

基于聚谱分析的多通道盲信号自适应分离算法

张兰勇* 刘黎明 李冰

(哈尔滨工程大学自动化学院 哈尔滨 150001)

摘要: 该文提出一种在多传感器中多种信号混叠的分离方法。该方法通过分析传感器数据的聚谱来提取未知信号,并利用线性方程基本算法估计有限脉冲响应的耦合系统,该方法对于多通道谱重叠的有色输入信号盲解卷积十分有效。作为该算法的扩展,可以应用于包括准周期信号等非平稳信号的分离。并将该算法应用于电磁辐射的测试,仿真结果证明了其有效性和快速性。

关键词: 信号处理; 多传感器; 盲源分离; 聚谱分析; 电磁辐射信号

中图分类号: TN911.7

文献标识码: A

文章编号: 1009-5896(2014)01-0158-06

DOI: 10.3724/SP.J.1146.2013.00463

Multichannel Blind Signal Adaptive Separation Algorithm Based on Polyspectra Analysis

Zhang Lan-yong Liu Fan-ming Li Bing

(College of Automation, Harbin Engineering University, Harbin 150001, China)

Abstract: A separation method of multiple signals from their superposition recorded at several sensors is addressed. The method employs polyspectra of the sensor data to extract the unknown signals and estimate the Finite Impulse Response (FIR) coupling systems via a linear equation basic algorithm. The method is useful for multichannel blind deconvolution of colored input signals with (possibly) overlapping spectra. An extension of the main algorithm, which can be applied to non-stationary signals separation such as quasiperiodic signal, is also given. What's more, the method is applied to electromagnetic radiation measurement. Simulation results verify the effectiveness of the algorithm.

Key words: Signal processing; Multiple sensors; Blind source separation; Polyspectra analysis; Electromagnetic radiation signal

1 引言

多传感器中多信号的分离具有很重要的应用,例如通信,生物医学,语音处理等。其困难之处在于传输通道以及输入信号的信息是未知的,造成了分离的“盲”信息。多通道系统的一类特殊形式是输出信号是由其它通道线性耦合得到的主要信号和次要信号的混叠。在电磁干扰测试系统中,多个天线中每个天线记录的受试设备的主要电磁辐射混叠了其余背景噪声的信息。由于背景噪声以及干扰的存在,电磁干扰测试系统的性能严重降低。文献[1]提出了一种传统的噪声消除方法,假设干扰信号是单分量信号,而忽略不同通道之间的影响。但该文没有针对多分量信号进行分析。

现有文献中大多假定通道系数为比例因子以简化多通道信号分离问题,文献[2,3]给出了混合信号中分离独立信号的线性化方法,但针对非高斯信号的处理不适用。文献[4,5]针对复杂背景下的混合声音信号进行了盲源分离,提出了非线性系统的盲源分离方法,但在分解因子的选择上没有给出细化方法。文献[6,7]给出了从混合信号中分离独立信号的线性和非线性方法,文献[8,9]给出了自回归滑动平均辨识结果。文献[10]中扩展了文献[11]中的结果,输入信号为记忆信号的辨识,但这些文献均假设多通道为非记忆的。通过应用自回归滑动平均 (Auto-Regressing and Moving Average, ARMA)模型的通道响应,文献[12]给出了记忆性独立通道的辨识。因为它允许输入和通道为记忆的,因此输入为有色时也成立,但对混合矩阵的处理速度偏慢。

文献[13]首先考虑了多混合矩阵的多通道系统,并提出了去相关准则以提取观测混合信号中的有用信号,并以两通道为例进行分析。之后,文献[14]

2013-04-07 收到, 2013-07-18 改回

国家自然科学基金(51279036), 中国博士后科学基金面上项目(2012M510924), 黑龙江省博士后资助项目(LBH-12078)和中央高校基本科研业务费专项(HEUCFX41305)资助课题

*通信作者: 张兰勇 zlyalf@sina.com

提出了与文献[13]类似基于聚谱分析的方法,但可以不需要一个通道的先验信息就可以确定系统。文献[13,14]的算法是在两个通道之间迭代4次,并在重构的输入中有一成形滤波器不确定度。由于没有考虑收敛性问题,扩展到多个通道时会很麻烦。最近文献[15]应用了类似文献[13]的去相关准则来确定具有AR输入模型和MA耦合系统的通道。这种情况下,整个多输入多输出可以利用文献[12]中的方法建模。

