

基于实数编码遗传算法的盲信源分离方法

郑 鹏¹, 何同林², 刘郁林¹, 彭启琮³, 尤春艳¹

(1. 重庆通信学院DSP实验室 重庆 沙坪坝区 400035; 2. 重庆工程职业技术学院计算机系 重庆 沙坪坝区 400035;
3. 电子科技大学通信与信息工程学院 成都 610054)

【摘要】提出了一种新的基于相关矩阵对角化的代价函数,该代价函数通过抑制分离信号的互相关性达到盲信源分离的目的。这种分离新方法可用于分离平稳或非平稳信号的瞬时或卷积混合。针对传统梯度搜索方法容易陷入局部收敛的问题,文章还提出利用实数编码遗传算法对代价函数进行最优化搜索。仿真实验表明,这种遗传算法具有快速收敛性能和高精确度等优点。

关键词 盲信源分离; 遗传算法; 相关矩阵对角化; 去相关
中图分类号 TN911.5 文献标识码 A

Blind Source Separation Method Based on Real Coded Genetic Algorithm

ZHENG Peng¹, HE Tong-lin², LIU Yu-lin¹, PENG Qi-cong², YOU Chun-yan¹

(1. DSP Lab, Chongqing Communication Institute Shapingba Chongqing 400035; 2. Dept of Computer, Chongqing Polytechnic Institute Shapingba Chongqing 400035; 3. School of Communication and Information Engineering, Univ. of Elec. Sci. & Tech. of China Chengdu 610054)

Abstract In this paper, a new cost function based on the diagonalization of correlation matrices is proposed to perform blind source separation. This cost function can restrain cross-correlation of separated signals and be applicable to separate instantaneous or convolutive mixture of stationary or non-stationary signals. A real coded genetic algorithm is proposed to search the optimum solution. Computer simulation results demonstrate this algorithm has not only fast convergence performance but also high accuracy.

Key words blind source separation; genetic algorithm; diagonalization of correlation matrices; decorrelation

盲信源分离算法大多采用接收信号的二阶统计量信息,但单独利用二阶统计量不足以分离信号。若采用高阶统计量方法,只适宜分离具有平稳特性的源信号,且计算量大,收敛速率缓慢,在实时处理过程中明显不如二阶统计量。实践证明,一些基于二阶统计量的方法^[1],利用协方差矩阵非平稳的时间特性或互相关矩阵的时延特性,也能分离出信号。文献[2]提出了一种代价函数作为统一准则用于盲信源分离,关键在于利用协方差矩阵的正交化解决盲去相关(blind decorrelation)问题,而基于二阶统计量的盲信源分离与盲去相关问题是一致的。本文通过仿真发现用文献[2]提出的代价函数进行盲信源分离效果并不理想,代价函数中的对角化矩阵的选取对最后求解影响较大,且多维信号分离后信噪比不高。本文根据文献[2]的思想,提出了一种新的代价函数,使盲信源分离输出相关矩阵的主对角元素远大于其他元素,从而降低分离信号之间的互相关性。实验仿真表明,采用这种代价函数进行盲信源分离优于文献[2]的分离效果。为克服梯度搜索方法存在的局部收敛问题,本文采用实数编码的遗传算法进行最优化搜索。

1 问题描述

盲信源分离和去相关问题可描述为 $X(t) = [x_k(t)] = [\sum_i a_{ki} s_i(t)] = AS(t)$, 式中 $S(t)$ 是 $N \times 1$ 的包含源信号的矢量, $X(t)$ 是 $M \times 1$ 的混合信号矢量 ($M > N$), A 是 $M \times N$ 的实时不变混合矩阵, $s_i(t)$ 是第 i 个未知源信

收稿日期: 2005-11-13

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(60372012; 60272083)

作者简介: 郑 鹏(1979-), 男, 硕士, 主要从事盲信号处理方面的研究。

号码, a_{ki} 是一个未知的混合系数。盲去相关目标就是设计一个满秩的分离矩阵 W 构建输出 $Y(t) = W^T X(t)$, 继而将输出的协方差 $E\{Y(t)Y^T(t)\}$ 对角化^[3], 而盲信源分离的目标在于重新构建源信号。盲信源分离要求:

$$\begin{cases} W^T = A^{-1} \\ W^T A = PD \end{cases} \quad (1)$$

式中 P 是一个置换矩阵, D 是一个对角化矩阵, T 代表矩阵转置。盲信源分离中的分离矩阵是盲去相关解中的子集。在式(1)中, 可以看出盲信源分离存在两个不确定性问题, 即源信号排列顺序和源信号幅值的不确定性, 不过源信号的信息主要包含在分离出来的波形中, 因此盲信源分离结果广义初等相等性质对信息的提取并没有影响, 本文将源信号和分离后的输出信号进行归一化, 以简化问题。

