

# 频域盲源分离的邻频幅角比排序算法

王尔馥<sup>1</sup>, 张乃通<sup>1</sup>, 孟维晓<sup>1</sup>, 蔺兴海<sup>2</sup>

WANG Er-fu<sup>1</sup>, ZHANG Nai-tong<sup>1</sup>, MENG Wei-xiao<sup>1</sup>, LIN Xing-hai<sup>2</sup>

1. 哈尔滨工业大学 电子与信息技术研究院, 哈尔滨 150080

2. 黑龙江移动通信有限公司 网络部, 哈尔滨 150001

1. Communication Research Center, Harbin Institute of Technology, Harbin 150080, China

2. Network Department, China Mobile Group Heilongjiang Company Limited, Harbin 150001, China

E-mail: efwang\_612@163.com

WANG Er-fu, ZHANG Nai-tong, MENG Wei-xiao, et al. Novel compositor algorithm based on neighbor frequency breadth-angle ratio in frequency domain BSS. *Computer Engineering and Applications*, 2009, 45(23): 134-136.

**Abstract:** The Blind Source Separation(BSS) can turn linearity convolution model in time domain into the instantaneous fixed one in frequency domain by STFT transform. The traditional instantaneous fixed algorithm has indeterminacy in permutation problem and scaling problem, so as to make the signal mixed again after the converse STFT transform. In this paper, based on the study on the structure of separated matrix, a conception of neighbor frequency breadth-angle ratio is proposed, which may contribute in correcting the structure of separated matrix in the frequency that occurs permutation errors. The simulation results show that such compositor algorithm based on neighbor frequency breadth-angle ratio can correct most permutation errors and conclude an exact signal in the blind source separation.

**Key words:** Blind Source Separation (BSS) in frequency domain; permutation problem; scaling problem; separated matrix; neighbor frequency breadth-angle ratio

**摘 要:** 频域盲源分离方法通过 STFT 变换将时域的线性卷积模型转化为频域的瞬时混合模型, 可以利用瞬时混合的成熟算法, 然而缺点是存在排列和尺度的不确定性, 会使逆 STFT 变换后的信号发生再次混叠。对分离矩阵内部结构进行研究, 提出邻频幅角比的概念, 通过纠正图样中发生排列错误频点处的分离矩阵结构, 达到正确拟合已分离信号的目的。仿真结果表明, 邻频幅角比排序算法可以纠正大多数频点上的排序错误, 正确进行盲源分离。

**关键词:** 频域盲源分离; 排列问题; 尺度问题; 分离矩阵; 邻频幅角比

**DOI:** 10.3778/j.issn.1002-8331.2009.23.037 **文章编号:** 1002-8331(2009)23-0134-03 **文献标识码:** A **中图分类号:** TN911.7

## 1 引言

对于线性卷积混合信号的盲源分离问题, 学术界向来有两种不同的派别。一些学者提出直接在时域进行分离, 如 Kawamoto, Bousbia, Salash 以及 Amari 等, 然而时域需要大量卷积运算; 另一派倾向于在频域进行分离的学者则认为, 频域分离算法一来可以避免时域卷积带来的庞大运算量, 二来有很多性能优越的瞬时混合分离算法可供利用。由于各个频率分量上的子信号之间存在正交关系, 因此这种方法的优点是各个频率分量上的分离可以独立进行、互不干扰, 有利于提高分离算法的整体性能。

但频域方法同样存在着严重缺陷, 那就是排列和尺度的不确定性。在时域分离时这两种不确定性是允许存在的, 而对于频域的情况, 各个频率分量上分离信号的不同排列顺序会导致合成信号的重新混合, 信号的不同幅度还会使合成信号的频谱发生畸变, 因此所有的频域分离算法都必须解决排列问题和尺

