

DOI:10.3969/j.issn.1005-202X.2024.07.013

医学信号处理与医学仪器

## 基于改进最小方差波束成形的心磁信号的源重建

徐俊<sup>1,2</sup>, 朱俊杰<sup>1,2</sup>

1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454003; 2. 河南省煤矿装备智能检测与控制重点实验室, 河南 焦作 454003

**【摘要】**由于冠心病患者的心磁图在信噪比较低时,最小方差波束成形(MV)方法的源重建效果不理想,提出一种基于改进最小方差波束成形(IMV)方法,在MV方法的基础上,使用导联矩阵和磁场信号二阶特征矩阵组成约束矩阵,构造新的空间滤波器的权矩阵,从而降低输出噪声功率增益。利用点扩散函数理论比较IMV方法和MV方法的空间谱估计的单源分辨率;利用3个电流偶极子产生36通道磁场仿真数据,采用IMV方法和MV方法在低信噪比下对仿真数据进行源重建;最后对3名冠心病患者的36通道心磁图的R波峰和T波峰时刻数据进行源重建。结果表明,IMV方法的单源分辨率更高,对仿真数据及冠心病患者心磁数据的重建精度更好。

**【关键词】**心磁图;改进最小方差波束成形;逆问题;空间滤波器;源重建

**【中图分类号】**R318;TN911.7

**【文献标志码】**A

**【文章编号】**1005-202X(2024)07-0870-06

## Source reconstruction from magnetocardiography signals based on improved minimum variance beamforming

XU Jun<sup>1,2</sup>, ZHU Junjie<sup>1,2</sup>

1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China; 2. Henan Key Laboratory of Intelligent Detection and Control of Coal Mine Equipment, Jiaozuo 454003, China

**Abstract:** Given the poor source reconstruction results of minimum variance beamforming (MV) for magnetocardiogram (MCG) at low signal-to-noise ratio in coronary heart disease patients, a novel method using the improved minimum variance beamforming (IMV) is proposed. Based on MV, the proposed method uses the lead matrix and the magnetic field signal second-order characteristic matrix to form a constraint matrix, and constructs the weight matrix of a new spatial filter, thus reducing the output noise power gain. The single-source resolution of IMV and MV spatial spectrum estimations is compared using the point spread function. IMV and MV are used to perform source reconstruction from the 36-channel magnetic field simulation data generated by 3 current dipoles at low signal-to-noise ratio; and the source reconstruction is also carried out on the R-wave peak and T-wave peak time data of 36-channel MCG of 3 coronary heart disease patients. The results show that IMV has higher single-source resolution and reconstruction accuracy for simulation data and MCG data from coronary heart disease patients.

**Keywords:** magnetocardiogram; improved minimum variance beamforming; inverse problem; spatial filter; source reconstruction

### 前言

从人体胸腔表面测量心脏磁场数据并重建产生该磁场的电流源是心脏电活动研究的方法之一,该方法也被称作心脏电流源重建或心电活动的三维磁成像<sup>[1]</sup>。

可通过心脏电活动的可视图像,无创地研究其心脏功能与诊断心脏疾病。心磁图(Magnetocardiogram, MCG)是一种多通道测量技术,信号不受肺和躯干形状的影响,具有很高的临床应用潜力<sup>[2]</sup>,而且使用心磁数据无创获得心脏功能信息的相关研究已取得实质进展<sup>[3-5]</sup>。

基于空间滤波器的电流源重建是脑磁及脑电研究中常用的一种方法,使用分布源模型将研究对象划分为网格,且在每一个网格交点处构造一个滤波器,建立空间谱,重建出空间滤波器位置上的电流源偶极矩,获得电流源空间谱的相关信息<sup>[6-8]</sup>,电流源偶极矩与所在位置的电流源强度有关<sup>[9]</sup>。最小方差波束成形(Minimum

**【收稿日期】**2024-02-06

**【基金项目】**国家自然科学基金(61601173)

**【作者简介】**徐俊,硕士研究生,研究方向:信号与信息处理,E-mail: xujunyc@163.com

**【通信作者】**朱俊杰,博士,讲师,研究方向:生物医学信号处理,E-mail: junjiezhu@hpu.edu.cn

Variance Beamforming, MV)是一种改进的自适应空间滤波方法<sup>[10]</sup>。为提高源重建精度, MV采用空间滤波器输出总功率最小化和实时调整权矩阵测量磁信号的自适应技术<sup>[11-12]</sup>, 所以MV对电流源重建的精度高于非自适应的最小范数空间滤波<sup>[13]</sup>。2002年, Sekihara等<sup>[14]</sup>提出一种可降低MV空间滤波器输出噪声功率的方法, 并成功用于脑磁源定位。2014年, 王伟远等<sup>[15]</sup>提出一种多时窗的波束成形器, 使用该方法从心磁数据中估计强弱和持续时间长短不同的等效电流源, 并重建左右束支传导阻滞患者的心脏电流源。2015年, Ha等<sup>[16]</sup>利用MV空间滤波与其他空间滤波, 比较心脏轮廓重建仿真的结果。2018年, Nordenvaad<sup>[17]</sup>通过黎曼流形上的更新来跟踪协方差, 然后应用到自适应波束成形器中, 较为准确地获得数据协方差矩阵的准确估计。2019年, 周大方等<sup>[18]</sup>提出一种可提高分布源空间谱估计强度对比度的波束成形方法, 通过提取每个时刻重建源中偶极矩强度极大的电流源, 成功提高P波段电流源重建的精度。2021年, Chintada等<sup>[19]</sup>使用局部声速自适应波束成形算法实现横波弹性成像中的相位像差校正。2022年, Idei等<sup>[20]</sup>提出用于自适应阵列分析的Capon方法, 提高二维电子回旋加速器发射成像技术的空间分辨率; Shapoori等<sup>[21]</sup>通过随机形状的多层相位像差结构实现二维成像的波束成形算法, 该法可以直接通过完整人体头骨对耳廓反射性头部损伤进行诊断成像; Iwai等<sup>[22]</sup>提出一种用于MCG的空间滤波源估计的分析环境设置方法, 通过改进传感器布置来改善重建效果, 证明可以通过估计MCG的时间序列波形来可视化心肌的运动。