根据这些限制,本文提出了一个4阶谱算法,可以估计惟一的有限脉冲响应通道。利用双谱分析最小相位通道来减小计算量。虽然文献[14,10](无记忆传输矩阵)提出了通道信号增强的应用,但它们的出发点仅仅是处理平稳过程。本文提出的算法可以应用于准周期信号等非平稳信号,并利用多通道电磁干扰信号进行了仿真验证。在第2节,给出了聚谱分析的通道估计方法;第3节阐述了通过逆滤波器重构输入信号;第4节给出了针对开关电源与电源线的电磁辐射信号试验测试真值以及仿真数据证明该算法的有效性。虽然本文着重于2阶谱与3阶谱方法,但结果可以推广到 k 阶谱。

2 基于聚谱分析的通道估计

假设有 L 个天线的测试系统记录了 L 个辐射源的辐射以及背景干扰,第 l 个天线记录的信号为

$$x_l(t) = s_l(t) + \sum_{i=1, i \neq l}^L \sum_{\tau=0}^Q h_{li}(\tau) s_i(t-\tau) \quad (1)$$

其中 $s_l(t)$ 是没有其它天线时第 l 个天线记录的电磁信号。下一步就是从混合信号中分离出 $s_l(t)$ 。以向量形式表示为

$$\mathbf{x}(t) = \sum_{\tau=0}^Q \mathbf{H}(\tau) \mathbf{s}(t-\tau) \quad (2)$$

其中

$$\mathbf{H}(\tau) = \begin{bmatrix} 1 & h_{12}(\tau) & \cdots & h_{1L}(\tau) \\ h_{21}(\tau) & 1 & \cdots & h_{2L}(\tau) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{L1}(\tau) & h_{L2}(\tau) & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (3)$$

$\mathbf{x}(t)[\mathbf{s}(t)]$ 为输入信号的观测向量。为了简单起见,考虑两通道系统,观测信号可以表示如图1所示。

目标是估计耦合通道响应 $h_{li}(t)$ 并从给出的 2×1 维观测测量 $x(t), t = 0, 1, \dots, T-1$ 估计信号 $s_l(t)$ 。在频域,式(2)可以表述为

$$\mathbf{x}(\omega) = \mathbf{H}(\omega) \mathbf{s}(\omega) \quad (4)$$

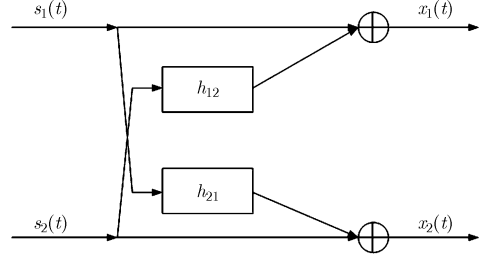


图1 双输入双输出系统信号模型

其中,对于两通道系统

$$\mathbf{H}(\omega) = \begin{bmatrix} 1 & H_{12}(\omega) \\ H_{21}(\omega) & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

如果得到 $h_{li}(t)$, $s_l(t)$ 就可以通过维纳滤波器恢复。

为了恢复信号 $s_l(t)$,首先需要估计通道的脉冲响应 $h_{12}(t)$ 和 $h_{21}(t)$,由此观测数据可以逆向滤波获得干扰信号。本节描述一种频域方法,可以对通道估计问题进行简单的线性求解。该算法需要直流增益 $\mathbf{H}(\omega)|_{\omega=0}$ 的信息,所以首先解决这个问题。

2.1 估计 $\mathbf{H}(0)$

文献[2]和文献[10]给出了一种特征分解方法可以估计无记忆多通道矩阵。本文推广其应用,对直流频率下的传输矩阵进行估计。本文方法是建立在通道输出的频谱和3次谱基础上,而不是文献[2]和文献[10]中的4阶矩,需要输入信号满足如下条件:信号频谱在直流频率非零,即

$$\left. \begin{aligned} \forall l, S_{2s_l}(\omega)|_{\omega=0} &\neq 0 \\ \frac{S_{4s_k}(0,0,0)}{S_{2s_k}^2(0)} &\neq \frac{S_{4s_l}(0,0,0)}{S_{2s_l}^2(0)} \neq 0, k \neq l \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