度问题。

频域盲源分离的排列问题非常复杂, 很多学者提出了解决方案。Parra 等人提出通过在时域限制滤波器长度<sup>[1]</sup>来解决排列问题, 但在强反射的环境下这种方法的性能会严重下降; Anemuller 提出幅度调制相关系数的概念<sup>[2]</sup>, 通过对分离信号不同频率下的互幅度调制相关系数平方和的最小化实现信号分离, 从而避免不同频率下信号输出顺序不确定的问题; Zhou 利用相邻频率下分离矩阵具有更大相似性<sup>[3]</sup>这一特性, 将较低频率下收敛后的分离矩阵作为相邻的较高频率下分离矩阵的初值, 从而降低各子信号输出顺序的不确定性; Mitianoudis<sup>[4]</sup>等人还提出从源信号的时频分析模型来克服各子信号输出顺序不确定性问题。

通过数学推导发现, 排列问题产生的根源在于各个频点上分离矩阵内部结构出现差异。提出一种“邻频幅角比”排序算法, 通过纠正图样中出错频点的排序实现正确的频域分离。仿

**基金项目:** 国家自然科学基金(the National Natural Science Foundation of China under Grant No.60432020)。

**作者简介:** 王尔馥(1980-), 女, 博士生, 研究方向: 盲源分离。

**收稿日期:** 2008-04-11 **修回日期:** 2009-03-13

真表明,提出的算法可以大大改善频域盲源分离算法的性能。

## 2 问题描述

卷积混合盲源分离的信号模型可以用下面的形式来描述:

$$x_j(t) = \sum_{\tau=0}^{N_{j1}} a_{j1}^o(\tau) s_1^o(t-\tau) + \sum_{\tau=0}^{N_{j2}} a_{j2}^o(\tau) s_2^o(t-\tau)$$

其中,  $a_{ji}^o(\tau)$  是信源所经过的传输/信道混合的信道响应,  $N_{ji}$  是混合滤波器的阶数。其 Z 变换形式如下:

$$X_j(z) = H_{j1}^o(z) S_1^o(z) + H_{j2}^o(z) S_2^o(z)$$

其中  $H_{ji}^o(z) = \mathcal{Z}[a_{ji}^o(\tau)]$ , 混合系统的信号模型如图 1 所示。

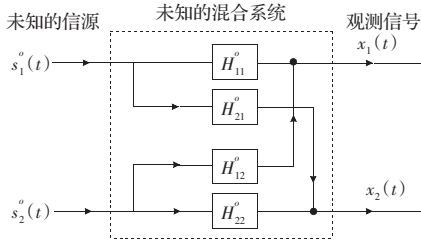


图 1 卷积混合系统模型

## 3 算法基本思想与基本策略

### 3.1 基本思想

频域分离算法的核心思想是在每个频点独立地执行分离算法,再通过逆 STFT 运算将信号合成到时域。分离算法在每个频点处得到的信号可能具有不同的排列顺序,作为最终拟合之前的中间环节,顺序的模糊使 STFT 变换后的时域分离信号可能仍是源信号的混合,从而导致整个分离过程的失败。

数学推导发现,产生这种顺序模糊的根源在于各个频点上的分离矩阵内部结构出现了差异。也就是说,如果能够利用分离矩阵的内部信息并将其统一到一个相同的“结构模式”上,那么就可以使各个频点上的已分离信号具有一致的顺序,从而保证逆 STFT 后的信号为源信号的正确估计。

### 3.2 基本策略

下面将以 2x2 信道为例,叙述“邻频幅角比”排序算法的原理。混合矩阵在频点  $\omega$  及其相邻的频点  $\omega-\Delta\omega$  处分别为:

$$A(\omega) = \begin{bmatrix} e^{-j\omega\tau_{11}} & e^{-j\omega\tau_{12}} \\ e^{-j\omega\tau_{21}} & e^{-j\omega\tau_{22}} \end{bmatrix}$$

$$A(\omega-\Delta\omega) = \begin{bmatrix} e^{-j(\omega-\Delta\omega)\tau_{11}} & e^{-j(\omega-\Delta\omega)\tau_{12}} \\ e^{-j(\omega-\Delta\omega)\tau_{21}} & e^{-j(\omega-\Delta\omega)\tau_{22}} \end{bmatrix}$$