本研究提出一种基于改进最小方差波束成形(Improved Minimum Variance Beamforming, IMV)的方法, 将导联矩阵和磁场信号二阶特征矩阵组成的约束矩阵添加至MV的空间滤波器的加权矩阵, 使得空间滤波器源估计对电流分布敏感。通过点扩散函数计算证明IMV方法重建的单源分辨率高于MV方法, 采用分布电流源产生磁场数据, 并采用IMV和MV进行源重建, 通过重建的源分布面积集中程度证明IMV方法好于MV方法, 最后, 用3名冠心病患者的实测心磁数据验证IMV方法的源重建能力, 有效解决在信噪比较低时的冠心病患者心磁源重建问题。

## 1 理论与方法

### 1.1 分布电流源模型和空间谱估计

假设电流偶极子的位置为  $\mathbf{r}_i = (x_i, y_i, z_i)$ ,  $(i = 1, 2, \dots, n)$ , 方向为  $[0, 0, 1]^T$   $[0, 1, 0]^T$   $[0, 0, 1]^T$ 。偶极子产生的磁场的列向量为  $\mathbf{l}_{x,i}, \mathbf{l}_{y,i}, \mathbf{l}_{z,i}$ ,  $t$ 时刻  $e$ 通道的阵列信号的列向量表示为  $\mathbf{b}(t) = [b_1(t), b_2(t), \dots, b_e(t)]^T$ , 分布电流偶极子和磁场的关

系用式(1)表示<sup>[15]</sup>:

$$\mathbf{b}(t) = \sum_{i=1}^n [\mathbf{L}_i(t) \mathbf{q}(t, \mathbf{r}_i)] + \mathbf{v}(t) \quad (1)$$

其中,  $\mathbf{L}_i = [\mathbf{l}_{x,i}, \mathbf{l}_{y,i}, \mathbf{l}_{z,i}]$ 是导联场矩阵, 反映在位置  $\mathbf{r}_i$ 处传感器的测量灵敏度<sup>[9, 23]</sup>;  $\mathbf{q}(t, \mathbf{r}_i) = q(t, \mathbf{r}_i) \boldsymbol{\eta}(t, \mathbf{r}_i)$ ,  $(i = 1, 2, \dots, n)$ 是电流偶极子的偶极矩;  $q(t, \mathbf{r}_i) = \sqrt{\text{tr}[\mathbf{q}(t, \mathbf{r}_i) \mathbf{q}(t, \mathbf{r}_i)^T]}$ 是电流偶极子偶极矩的强度;  $\boldsymbol{\eta}(t, \mathbf{r}_i) = [\eta_x(t, \mathbf{r}_i), \eta_y(t, \mathbf{r}_i), \eta_z(t, \mathbf{r}_i)]^T$ 是电流源偶极矩的方向,  $\mathbf{v}(t)$ 为高斯白噪声。

空间滤波器的输入是  $\mathbf{b}(t)$ , 输出为源偶极矩估计  $\hat{\mathbf{q}}_i$ 。两者关系表示如下<sup>[11]</sup>:

$$\hat{\mathbf{q}}_i = \mathbf{W}_i^T \mathbf{b}, i = (1, 2, \dots, n) \quad (2)$$

其中,  $\mathbf{W}_i$ 是空间滤波器的权矩阵。

将电流源偶极矩  $\mathbf{q}(t, \mathbf{r}_i)$  记作  $\mathbf{q}_i$ , 分布源空间谱用式(3)计算:

$$S = \{ \zeta | \zeta = \sqrt{\text{tr}[E(\mathbf{q}_i \mathbf{q}_i^T)]}, (i = 1, 2, \dots, n) \} \quad (3)$$

由式(2)、(3)得到分布源源空间谱估计:

$$\hat{S} = \{ \zeta | \zeta = \sqrt{\text{tr}[\mathbf{W}_i^T \mathbf{C}_b \mathbf{W}_i]}, (i = 1, 2, \dots, n) \} \quad (4)$$

其中,  $\mathbf{C}_b$ 为磁场信号的二阶特征矩阵, 表示如下:

$$\mathbf{C}_b \triangleq \frac{1}{n_{\text{TW}} - 1} \sum_{k=1}^{n_{\text{TW}}} [\mathbf{b}[k] \mathbf{b}[k]^T] \quad (5)$$

其中,  $n_{\text{TW}}$ 表示指定时窗内的信号采样数,  $\mathbf{b}[k]$ 是第  $k$ 次采样得到的数据。

### 1.2 IMV方法

MV方法的滤波器权矩阵为<sup>[24, 12]</sup>:

$$\mathbf{W}_{i, \text{MV}} = \frac{\mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{L}_i [\mathbf{L}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{L}_i]^{-1}}{\sqrt{\text{tr}[(\mathbf{L}_i^T \mathbf{L}_i)^{-1}]} \quad (6)$$