在多通道辨识中,因为2阶统计值可以对酉矩阵唯一求解,结合3次谱和频谱提供的信息可以得到唯一解。式(2)中观测向量 $\mathbf{x}(t)$ 的谱矩阵为

$$\mathbf{S}_{2x}(\omega) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} E \{ \mathbf{x}(\omega) \mathbf{x}^T(\omega) \} = \mathbf{H}(\omega) \mathbf{S}_{2s}(\omega) \mathbf{H}^H(-\omega) \quad (7)$$

其中 $\mathbf{S}_{2s}(\omega)$ 是输入信号的谱矩阵, $\mathbf{H}(\omega)$ 是传输函数矩阵, \mathbf{T} 表示转置操作。在条件式(6)下,令 $\omega = 0$,对称的谱矩阵的特征分解为

$$\mathbf{S}_{2x}(0) = \mathbf{H}(0) \mathbf{S}_{2s}(0) \mathbf{H}^H(0) = \mathbf{U} \text{diag} \{ \lambda_1^2, \lambda_2^2, \dots, \lambda_L^2 \} \mathbf{U}^T \quad (8)$$

其中 \mathbf{U} 表示由 $\mathbf{S}_{2x}(0)$ 的特征向量组成的正交矩阵。定义变换矩阵:

$$\begin{aligned} \mathbf{T} &= \text{diag} \{ 1/\lambda_1, 1/\lambda_2, \dots, 1/\lambda_L \} \mathbf{U}^{-1} \\ &= \text{diag} \{ 1/\lambda_1, 1/\lambda_2, \dots, 1/\lambda_L \} \mathbf{U}^T \end{aligned} \quad (9)$$

当用于输出向量观测值 $\mathbf{x}(\omega)$ 时,

$$\mathbf{y}(\omega) = \mathbf{T} \mathbf{x}(\omega) = \mathbf{T} \mathbf{H}(\omega) \mathbf{s}(\omega) = \mathbf{G}(\omega) \mathbf{s}(\omega) \quad (10)$$

从式(8)和式(9)可以看出, $\mathbf{S}_{2y}(0)$ 是一个单位矩阵,即

$$\mathbf{S}_{2y}(0) = \mathbf{T}\mathbf{S}_{2x}(0)\mathbf{T}' = \mathbf{T}\mathbf{H}(0)\mathbf{S}_{2s}(0)\mathbf{H}'(0)\mathbf{T}' = \mathbf{I} \quad (11)$$

式(11)说明 $\mathbf{T}\mathbf{H}(0)\mathbf{S}_{2s}^{1/2}(0)$ 是正交的。因为假设输入是互相独立的, 所以矩阵 $\mathbf{S}_{2s}(\omega)$ 是正交的, 由此可以推出 $\mathbf{G}(0) \triangleq \mathbf{T}\mathbf{H}(0)$ 的列向量是正交的, 且 $\mathbf{G}'(0)\mathbf{G}(0) = \mathbf{S}_{2s}^{-1}(0)$ 。如果 $\mathbf{G}(\omega)$ 的第 i 列向量为 $g_i(\omega)$, 可以推出

$$g_i'(0)g_m(0) = \frac{1}{S_{2s_i}(0)}\delta(l-m) \quad (12)$$

其中 $S_{2s_i}(\omega)$ 是 $s_i(t)$ 的频谱。为了得到 $\mathbf{G}(0)$, 下面定义输出 $y_l(t)$ 的 4 阶谱为

$$\begin{aligned} S_{4y_{nl}}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) &= \sum_{\tau_1, \tau_2, \tau_3} \text{cum}\{y_m(t), y_n(t + \tau_1), \\ & \quad y_k(t + \tau_2), y_l(t + \tau_3)\} e^{-j(\omega_1\tau_1 + \omega_2\tau_2 + \omega_3\tau_3)} \\ &= \sum_{i=1}^L G_{mi}(-\omega_1 - \omega_2 - \omega_3) \\ & \quad \cdot G_{ni}(\omega_1)G_{ki}(\omega_2)G_{li}(\omega_3)S_{4s_i}(\omega_1, \omega_2, \omega_3) \quad (13) \end{aligned}$$

定义 4 阶谱矩阵并利用式(12)进行化简。 $\omega_i = 0, i = 1, 2, 3$ 的平均 3 阶谱为

$$\begin{aligned} S_{4y_{kl}}(0) &= \sum_{m=1}^L S_{4y_{mkl}}(0, 0, 0) \\ &= \sum_{i=1}^L \sum_{m=1}^L G_{mi}(0)G_{ni}(0)G_{ki}(0)G_{li}(0)S_{4s_i}(0, 0, 0) \\ &= \sum_{i=1}^L g_i'(0)g_i(0)G_{ki}(0)G_{li}(0)S_{4s_i}(0, 0, 0) \\ &= \sum_{i=1}^L \frac{S_{4s_i}(0, 0, 0)}{S_{2s_i}(0)}G_{ki}(0)G_{li}(0) \quad (14) \end{aligned}$$