相邻频点上对应信源 1 的信道混合向量为(分别取出第一列):

$$a_1(\omega) = \begin{bmatrix} e^{-j\omega\tau_{11}} \\ e^{-j\omega\tau_{21}} \end{bmatrix}$$

$$a_1(\omega-\Delta\omega) = \begin{bmatrix} e^{-j(\omega-\Delta\omega)\tau_{11}} & e^{-j\Delta\omega\tau_{11}} \\ e^{-j(\omega-\Delta\omega)\tau_{21}} & e^{-j\Delta\omega\tau_{21}} \end{bmatrix}$$

可写成:

$$a_1(\omega-\Delta\omega) = T_1(\omega, \omega-\Delta\omega) \cdot a_1(\omega)$$

其中,  $T_1(\Delta\omega)$  可看作信源 1 到相邻频点混合矩阵的旋转矩阵,并且:

$$T_1(\omega, \omega-\Delta\omega) = \begin{bmatrix} e^{j\Delta\omega\tau_{11}} & 0 \\ 0 & e^{j\Delta\omega\tau_{21}} \end{bmatrix}$$

同理可以推导出对应信源 2 的旋转矩阵  $T_2(\Delta\omega)$ , 并且可以得出结论,当频率间隔充分小时,  $T_i(\omega, \omega-\Delta\omega) \approx I (i=1,2)$ , 并且旋转矩阵只与频点间隔  $\Delta\omega$  有关,而与频点  $\omega$  无关。也就是说,当相邻频点上的混合矩阵始终保持一致的顺序时,旋转矩阵的改变量趋于一致。定义“邻频幅角比”为:

$$\theta(i) = \arg\left(\frac{a_i(\omega)}{a_i(\omega-\Delta\omega)}\right), i=1,2$$

图 2 更清楚直观地说明了算法的策略。其中实线表示频点  $\omega$  上具有正确顺序时的矩阵向量,虚线代表在相邻频点  $\omega-\Delta\omega$  上出现顺序错位时的矩阵向量。可见,具有正确顺序时,相邻频点混合矩阵应该具有最小的改变量,一旦这个改变量变大,则标志着该位置的元素出现了位置错误,需要做调整。

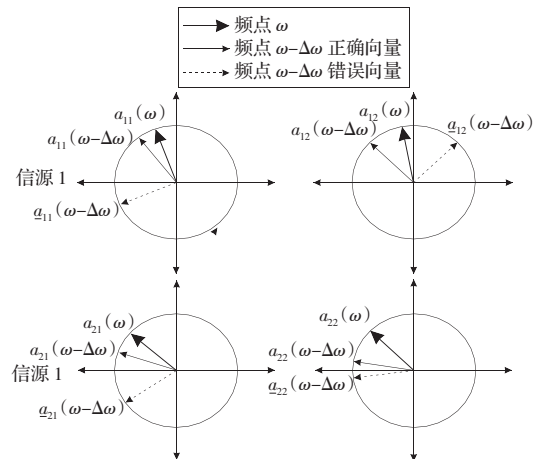


图 2 相邻频点上混合矩阵相位图

这种从混合矩阵的角度纠正频域分离结果顺序模糊的方法,称之为“邻频幅角比”排序法。但是为了得到估计的混合矩阵,需要对分离矩阵求逆,在线性代数中矩阵求逆运算量很大,为了避免计算量巨大的求逆运算,将上述关系转换到分离矩阵上。

分离矩阵是混合矩阵的逆矩阵(或伪逆矩阵,对于  $M \neq N$ ),对二阶方阵求逆矩阵,有“主换位,次变号”的关系。因此,将每个频点上的分离矩阵执行一次“主换位,次变号”,就可以作为信道混合矩阵的估计,即:

$$\hat{A}(\omega) = \begin{bmatrix} w_{22}(\omega) & -w_{12}(\omega) \\ -w_{21}(\omega) & w_{11}(\omega) \end{bmatrix}$$