为提高滤波器的噪声抑制能力, 构造IMV的空间滤波器权矩阵:

$$\mathbf{W}_{i, \text{IMV}} = \mathbf{U} \mathbf{W}_{i, \text{MV}} = \frac{\mathbf{L}_i [\mathbf{L}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{L}_i]^{-1} \mathbf{L}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{L}_i [\mathbf{L}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{L}_i]^{-1}}{\sqrt{\text{tr}[(\mathbf{L}_i^T \mathbf{L}_i)^{-1}]} \quad (7)$$

其中,  $\mathbf{U} = \mathbf{L}_i [\mathbf{L}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{L}_i]^{-1} \mathbf{L}_i^T$ 为实对称矩阵。导联场矩阵的引入使得空间滤波器源估计对电流分布敏感。  $\mathbf{U}$ 是低迹半正定阵, 且其特征值不大于1, 迹小于其阶数, 且有:

$$\|\mathbf{U} \mathbf{W}_i\|_F \leq \|\mathbf{W}_i\|_F \quad (8)$$

其中,  $\|\mathbf{W}_i\|_F = \sqrt{\text{tr}[\mathbf{W}_i^T \mathbf{W}_i]}$ ,  $\mathbf{W}_i \neq 0$ 。令式(8)中的  $\mathbf{W}_i = \mathbf{W}_{i, \text{IMV}}$ , 然后将式(7)带入式(8), 得到以下关系:

$$\sqrt{\text{tr}[\mathbf{W}_{i, \text{IMV}}^T \mathbf{W}_{i, \text{IMV}}]} \leq \sqrt{\text{tr}[\mathbf{W}_{i, \text{MV}}^T \mathbf{W}_{i, \text{MV}}]} \quad (9)$$

假设  $\mathbf{v}$ 为高斯白噪声, 则满足  $E(\mathbf{v} \mathbf{v}^T) = \sigma_o^2 \mathbf{I}$ , 其中,  $\sigma_o^2$ 为噪声输入功率。空间谱强度估计为  $\hat{\zeta}_i^v = \sqrt{\sigma_o^2 \text{tr}[\mathbf{W}_i^T \mathbf{W}_i]}$ 。由式(9)得IMV方法相比MV方法较

好地降低了滤波器的输出噪声功率  $\sigma_o^2 \text{tr}[\mathbf{W}_i^T \mathbf{W}_i]$ 、输出噪声功率增益  $\text{tr}[\mathbf{W}_i^T \mathbf{W}_i]$ ，所以IMV方法的降噪性能优于MV方法。

### 1.3 空间谱估计强度的分析

较好的源分辨能力决定电流源重建成像精度。点扩散函数  $\bar{\phi}(\mathbf{r}_i)$  是空间中位置  $\mathbf{r}_i$  对源强度估计的归一化， $\hat{\zeta}_i$  和  $\hat{\zeta}_m$  分别是任意位置  $\mathbf{r}_i$  的分布源及给定单电流源  $m$  的强度估计，电流源强度对比度定义为  $\bar{\phi}_i = \hat{\zeta}_i / \hat{\zeta}_m$ 。

由式(1)和式(2)得，若已知电流源的偶极矩方向  $\boldsymbol{\eta}$ ，则IMV的滤波器源偶极矩估计退化为  $\hat{\mathbf{q}}_i = \mathbf{w}_{i,\text{IMV}}^T \mathbf{b}^{[7]}$ ，等式中的权向量  $\mathbf{w}_{i,\text{IMV}} = \mathbf{I}_i [\mathbf{I}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{I}_i]^{-1} \mathbf{I}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{I}_i [\mathbf{I}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{I}_i]^{-1}$ ， $\mathbf{I}_i = \mathbf{L}_i \boldsymbol{\eta}$  为位置  $\mathbf{r}_i$  处的导联向量。由式(4)得到IMV的空间谱估计：

$$\hat{S}_{\text{IMV}} = \left\{ \text{sls} = \sqrt{\frac{\text{tr}[(\mathbf{I}_i^T \mathbf{C}_b^{-1} \mathbf{I}_i)^{-2} (\mathbf{I}_i^T \mathbf{C}_b \mathbf{I}_i)]}{\text{tr}[(\mathbf{I}_i^T \mathbf{I}_i)^{-1}]}} \right\}, (i = 1, 2, \dots, n) \quad (10)$$

令滤波器输入功率信噪比  $\beta = (\sigma_m^2 / \sigma_o^2) (\mathbf{f}^T \mathbf{f})$ ，其中， $\sigma_m^2$  为给定单电流源的功率， $\sigma_o^2$  为噪声输入功率， $\mathbf{f} = \mathbf{I}_m$  为位置  $\mathbf{r}_m$  处给定单电流源  $m$  的导联向量。将  $\mathbf{C}_b = \sigma_o^2 \mathbf{I} + \sigma_m^2 \mathbf{f} \mathbf{f}^T$  带入式(10)<sup>[7]</sup>，IMV方法的单电流源空间谱估计表示如下：

$$\hat{\zeta}_{i,\text{IMV}} = \frac{\sigma_o^6 (1 + \beta)^2 [1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})]}{\{1 + \beta [1 - \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})]\}^2} \quad (11)$$