其中第 2 个等式和最后 1 个等式用到了式(13)。只计算矩阵中 $k, l = 1, \dots, L$ 时的 3 次谱延迟, 可以得到

$$\bar{\mathbf{S}}_{4y} = \sum_{i=1}^L \frac{S_{4s_i}(0, 0, 0)}{S_{2s_i}(0)}g_i(0)g_i'(0) \quad (15)$$

根据条件式(6), 利用式(14)可以得到 $\mathbf{G}(0)$ 的列向量, $\bar{\mathbf{S}}_{4y}$ 的特征向量由带测量因子 $S_{2s_i}(0)$ 得到, 特征值由 $S_{4s_i}/S_{2s_i}^2$ 给出(因为 $g_i(0)$ 是正交的)。得到 $\mathbf{G}(0)$ 的值后, 通过式子 $\mathbf{H}(0) = \mathbf{T}^{-1}\mathbf{G}(0)$ 得到真实矩阵。传输矩阵 $\mathbf{H}(\omega)$, $\omega \neq 0$ 的估计可参考文献[16]。

2.2 3 谱信道估计

满足条件式(6)的自 3 次谱与互 3 次谱分别为 $S_{4x_1}(\omega_1, \omega_2, 0)$ 和 $S_{3x_1x_2}(\omega_1, \omega_2, 0)$, 表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{4x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{3x_1x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & H_{12}(0) \\ H_{21}(0) & 1 \end{bmatrix} \\ & \quad \times \begin{bmatrix} S_{4s_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ H_{12}^{(3)}(\omega_1, \omega_2)S_{4s_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \quad (16) \end{aligned}$$

同样, 可以得到第 2 个通道的方程为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} S_{3x_2x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{4x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & H_{12}(0) \\ H_{21}(0) & 1 \end{bmatrix} \\ & \quad \times \begin{bmatrix} H_{21}^{(3)}(\omega_1, \omega_2)S_{4s_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{4s_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \quad (17) \end{aligned}$$

因此, 假定在频域 (ω_1, ω_2) 有 $\forall l, S_{4s_l}(\omega_1, \omega_2, 0) \neq 0$, 可以得到 $H_l(\omega_1, \omega_2) \neq 0$, 由式(16), 式(17)可得

$$\begin{aligned} H_{21}^{(3)}(\omega_1, \omega_2) &= H_{21}(\omega_1)H_{21}(\omega_2)H_{21}(-\omega_1 - \omega_2) \\ &= \frac{S_{3x_2x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) - H_{12}(0)S_{4x_2}(\omega_1, \omega_2, 0)}{S_{4x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) - H_{12}(0)S_{3x_1x_2}(\omega_1, \omega_2, 0)} \quad (18) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} H_{12}^{(3)}(\omega_1, \omega_2) &= H_{12}(\omega_1)H_{12}(\omega_2)H_{12}(-\omega_1 - \omega_2) \\ &= \frac{S_{3x_2x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) - H_{21}(0)S_{4x_1}(\omega_1, \omega_2, 0)}{S_{4x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) - H_{21}(0)S_{3x_2x_1}(\omega_1, \omega_2, 0)} \quad (19) \end{aligned}$$

根据式(18)和式(19)中的 2 次谱, 通过任何一个基于双谱的建模方法^[1]可以估计脉冲响应。现在问题转化为根据双谱重构确定性序列 $h_{lm}(t)$ 。当 $h_{lm}(t)$ 为 FIR 时, 文献[1]中的方法十分有效, 因为它通过 2 次谱计算幅度和相位。

利用 $\mathbf{H}(t)$ 的估计, 输入信号可以通过逆滤波器得到重构。

3 输入信号重构

下面检验置换矩阵与测量不确定度在 2×2 系统通道估计中的效果。根据式(18)和式(19), 定义两个估计向量如下

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_1(\omega_1, \omega_2) &= \tilde{\mathbf{H}}^{-1}(0) \begin{bmatrix} S_{4x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{3x_1x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \\ \tilde{\mathbf{v}}_2(\omega_1, \omega_2) &= \tilde{\mathbf{H}}^{-1}(0) \begin{bmatrix} S_{3x_1x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{4x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \quad (20) \end{aligned}$$

