州人, 高级工程师, 硕导, 主要研究方向为高速实时信号处理技术。
E-mail: wangjung@uestc.edu.cn



唐 斌 男, 1964年生, 四川广安人, 教授, 博导, 主要从事电子对抗、雷达抗干扰和新一代通信技术方面的研究。
E-mail: bint@uestc.edu.cn