其中， $\cos(\mathbf{I}_i, \mathbf{f}) = (\mathbf{I}_i^T \mathbf{f}) / (\sqrt{\mathbf{I}_i^T \mathbf{I}_i} \sqrt{\mathbf{f}^T \mathbf{f}})$ 。由  $\bar{\phi}_i = \hat{\zeta}_i / \hat{\zeta}_m$  和式(11)得到IMV方法的点扩散函数：

$$\bar{\phi}_{i,\text{IMV}} = \frac{1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})}{(1 + \beta) \{1 + \beta [1 - \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})]\}^2} \quad (12)$$

同理，可得到MV方法的点扩散函数：

$$\bar{\phi}_{i,\text{MV}} = \left\{ \sqrt{1 + \beta [1 - \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})]} \right\}^{-1} \quad (13)$$

由式(12)和(13)，得到以下关系：

$$\bar{\phi}_{i,\text{IMV}} = \bar{\phi}_{i,\text{MV}}^4 \frac{1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})}{1 + \beta} \quad (14)$$

对  $\cos(\mathbf{I}_i, \mathbf{f}) = (\mathbf{I}_i^T \mathbf{f}) / (\sqrt{\mathbf{I}_i^T \mathbf{I}_i} \sqrt{\mathbf{f}^T \mathbf{f}})$  应用施瓦兹不等式<sup>[25]</sup>，可得：

$$0 \leq |\cos(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})| \leq 1 \quad (15)$$

其中，当且仅当导联向量  $\mathbf{I}_i = \mathbf{I}_m = \mathbf{f}$  时， $\mathbf{I}_i$  与  $\mathbf{f}$  才符合线性相关，即  $|\cos(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})| = 1$ 。

多通道的心磁测量信号的平均功率信噪比大于 0 dB，令单电流源重建的信噪比  $\text{SNR} = 10 \lg \left[ \frac{(\mathbf{f}^T \mathbf{f}) \sigma_m^2}{e} / \frac{c \sigma_o^2}{e} \right] = 10 \lg [\beta / e] > 0 \text{ dB}$ ，可得：

$$\beta > e > 1 \quad (16)$$

为分析IMV空间谱估计单源分辨率，先求出  $[1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})] / (1 + \beta)$  的范围。由于滤波器输入信噪比  $\beta > e > 1$  且  $0 \leq |\cos(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})| \leq 1$ ，可得：

$$1 / (1 + \beta) \leq [1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})] / (1 + \beta) \leq 1 \quad (17)$$

其中，当  $i = m$  时， $[1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})] / (1 + \beta)$  取最大值 1；当  $i \neq m$  时， $[1 + \beta \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})] / (1 + \beta) < 1$ 。

将式(15)和(16)带入式(13)，得到  $\bar{\phi}_{i,\text{MV}}$  范围：

$$1 / \sqrt{1 + \beta} \leq 1 / \sqrt{1 + \beta [1 - \cos^2(\mathbf{I}_i, \mathbf{f})]} \leq 1 \quad (18)$$

其中，当  $i = m$  时， $\bar{\phi}_{i,\text{MV}}$  取最大值 1；当  $i \neq m$  时， $\bar{\phi}_{i,\text{MV}} < 1$ 。

将式(13)、(17)和(18)带入式(14)，得到点扩散函数关系：

$$0 < \bar{\phi}_{i,\text{IMV}} \leq \bar{\phi}_{i,\text{MV}} \leq 1 \quad (19)$$

其中，当  $i = m$  时，点扩散函数  $\bar{\phi}_{i,\text{IMV}}$  和  $\bar{\phi}_{i,\text{MV}}$  取最大值 1；当  $i \neq m$ ，IMV的点扩散函数都小于MV，且  $\bar{\phi}_{i,\text{IMV}}$  和  $\bar{\phi}_{i,\text{MV}}$  有以下关系：

$$0 < \bar{\phi}_{i,\text{IMV}} \Big|_{\mathbf{r}_i \neq \mathbf{r}_m} < \bar{\phi}_{i,\text{MV}} \Big|_{\mathbf{r}_i \neq \mathbf{r}_m} < 1 \quad (20)$$

将式(20)带入  $\psi_i = 1 / \left[ \bar{\phi}(\mathbf{r}_i) \Big|_{\mathbf{r}_i \neq \mathbf{r}_m} \right]$ ，得到单源分辨率关系：

$$1 < \psi_{i,\text{MV}} < \psi_{i,\text{IMV}} < +\infty \quad (21)$$

可见，IMV方法单源分辨率高于MV方法，即精度较高，所以IMV方法比MV方法有着较好的源重建能力。

## 2 实验与分析

### 2.1 磁场仿真数据源重建及分析

本研究用MV和IMV方法对分布电流源进行重建并分析结果。采用3个电流偶极子产生36通道的磁场仿真数据，检测平面大小为20 cm×20 cm，源的深度设置在测量平面下6 cm，图1是数据中分别加入信噪比为30、20和10 dB高斯白噪声的MCG，使用MV和IMV方法对磁场仿真数据进行源重建，评估其对分布电流源的源重建能力，评价指标为能否重建出给定的电流源和重建电流源分布面积，面积越小代表重建精度越高。