其中 $\tilde{\mathbf{H}}(0)$ 为 2.1 节中得到的矩阵。因为 $\tilde{\mathbf{H}}(0) = \mathbf{H}(0)\mathbf{P}\mathbf{A}$, 所以

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{v}}_1(\omega_1, \omega_2) &\triangleq \mathbf{A}^{-1}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{H}^{-1}(0) \begin{bmatrix} S_{4x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{3x_1x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}^{-1}\mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} S_{4s_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ H_{12}^{(3)}(\omega_1, \omega_2)S_{4s_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}^{-1}\mathbf{P}^{-1}\mathbf{v}_1(\omega_1, \omega_2) \quad (21) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{v}}_2(\omega_1, \omega_2) &\triangleq \mathbf{A}^{-1} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{H}^{-1}(0) \begin{bmatrix} S_{3x_2x_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{4x_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}^{-1} \mathbf{P}^{-1} \begin{bmatrix} H_{21}^{(3)}(\omega_1, \omega_2) S_{4s_1}(\omega_1, \omega_2, 0) \\ S_{4s_2}(\omega_1, \omega_2, 0) \end{bmatrix} \\ &= \mathbf{A}^{-1} \mathbf{P}^{-1} \mathbf{v}_2(\omega_1, \omega_2)\end{aligned}\quad (22)$$

其中 \mathbf{P}^{-1} 表示置换矩阵, \mathbf{A}^{-1} 表示对角阵。向量 $\mathbf{v}_1(\omega_1, \omega_2)$ 和 $\mathbf{v}_2(\omega_1, \omega_2)$ 的定义如式(21)和式(22), 但为真值 $\mathbf{H}(0)$ 。因此, 整个传输矩阵 $\mathbf{F}(\omega) = \hat{\mathbf{H}}^{-1}(\omega) \mathbf{H}(\omega)$ 为

$$\mathbf{F}(\omega) = \begin{bmatrix} 0 & H_{12}(\omega) \\ H_{21}(\omega) & 0 \end{bmatrix}\quad (23)$$

4 仿真

该算法的性能通过实际电磁辐射信号与仿真数据进行测试。通过估计 $\mathbf{H}(\omega)$, 原始信号通过逆滤波器进行重构

$$\hat{\mathbf{s}}(\omega) = \hat{\mathbf{H}}^{-1}(\omega) \mathbf{x}(\omega)\quad (24)$$

第 l 个通道的输入信号与输出信号(信号分离后的信号)的信噪比(传感器记录的信号)定义为

$$\begin{aligned}\text{SNR}_l^{\text{IN}} &\triangleq 10 \lg \left[\frac{E \{s_l^2(t)\}}{E \{(x_l(t) - s_l(t))^2\}} \right] \\ \text{SNR}_l^{\text{OUT}} &\triangleq 10 \lg \left[\frac{E \{s_l^2(t)\}}{E \{(\hat{s}_l(t) - s_l(t))^2\}} \right]\end{aligned}\quad (25)$$