2 盲信源分离准则

假设源信号之间是相互独立的, 那么源信号之间的时延协方差矩阵可写为 $E\{S(t)S^T(t)\} = D(k)$ 。在源信号相互独立的条件下, $D(k)$ 是对角化矩阵。因而源信号分离的必要条件就需满足输出的协方差矩阵对角化, 即需满足:

$$\begin{cases} y_i(t)y_j(t-k) = 0 & \forall i \neq j \\ E\{Y(t)Y^T(t)\} = D(k) \end{cases} \quad (2)$$

根据文献[1], 如果源信号是非平稳信号, 则盲信源分离可由在不同时刻估计的两个协方差矩阵的瞬时对角化实现, 也可进一步简化为广义特征分解问题。文献[4]中提到如果源信号是瞬时信号, 则盲源分离的充分-必要条件为:

$$\frac{E\{s_i(t)s_i(t-\tau)\}}{E\{s_i^2(t)\}} \neq \frac{E\{s_j(t)s_j(t-\tau)\}}{E\{s_j^2(t)\}} \quad i \neq j \quad (3)$$

文献[5]提出了在许多时刻将协方差估计正交化规则作为一种在线算法用于盲信源分离。然而由于代价函数自身的限制, 这种方法仅能对正定协方差矩阵去相关。文献[6]提出采用两个或更多时延相关矩阵的瞬时正交化进行盲信源分离, 即 $W^T E\{X(t)X^T(t-q)\}W = D(q)$, 式中 $D(q)$ 是与延迟 q 有关的对角化矩阵。因为非对称时延相关矩阵 $E\{X(t)X^T(t-q)\}$ 不一定是正定的, 因此不能运用文献[6]提出的标准。文献[2]提出了一种代价函数, 若将这个代价函数最小化, 则可实现盲信源分离, 其表达式为:

$$\sum_{q=0}^d J_q(t) = \sum_{q=0}^d \left\| W^T E\{X(t)X^T(t-q)\}W - D_q(t) \right\|_F^2 \quad (4)$$

式中 d 是延迟数; $\|\cdot\|_F$ 代表Frobenius范数。

但在仿真中可发现, 对角化矩阵 $D_q(t)$ 的选取并非易事, 它对代价函数的搜索影响较大, 且对三维信号的分离效果并不明显, 信噪比偏低。因此, 本文提出一种可替代的代价函数解决这一问题。

为了在代价函数中严格地引入多个时延, 定义了 $N \times L$ 的输出信号矩阵块为:

$$Y(n-q) = \begin{bmatrix} y_1(n-q) & y_1(n+1-q) & \cdots & y_1(n+L-q-1) \\ y_2(n-q) & y_2(n+1-q) & \cdots & y_2(n+L-q-1) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ y_N(n-q) & y_N(n+1-q) & \cdots & y_N(n+L-q-1) \end{bmatrix}$$

此处的 m 是矩阵块的时间指数, $N-L$ 是块的长度。结合所有信道, 就有 $Y(n-q) = [Y_1(n-q), Y_2(n-q), \dots, Y_p(n-q)]$ 。进一步定义输出相关矩阵为 $R_{yy} = E\{\bar{Y}(n)\bar{Y}^T(n-q)\}$, 式中 \bar{Y} 表示对输出进行归一化。如果输出非对称时延相关矩阵能够充分的对角化, 则盲信源分离即可实现, 也即要求相关矩阵中的 $R_{ii} \gg R_{ij} (i \neq j)$ 。因此提出下面的准则:

$$\sum_{q=0}^d J_q(t) = \sum_{q=0}^d \sqrt{F(E\{\bar{Y}(n)\bar{Y}^H(n-q)\})} \quad (5)$$