图2是MV和IMV方法在XY平面归一化得到的空间谱强度分布的等高线图。当信噪比为30 dB时，IMV准确重建出了3个电流源，源分布面积比MV小；当信噪比为20 dB时，IMV较为准确地重建出3个电流源，源分布面积小于MV；当信噪比为10 dB时，IMV重建源分布面积比MV小。在信噪比较低时，相比MV，IMV可以较为准确地重建出电流源，重建源分布面积更小，在信噪比为30 dB时尤为明显。所以IMV对分布电流源的重建精度好于MV。

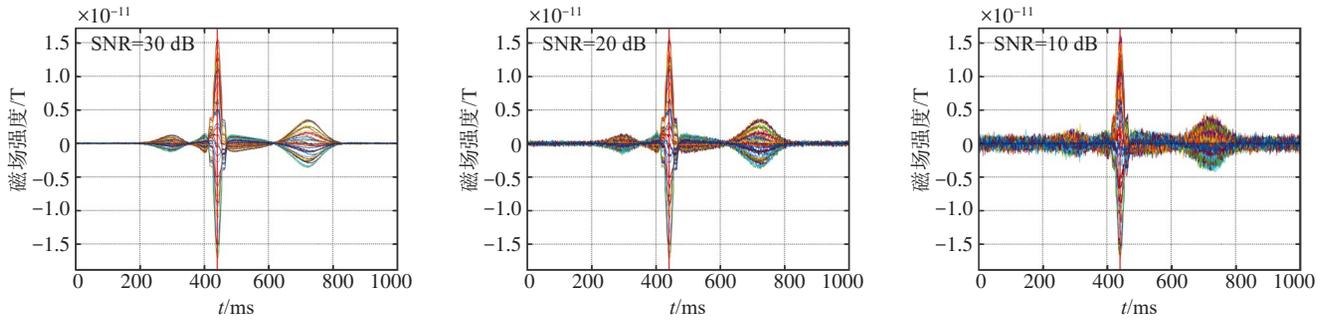


图1 3个电流偶极子产生的36通道磁场仿真数据

Figure 1 The 36-channel magnetic field simulation data generated by 3 current dipoles

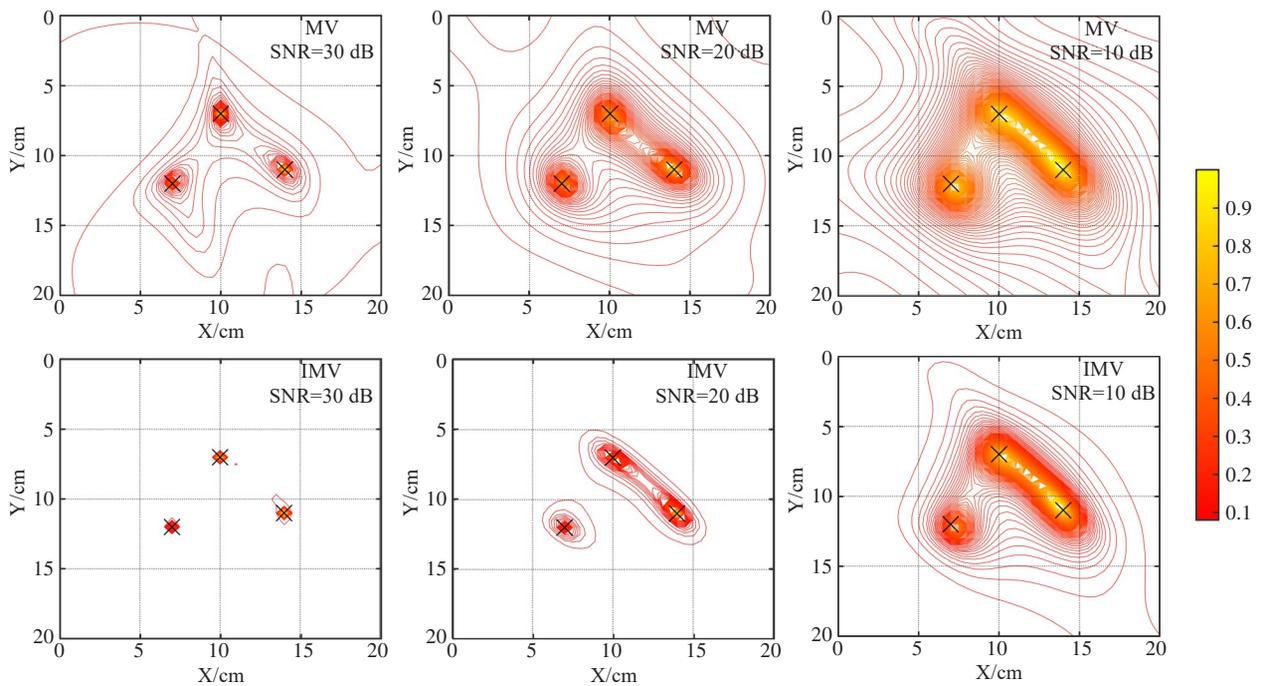


图2 MV和IMV在XY平面空间谱估计的等高线图("x"是给定的电流源位置)

Figure 2 Contour plots of spatial spectrum estimation in the XY plane by MV and IMV ("x" is the given current source position)

图3是IMV方法在不同信噪比下的输出噪声功率增益抑制比。抑制比大于0,表示IMV方法抑制输出噪声增益大,即抑噪效果较好。信噪比为30 dB时,IMV方法噪声功率增益抑制比为639~665;信噪比为20 dB时,IMV方法噪声功率增益抑制比为643~665;信噪比为10 dB时,IMV方法噪声功率增益抑制比为644~666。所以IMV方法在信噪比较低时的噪声抑制效果较好。