4.1 测试开关电源的电磁辐射

利用实际测试的开关电源的电磁辐射^[19], 由两

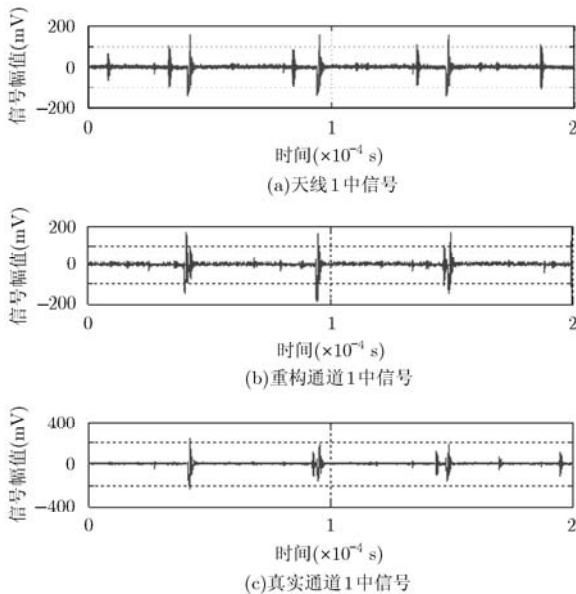


图2 估计天线1中的电磁辐射信号

个天线分别测试。测试基于3次谱通道估计与信号重构算法。通道响应为 $h_{21} = [0.8, 0.5, 0.2]$, $h_{12} = [1.0, 0.6, 0.3]$ 。电磁信号 $s_1(t)$ 和 $s_2(t)$ 分别为开关电源的线性稳压器和变压器的电磁辐射。根据式(1)得到输出 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 。利用测试1中的采样累积量估计3次谱, 但是数据段取 $L = 1000$ 。对于每一段, 利用第3节的方法去除 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 中的2次谱。利用线性算法估计 $H_{12}(\omega)$ 和 $H_{21}(\omega)$ 的幅度和相位。最终, 利用逆滤波器进行输入信号恢复。图2表示天线1记录的信号 $x_1(t)$, 估计的信号以及输入的真实信号 $s_1(t)$ 。图3表示另一通道的信号。虽然 $x_1(t)$ 和 $x_2(t)$ 看起来十分相似, 但恢复的信号与原始信号基本相同。处理后信号的信噪比如下:

$$\text{SNR}_1^{\text{IN}} = -4.25 \text{ dB}, \text{SIR}_2^{\text{IN}} = -4.23 \text{ dB}$$

$$\text{SNR}_1^{\text{OUT}} = 8.65 \text{ dB}, \text{SNR}_2^{\text{OUT}} = 7.51 \text{ dB}$$

4.2 测试电源线的电磁辐射

本节利用第3节的算法处理平稳信号与非平稳信号的混合信号。第1个测试信号为电源线的波动电压。第2个信号为一个AR非高斯干扰信号, 极点为 $-0.0545 \pm 0.4915j$ 和 -0.4089 。利用3节的算法提取通道单次谱后利用谱匹配技术估计脉冲响应。图4和图5分别表示两个通道的真值、误差以及估计信号。图4中, 重构信号基本不含噪声 ($\text{SNR}_1^{\text{IN}} = 0.33 \text{ dB}$, $\text{SNR}_1^{\text{OUT}} = 3.98 \text{ dB}$)。通道2的信噪比也有明显的提高。试验证明信噪分离是成功的。图5为对双通道测试的电源线波动电压及其误差数据。通过图中可以看出, 利用双谱估计得到了双通道中的真实信号并且误差在5%以内。