将上述代价函数最大化, 就是使主对角元素在方阵中占有明显的优势, 即使输出的自相关远大于互相关, 从而实现盲信源分离的目的。 d 是延迟的总数, A 是 $M \times N$ 的矩阵。 $F(\cdot)$ 函数使方阵中每一行主对角元素

的绝对值的平方与该行中的所有元素绝对值平方之和相除, 然后再将这些值分别相加, 即:

$$F(A) = \sum_i |a_{ii}|^2 / \sum_j |a_{ij}|^2 \quad (6)$$

将相关函数归一化后, 则 $|a_{ii}|^2 / \sum_j |a_{ij}|^2 = 1$, 当且仅当分离信号之间互相独立时取等号。代价函数的最大值应接近于 $N \times d$, 这里的 N 是源信号的维数, d 代表延迟总数。

本文提出利用实数编码的遗传算法进行最优化搜索, 以克服代价函数存在收敛速度慢和局部极值问题。在具体采用实数编码时, 将搜索空间中的每个点表示为一个 n 维实向量, 其中 n 表示遗传算法优化参数的个数。遗传算法中控制参数包括种群规模、杂交概率 P_c 、变异概率 P_m 等。初始种群个体都是通过随机方法产生的。参与杂交的具体数目通过杂交概率 P_c 确定。变异概率 P_m 是一个重要的待选参数, 经验表明, P_m 在千分之几到百分之几左右选值比较合适。

3 计算机仿真

为验证本文提出的方法, 可采用三维语音信号并将其归一化后作为源信号, 如图1所示。语音的采样率为22 050 Hz, 每路语音各取15 000个数据点。混合矩阵 A 选为:

$$A = \begin{bmatrix} 0.729 0 & 0.837 1 & 0.382 0 \\ 0.586 4 & 0.682 9 & 0.627 3 \\ 0.032 0 & 0.932 1 & 0.394 7 \end{bmatrix}$$

混合后的语音信号如图2所示, 由图可见, 三个语音信号存在着严重地相互干扰, 用人耳监听可以听见3个语音同时存在。采用实数编码的遗传算法对代价函数搜索后, 得到了一个比较理想的分离矩阵 W_{opt} ,

$$W_{opt}^T = \begin{bmatrix} 1.170 3 & 0.005 1 & -1.068 2 \\ 2.667 5 & -3.351 8 & 0.113 0 \\ 1.961 5 & -2.552 3 & 2.346 6 \end{bmatrix}$$

则 $W_{opt}^T A = \begin{bmatrix} 0.822 0 & -0.012 5 & 0.028 6 \\ -0.017 3 & 0.049 3 & -1.039 0 \\ 0.008 4 & 2.086 3 & 0.074 4 \end{bmatrix}$, 可以看出 $W_{opt}^T A$ 满足 PD 的形式, 基本上去了除信号之间的相

互干扰。

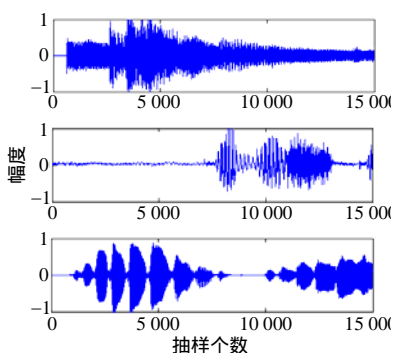


图1 归一化的三维语音源信号

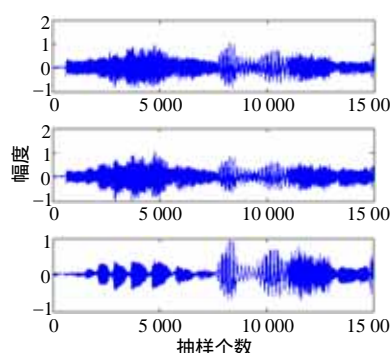


图2 混合语音信号

本文定义信噪比为 $SNR_i = 10 \lg(E[(s_i(t))^2] / E[(y_i(t) - s_i(t))^2])$, 采用式(4)提出的代价函数, 3个接收机的信噪比分别为8.448 1 dB、22.661 0 dB和14.421 4 dB; 采用本文提出的代价函数, 3个接收机的信噪比分别为28.374 9 dB、26.910 4 dB和28.123 2 dB。基于两种代价函数分离出来的语音信号如图3和图4所示。多次仿真比较知, 若信噪比超过10 dB以上, 人耳基本监听不到相互间的干扰。