### 2.2 实测心磁数据源重建及分析

图4是冠心病患者A、B、C的36通道MCG。本研究根据MCG的R波峰和T波峰时刻的数据,利用MV与IMV方法进行源重建。MCG的R波峰时刻是心室兴奋的阶段,电活动比较强;T波峰时刻心室处于复极期。图5是患者MCG的R波峰时刻数据的源重建结果,图6是患者MCG的T波峰时刻数据的源

重建结果,IMV方法的成像结果反映患者的心脏电活动的特征,根据图中色标,图5和图6中心脏内源最强的地方("Δ"处)的电流源集中在冠状动脉处,且强度明显强于心脏其它部位。IMV加大了心脏内外分布源空间谱估计强度的差异,提高重建的心脏分布电流源的分辨率。源最强的地方不在心室的原因可能是冠心病引起的心肌缺血,发生了心脏传导阻滞。MV方法的成像效果比较模糊,心脏电活动不明显,所以IMV方法的重建精度高于MV方法。

## 3 结论

本研究提出IMV方法,在最小方差空间滤波器的权矩阵添加导联矩阵和磁场信号二阶特征矩阵组成的约束矩阵,构成IMV方法的权矩阵,使得源重建时滤波器的源估计对电流分布比较敏感。通过计算

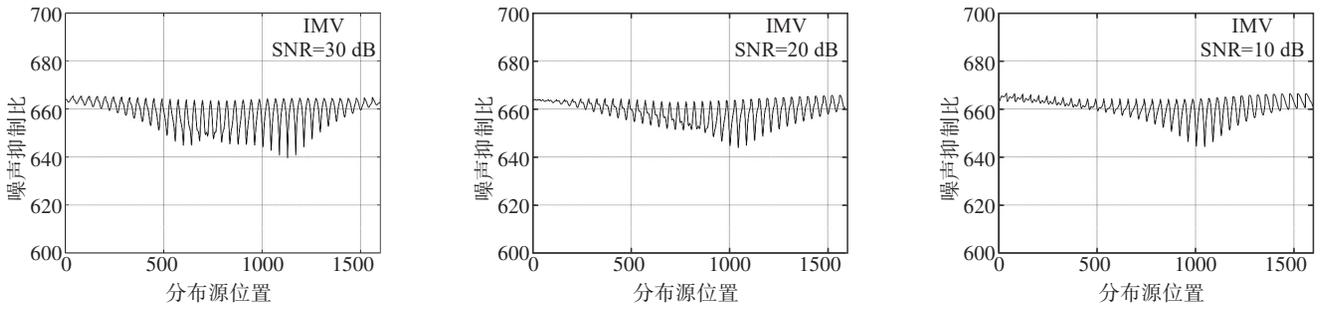


图3 IMV方法在不同信噪比的输出噪声功率增益抑制比

Figure 3 Output noise power gain rejection ratio of IMV at different SNR

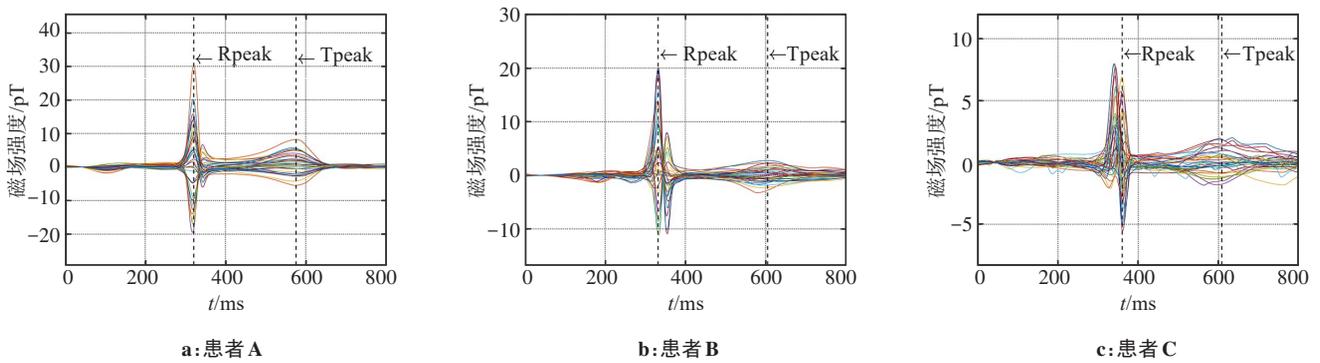


图4 3名患者的36通道MCG(黑色虚线是源重建时刻)

Figure 4 The 36-channel magnetocardiogram of 3 patients (Black dashed lines represent the time of source reconstruction)