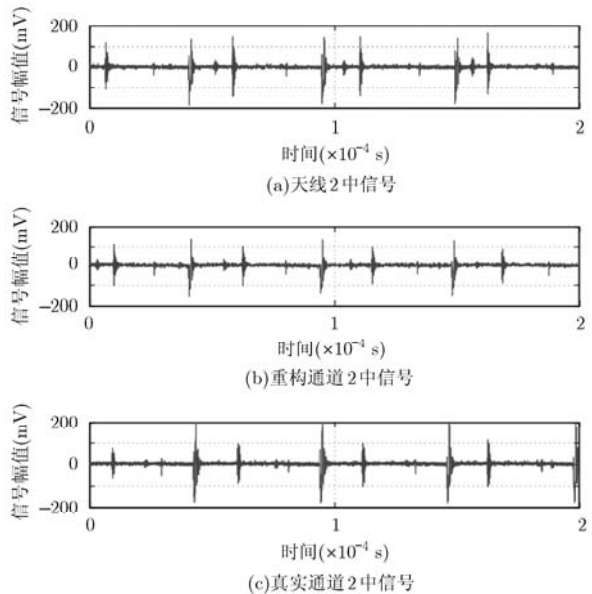


图3 估计天线2中的电磁辐射信号

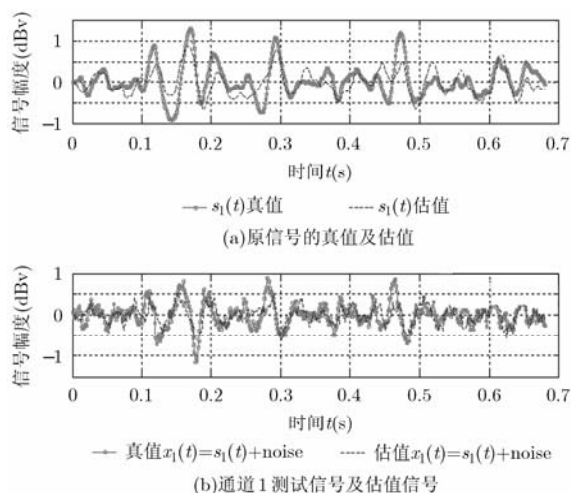
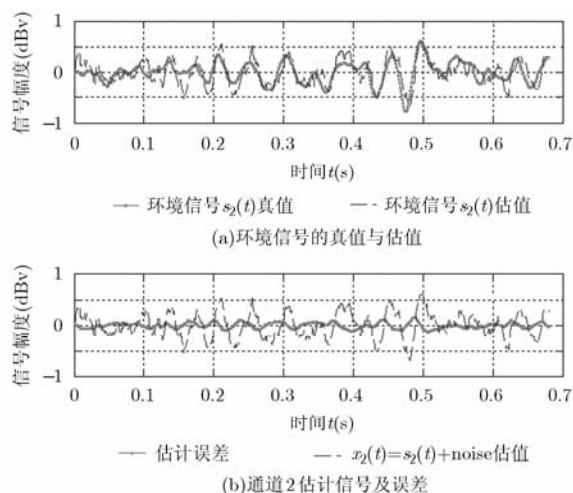


图4 利用双谱估计电源线波动电压信号

图5 利用双谱估计 $s_2(t)$ 与 $x_2(t)$ 及误差

4.3 多通道聚谱分析的推广

为了证明聚谱分析盲源分离算法的特点,将自回归独立分量分析算法与聚谱分析盲源分离算法进行对比,针对电源线的信号重构如图6所示。图中实线表示自回归独立分量算法的重构信号,虚线表示聚谱估计盲源分离算法的重构信号,通过对比可以看出聚谱估计重构的信号更精确且信号局部信息刻画更完整。

前面的分析均是基于双通道的盲源分离算法进

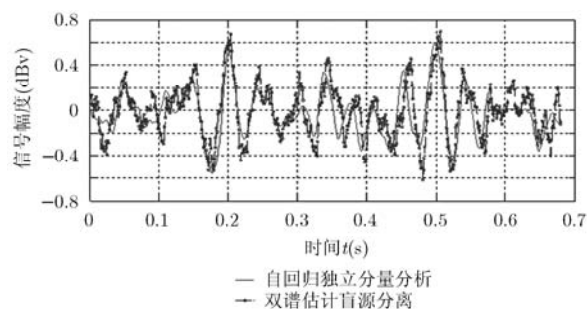


图6 聚谱分析与自回归独立分量分析算法的比较

行的,下面将聚谱分析盲源分离算法推广应用,增加一个环境信号通道,变为3通道结构。通过利用聚谱分析盲源分离算法重构3通道的信号,如图7所示。

图7中,实线为测试环境信号通道1的重构信号,通道2,通道3为测试电源线的波动信号,通过图7可以看出,聚谱分析盲源分离算法完整地分离出3通道中的信号,并且重构出原信号,说明该算法对于多通道信号的盲源分离同样适用。

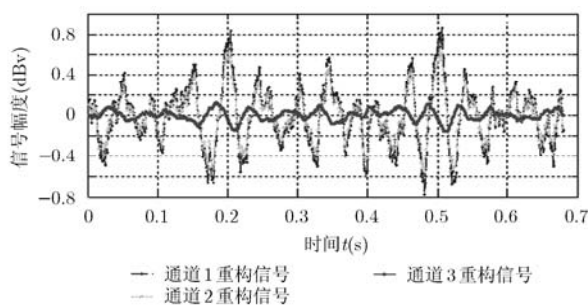


图7 聚谱分析盲源分离算法的3通道重构

5 结论

通过计算多通道输出的互聚谱,本文提出了一种输入信号和通道的估计方法。首先建立多通道的模型,利用该模型可以估计惟一的输入信号。如果通道为FIR模型以及允许一定的滤波误差,线性算法可以得到真实的输入。该方法对于多通道谱重叠的有色输入信号盲解卷积十分有效。作为该算法的扩展,可以应用于包括准周期信号等非平稳信号的分离。并将该算法应用于电磁辐射信号的恢复,仿真结果证明了该算法的有效性和快速性。

当处理平稳信号与循环平稳信号时,可以利用时变聚谱分析和本文算法估计输入信号。

参考文献

- [1] Widrow B, Mccool M, Williams S, et al. Adaptive noise canceling: principles and application[J]. *Proceeding of the IEEE*, 1975, 63(12): 1692-1716.
- [2] 游荣义, 陈忠. 一种基于ICA的盲信号分离快速算法[J]. *电子学报*, 2004, 32(4): 669-672.
You Rong-yi and Chen Zhong. A fast algorithm of blind signal separation based on ICA[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2004, 32(4): 669-672.
- [3] 陶涛, 黄高明, 赵治华. 后非线性混叠信号盲源分离算法综述