(下转第327页)

在本设计中采用的是Agilent公司生产的HSC9-9161零偏置梁式引线检波二极管,整个电路制作在Duriod5880软基片上,其电压灵敏度的实测曲线如图10、11所示。加工后的实物外形如图12所示。

3 结 论

通过仿真和实测结果的比较,可以得知整个CAD设计思路是正确的,而且仿真也是较精确的,仿真和实测的偏差主要是由于二极管的参数在建模时的不准确和二极管焊接时引入无法估计的寄生参量,还有就是电路加工的误差。本文利用CST、ADS等EDA软件设计的毫米波检波器,频率覆盖33~37 GHz,灵敏度高,频率响应较平坦,结构简单易加工,具有一定实用价值。

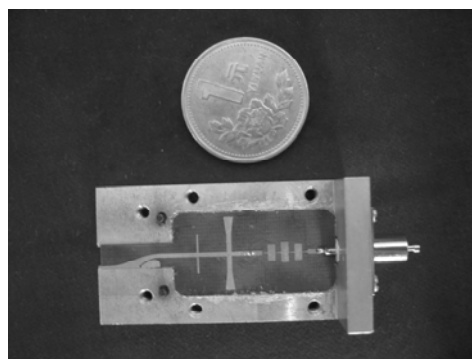


图12 检波器实物图

参 考 文 献

- [1] 喻梦霞, 徐 军, 薛良金. 毫米波微带波导过渡设计[J]. 红外与毫米波学报, 2003, 22(6): 473-476.
- [2] 邓建华, 甘体国, 喻志远. 高性能K波段宽频带检波器[J]. 电视技术, 2003, 2: 105-108.

编 辑 孙晓丹

(上接第297页)

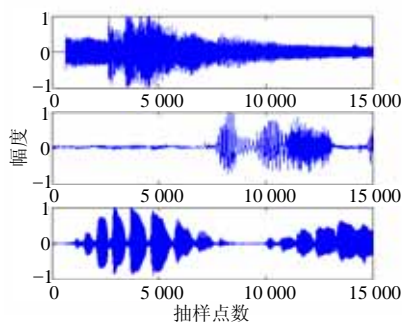


图3 采用式(7)分离后的信号

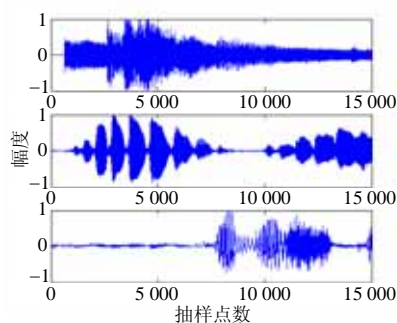


图4 采用式(11)分离后的信号

4 结 论

本文提出了一种基于二阶统计量作为代价函数的盲信源分离方法,该方法大大降低了分离信号之间的互相关性,分离效果较好。不过该方法仍存在局部最小值问题,而采用遗传算法可以通过变异跳出局部最小化,且通过实数编码的方法既可提高遗传算法的精确度,增强算法的鲁棒性,实验仿真也证明了该方法的实用性。

参 考 文 献

- [1] Lo T, Leung H, Litva J. Separation of a mixture of chaotic signals[C]// In Proc. 1996 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Atlanta, 1996.
- [2] Wu H C, Principe J C A unifying criterion for blind source separation and decorrelation[A]. Simultaneous diagonalization of correlation matrices[C]// In Proc. of NNSP97, Amelia Island, FL, 1997: 496-505.
- [3] Douglas S, Cichocki A. Convergence analysis of local algorithms for blind decorrelation[R]. Technical report, 1996.
- [4] Hsiao-Chun WU. Blind source separation using information measures in the time and frequency domains[D]. Florida: University of Florida, 1999.
- [5] Matsuoka K, Ohya M, Kawamoto M. A neural net for blind separation of nonstationary signals[J]. Neural Networks, 1995, 8(3): 411-419.
- [6] Chan d, Rayner P, Godsill S J. Multi-channel signal separation[C]// In Proc. 1996 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing, Atlanta, U. S. A., 1996: 649-652.

编 辑 熊思亮