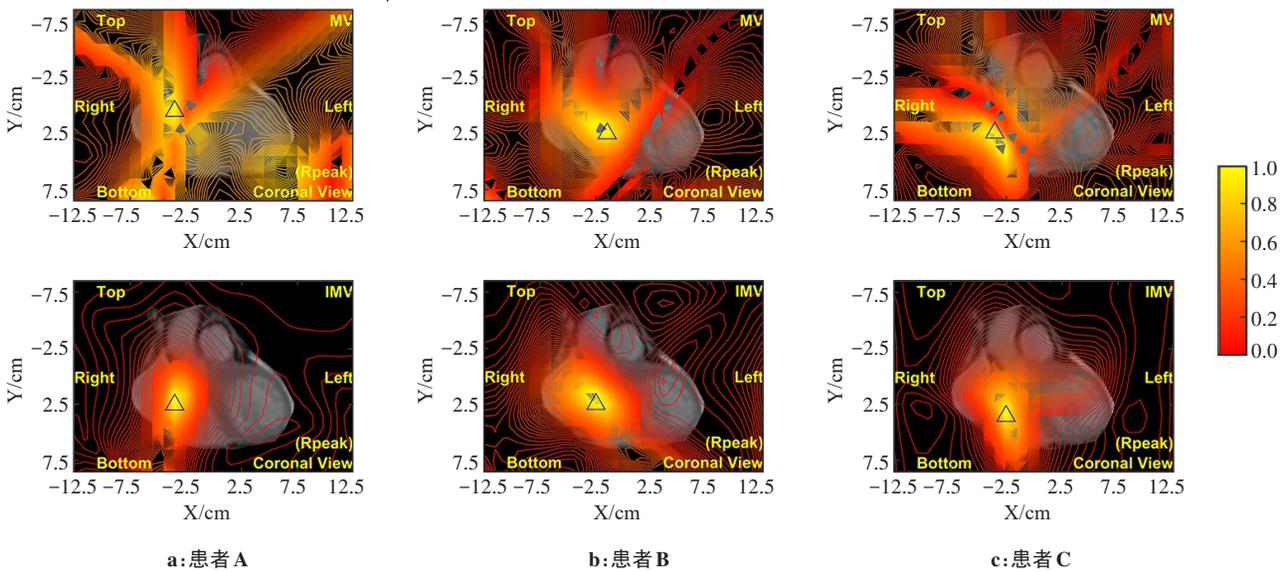


图5 数据Rpeak时刻源空间谱强度分布等高线图

Figure 5 Contour maps of spatial spectral intensity distribution at Rpeak time point

得出IMV方法的单源分辨率比MV方法高,可以提高源重建精度,对3个电流偶极子产生的磁场仿真数据进行重建,证明了IMV方法的有效性。最后对3名冠心病患者MCG的R波峰时刻和T波峰时刻数据进行源重建,结果发现IMV相比MV方法,在低信噪比的情况下,对冠心病患者MCG的源重建成像清晰度

较好,有助于相关医学研究及应用。后续将研究多电流源分辨率的计算,进一步提高源重建的精度。

致谢:本研究使用的心磁、核磁共振影像数据由中国科学院上海微系统与信息技术研究所提供,在此表示感谢。

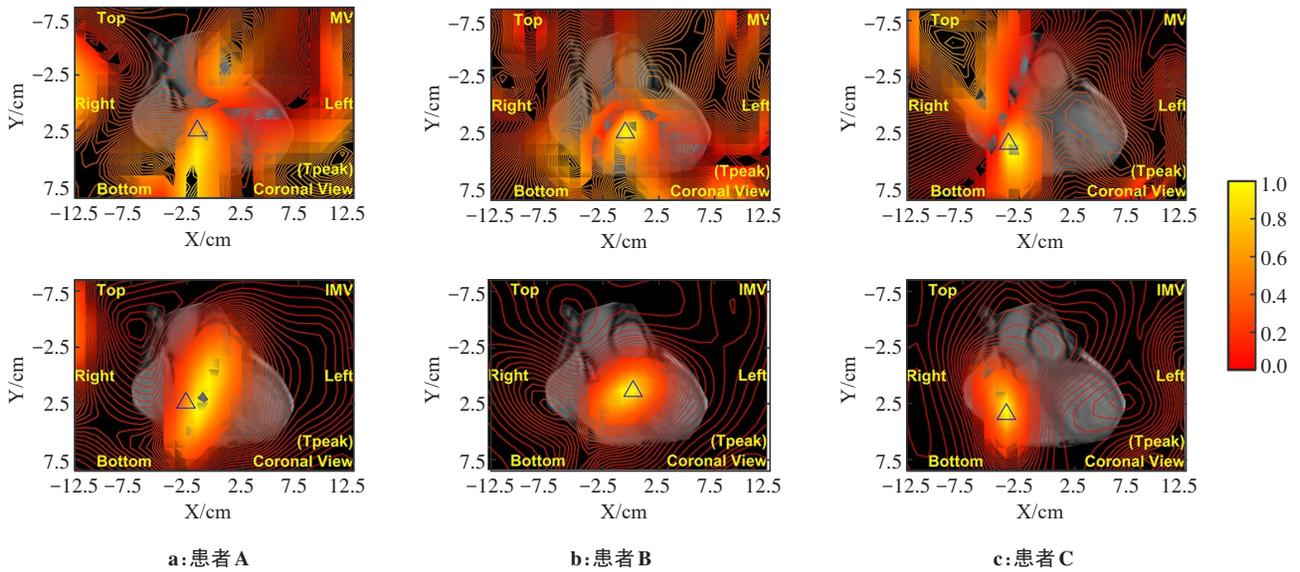


图6 数据Tpeak时刻源空间谱强度分布等高线图  
Figure 6 Contour maps of spatial spectral intensity distribution at Tpeak time point