- [J]. 控制与决策, 2010, 25(8): 1121-1128.
- Tao Tao, Huang Gao-ming, and Zhao Zhi-hua. Survey on blind source separation algorithm for post-nonlinear mixtures[J]. *Control and Decision*, 2010, 25(8): 1121-1128.
- [4] Wang Yang and Zhou Zheng-fang. Source extraction in audio via background learning[J]. *Inverse Problems and Imaging*, 2013, 7(1): 283-290.
- [5] Hiroshi Sawada, Hirokazu Kameoka, Shoko Araki, *et al.* Multichannel extensions of non-negative matrix factorization with complex-valued data[J]. *IEEE Transactions on Audio, Speech, and Language Processing*, 2013, 21(5): 971-982.
- [6] 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(4): 818-827.
- [7] Person D. Modeling of non-Gaussian array data using cumulants: DOA estimation of more sources with less sensors[J]. *Signal Processing*, 1993, 30(3): 279-297.
- [8] 罗志增, 李文国. 基于小波变换和盲信号分离的多通道肌电信号处理方法[J]. 电子学报, 2009, 37(4): 823-827.
- Luo Zhi-zeng and Li Wen-guo. A method of multi-channel EMG disposal based on wavelet transform and blind signal separation[J]. *Acta Electronica Sinica*, 2009, 37(4): 823-827.
- [9] Ye Ji-min, Jin Hai-hong, and Zhang Qing-ru. Adaptive weighted orthogonal constrained algorithm for blind source separation[J]. *Digital Signal Processing*, 2013, 23(3): 514-521.
- [10] Tong L, Liu R, Soon V, *et al.* Indeterminacy and identifiability of blind identification[J]. *IEEE Transactions on Circuits System*, 1991, 38(5): 499-509.
- [11] Kleinstuber M and Shen Hao. Blind source separation with compressively sensed linear mixtures[J]. *IEEE Signal Processing Letters*, 2012, 19(2): 107-110.
- [12] Tong L, Inouye Y, and Liu R. Waveform preserving blind estimation of multiple independent sources[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 1993, 41(7): 2461-2470.
- [13] Mavaddaty S and Ebrahimzadeh A. A comparative study of bees colony algorithm for blind source separation[C]. 20th Iranian Conference on Electrical Engineering, Tehran, Iran, 2012: 1172-1177.
- [14] Tang Hui and Wang Shu. Noisy blind source separation based on adaptive noise removal[C]. Proceedings of the 10th World Congress on Intelligent Control and Automation, Beijing, China, 2012: 4255-4257.
- [15] Muhammad Tahir, Jung Tzyy-ping, Makeig S, *et al.* Recursive independent component analysis for online blind source separation[C]. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Seoul, Korea, 2012: 2813-2816.
- [16] Adali T, Li H, Novey M, *et al.* Complex ICA using nonlinear functions[J]. *IEEE Transactions on Signal Processing*, 2008, 56(9): 4536-4544.
- [17] Thameri M, Meraim K, and Belouchrani A. New algorithms for adaptive blind source separation[C]. The 11th International Conference on Information Science, Signal Processing and Their Application, Montreal, Canada, 2012: 590-594.
- [18] Kim N, Byun H G, You Y, *et al.* Blind signal processing for impulsive noise channels[J]. *Journal of Communications and Networks*, 2012, 14(1): 27-32.
- [19] 刘胜, 张兰勇, 张利军. 基于小波分析的电磁干扰测量技术研究[J]. 电子与信息学报, 2010, 32(5): 1229-1233.
- Liu Sheng, Zhang Lan-yong, and Zhang Li-jun. The study of electromagnetic interference measurement technique based on wavelet analysis[J]. *Journal of Electronics & Information Technology*, 2010, 32(5): 1229-1233.
- 张兰勇: 男, 1983年生, 讲师, 研究方向为随机信号处理、电磁兼容预测与测试.
- 刘黎明: 男, 1963年生, 教授, 研究方向为水下潜器定位技术、微弱信号测量与处理技术.
- 李冰: 男, 1979年生, 讲师, 研究方向为船舶运动控制、电力推进系统电磁信号处理.