之后再运用“邻频幅角比”排序法来对频域各个子频点上分离信号顺序的混乱进行纠正,从而解决频域 BSS 算法排序的难题。

应用“邻频幅角比”排序法的频域 BSS 算法流程如图 3 所示。

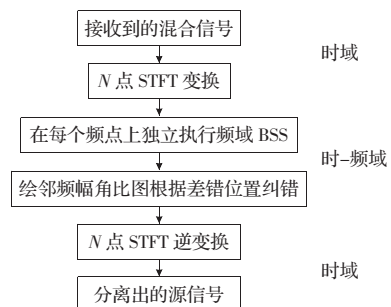


图 3 应用邻频幅角比排序的频域 BSS 算法流程

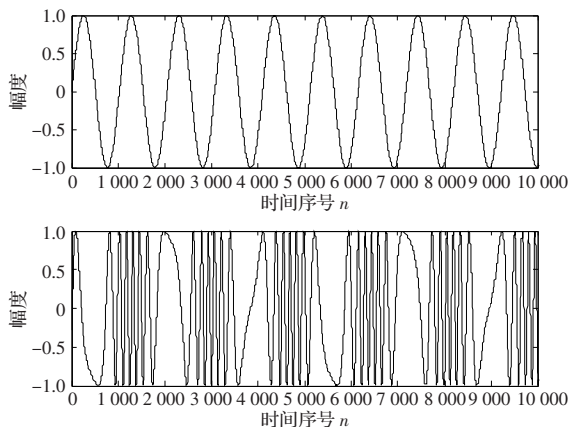


图4 源信号时域波形图

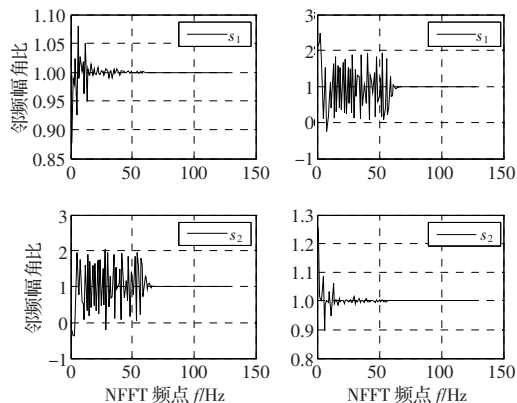


图5 “邻频幅角比”的图样

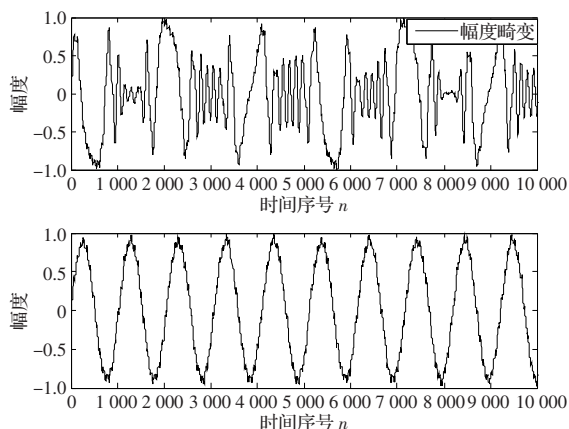


图6 邻频幅角比校正顺序后的分离波形图

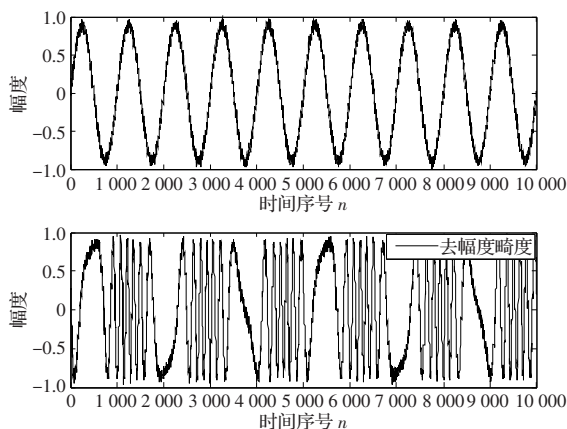


图7 去幅度畸变的分离波形图

### 4 仿真实验

在每个频点上用Amari 自然梯度算法的频域扩展算法独立执行的BSS算法,即:

$$W^{t+1} = W^t + \mu \cdot (I - f(y(l))) y^T(l) W^t$$

其频域扩展自然梯度算法如下:

$$W^{t+1}(\omega) = W^t(\omega) + \mu \cdot (I - f(Y(\omega))) Y(\omega) \cdot W^t(\omega)$$

假设源信号为

$$s_1(t) = \sin(2\pi \cdot 100 \cdot t)$$

$$s_2(t) = \sin(2\pi \cdot 400 \cdot t + 6\cos(2\pi \cdot 60 \cdot t))$$

其中  $s_1(t)$  视为期望信号,  $s_2(t)$  视为干扰信号。通信信号为亚高斯信号,因此选择非线性函数  $f(z) = z^3$ 。假设信号经过3路延时混合,无加性高斯噪声,信道传递函数为:

$$A(z) = \begin{bmatrix} 0.1 + 0.2z^{-1} + 0.2z^{-2} & 0.2 + 0.1z^{-1} + 0.3z^{-2} \\ 0.1 + 0.3z^{-1} + 0.3z^{-2} & 0.3 + 0.2z^{-1} + 0.1z^{-2} \end{bmatrix}$$

选择迭代步长  $\mu = 0.001$ , 迭代数  $T = 2000$ , FFT 数据块点数为  $NFFT = 256$ , 进行 20 次重复独立实验来平滑仿真结果。

图4所示为发端信号的时域波形。图5为“邻频幅角比”图样,图中发生数值突变的频点标志着该位置的分离矩阵顺序出现了错误需要调整。通常在1上下各设置一个对称门限,只要超出了门限值即认为该位置需要调整,调整的方式就是交换分离矩阵中依照图样显示的出错的两个位置的元素。

图6为对“邻频幅角比”图样中顺序纠错之后的逆STFT合成信号,可见波形大致被正确分离,但由于仿真时信号没有

归一化,因此幅度还有畸变。

图7为每个子频点上信号在逆STFT前进行统一的归一化之后的合成结果,可见幅度畸变通过归一化被消除。

此外,FFT数据块长度对基于频域的线性卷积混合BSS算法性能有重要的影响,利用所提出的“邻频幅角比”算法进行仿真实验,结果如图8所示。

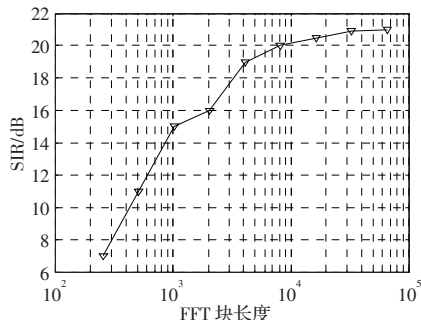


图8 分离结果的SIR与FFT数据块长度的关系

由仿真结果可以看出,FFT数据块的长度越长,分离效果越好,SIR几乎与FFT数据块长度的对数成正比。另一方面,也可以看出,当FFT数据块长度达到一定程度时,分离性能达到瓶颈。

产生这种现象的原因主要有两个:其一是由于离散傅里叶变换存在的边界效应引起的,当用FFT进行变换,必须对数据进行补零延拓以避免混迭效应,因此FFT数据块越长越好;其二,FFT数据块越长,各个频点所对应的子信号越接近瞬时混