## 【参考文献】

- [1] He B. Three-dimensional electrocardiographic imaging[C]//The 26th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2004: 5320.
- [2] Nakai K, Kawazoe K, Izumoto H, et al. Construction of a three-dimensional outline of the heart and conduction pathway by means of a 64-channel magnetocardiogram in patients with atrial flutter and fibrillation[J]. *Int J Cardiovasc Imaging*, 2005, 21(5): 555-561.
- [3] Tao R, Zhang SL, Huang X, et al. Magnetocardiography-based ischemic heart disease detection and localization using machine learning methods[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2019, 66(6): 1658-1667.
- [4] Zhao C, Jiang SQ, Wu YH, et al. An integrated maximum current density approach for noninvasive detection of myocardial infarction [J]. *IEEE J Biomed Health Inform*, 2018, 22(2): 495-502.
- [5] Chen T, Zhao C, Jiang SQ, et al. Noninvasively diagnosing coronary artery disease with 61-channel MCG data[J]. *Chin Sci Bull*, 2014, 59(11): 1123-1128.
- [6] Van Veen BD, Van Dronkelen W, Yuchtman M, et al. Localization of brain electrical activity *via* linearly constrained minimum variance spatial filtering[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 1997, 44(9): 867-880.
- [7] Sekihara K, Sahani M, Nagarajan SS. Localization bias and spatial resolution of adaptive and non-adaptive spatial filters for MEG source reconstruction[J]. *Neuroimage*, 2005, 25(4): 1056-1067.
- [8] MacInnes CS. Source localization using subspace estimation and spatial filtering[J]. *IEEE J Oceanic Eng*, 2004, 29(2): 488-497.
- [9] Sarvas J. Basic mathematical and electromagnetic concepts of the biomagnetic inverse problem[J]. *Phys Med Biol*, 1987, 32(1): 11-22.
- [10] Sekihara K, Nagarajan SS, Poeppel D, et al. Reconstructing spatio-temporal activities of neural sources using an MEG vector beamformer technique[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2001, 48(7): 760-771.
- [11] Kumihashi I, Sekihara K. Array-gain constraint minimum-norm spatial filter with recursively updated gram matrix for biomagnetic source imaging[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2010, 57(6): 1358-1365.
- [12] Brookes MJ, Vrba J, Robinson SE, et al. Optimising experimental design for MEG beamformer imaging[J]. *Neuroimage*, 2008, 39(4): 1788-1802.
- [13] Nakai K, Izumoto H, Kawazoe K, et al. Three-dimensional recovery time dispersion map by 64-channel magnetocardiography may demonstrate the location of a myocardial injury and heterogeneity of repolarization[J]. *Int J Cardiovasc Imaging*, 2006, 22(3/4): 573-580.
- [14] Sekihara K, Nagarajan SS, Poeppel D, et al. Performance of an MEG adaptive-beamformer technique in the presence of correlated neural activities: effects on signal intensity and time-course estimates[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2002, 49(12): 1534-1546.
- [15] 王伟远, 蒋式勤, 周大方, 等. 基于多时窗波束成形器方法的心脏磁场信号分析[J]. *物理学报*, 2014, 63(24): 248702. Wang WY, Jiang SQ, Zhou DF, et al. Magnetocardiographic signal analysis based on multiple time windows beamformer method[J]. *Acta Physica Sinica*, 2014, 63(24): 248702.
- [16] Ha T, Kim K, Lim S, et al. Three-dimensional reconstruction of a cardiac outline by magnetocardiography[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2015, 62(1): 60-69.
- [17] Nordenvaard ML. Adaptive integration for Capon-type beamformers by exploring Riemannian geometry on covariance matrices[J]. *J Acoust Soc Am*, 2018, 144(S3): 1874.
- [18] 周大方, 蒋式勤, 赵晨, 等. P波间期的心脏电流源重建及电活动磁成像[J]. *物理学报*, 2019, 68(13): 138701. Zhou DF, Jiang SQ, Zhao C, et al. Current source reconstructing and magnetic imaging of cardiac electrical activity during P-wave[J]. *Acta Physica Sinica*, 2019, 68(13): 138701.
- [19] Chintada BR, Rau R, Goksel O. Phase-aberration correction in shear-wave elastography imaging using local speed-of-sound adaptive beamforming[J]. *Front Phys*, 2021, 9: 690385.
- [20] Idei H, Fukuyama M, Sakai S, et al. Adaptive capon beamforming for lensless electron cyclotron emission imaging with high spatial resolution[J]. *Rev Sci Instrum*, 2022, 93(10): 103531.
- [21] Shapoori K, Sinclair AN, Maev RG. An ultrasonic adaptive beamforming method and its application for trans-skull imaging of certain types of head injuries; part II: reception mode and adaptive imaging[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2023, 70(2): 544-552.
- [22] Iwai M, Seihou N, Kobayashi K, et al. Evaluation of sensor and analysis area in the signal source estimation by spatial filter for magnetocardiography[J]. *IEEE Trans Magn*, 2022, 58(9): 1-4.
- [23] Nolte G. The magnetic lead field theorem in the quasi-static approximation and its use for magnetoencephalography forward calculation in realistic volume conductors[J]. *Phys Med Biol*, 2003, 48(22): 3637-3652.
- [24] Ravan M, Reilly JP, Hasey G. Minimum variance brain source localization for short data sequences[J]. *IEEE Trans Biomed Eng*, 2014, 61(2): 535-546.
- [25] 马凤鸣. 施瓦兹(Schwarz)不等式的证明及其应用[J]. *数学学习与研究*, 2016(13): 144. Ma FM. Proof of Schwarz inequality and its application [J]. *Mathematics Learning and Research*, 2016(13): 144.

(编辑:谭斯允)