

DOI:10.19651/j.cnki.emt.2106092

# PCB 手写板实验系统的设计与实现<sup>\*</sup>

姜文聪 郭亮

(中国石油大学(华东)控制科学与工程学院 青岛 266580)

**摘要:**提出了一种新型的基于 PCB 覆铜板的手写位置传感系统。首先建立 PCB 手写板仿真模型,数值模拟了不同激励模式下的电场分布,并根据仿真结果优选了适合微弱信号检测的激励模式。其次,设计并实现了基于锁相放大原理的激励源和微弱信号检测系统,其中包括交流恒流激励源、窄带通滤波器、高增益低噪声放大器、双锁相放大器的设计原理和方法。在画笔定位算法上提出了基于线性插值的等势线相交法。仿真分析与实验结果表明,所设计的手写系统能够在 PCB 覆铜板上准确定位画笔的位置。

**关键词:**电场检测;场路耦合;锁相放大器;PCB 手写板

**中图分类号:** TP30    **文献标识码:** A    **国家标准学科分类代码:** 510.1010

## Design and realization of the experimental system of PCB handwriting board

Jiang Wencong Guo Liang

(College of Control Science and Engineering, China University of Petroleum, Qingdao 266580, China)

**Abstract:** The PCB handwriting board sensor is introduced. With the model of PCB handwriting board, the numerical simulations of the electric fields are conducted and the driving modes fitting for weak signal detection are optimized using the results of the simulations. And then, the driving source and weak signal detection system based on the principle of phase-locked amplifier are designed and realized, which focus on the design principles and methods of AC current source, narrow band pass filter, high gain low noise amplifier, dual phase lock-in amplifier, etc. The method of equipotential line intersection with linear interpolation is presented and verified experimentally. The simulation and experimental results show that the designed system can realize the location of the contact point with the PCB printed board.

**Keywords:** electric field detection; field-circuit coupling; phase lock-in amplifier; PCB handwriting board

### 0 引 言

基于电阻屏和电容屏的手写输入系统已经发展非常成熟<sup>[1]</sup>,PCB 覆铜板作为电路板制作最基本的原材料,在电子工业生产中具有非常重要的地位。由它作为基材构成的手写输入系统的研制涉及电磁场仿真与计算、微弱信号检测<sup>[2]</sup>、信号处理<sup>[3]</sup>等多个领域的知识,是一个多学科交叉的综合系统。但是由于在绝缘基材上镶嵌好的不经过任何处理的覆铜板电导率极高,作为手写板传感器输出的信号非常微弱,利用激励和检测电学参数的方式精确定位手写笔的位置具有非常大的难度<sup>[4]</sup>。如果能将 PCB 覆铜手写板的检测精度和效率提高到普通电阻屏或电容屏的精度水平,则能够充分回收、利用制板厂每年产生的大量废弃的覆

铜板,变废为宝,即减少了铜排放的污染,降低了能耗,又提升了经济、社会效益,具有广阔的发展前景。

本文设计了一种基于 PCB 覆铜板的手写输入系统,在矩形 PCB 板的 4 个顶角加入电磁激励,通过检测手写笔的电位信息获得接触点的位置。首先建立了二维平面结构的电磁场仿真模型获得不同接触点的电位分布,然后设计了一种新型的激励与检测装置,实现了在 PCB 覆铜板上的电磁激励与微弱信号检测过程,最后通过实验验证了系统的可行性与准确性。

### 1 PCB 手写板的“场”、“路”耦合分析

#### 1.1 电场分布的数值模拟

实验要求利用 PCB 覆铜板设计一个手写显示系统。

收稿日期:2021-03-22

\* 基金项目:青岛市应用基础研究计划项目(青年专项)(19-6-2-60-cg)资助

其中覆铜板尺寸为 15 cm×10 cm,在覆铜板 4 个角分别接 4 个电极,手写笔为第 5 个电极,当手写笔在覆铜板表面接触或者移动时,能在显示设备上显示出其接触点的位置并画出图形。以覆铜板中心为中心,分别划分出高精度 A 区和低精度 B 区的两个区域,尺寸分别为:6 cm×4 cm 和 12 cm×8 cm,要求 B 区内检测误差小于±4 mm,A 区内检测误差小于±3 mm。同时还要求整个系统的功耗在 1.5 W 以内。系统整体结构如图 1 所示。

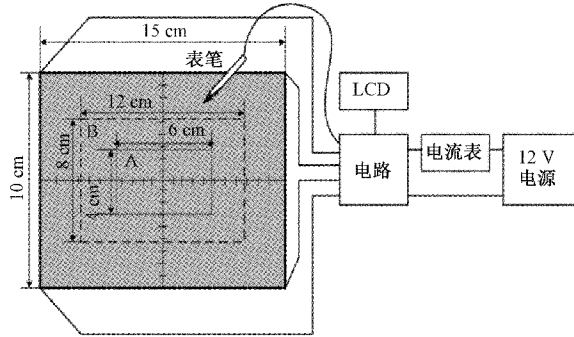


图 1 PCB 手写板原理

由于检测电极一共 5 个,如果假设由任意两个电极施加激励信号,且电极不能互换,则一共存在  $C_5^2 = 10$  种激励和检测电极的组合方式。实际系统中不可能穷尽所有的激励、检测方式,而是在其中选择几种而已。因此在这 10 种激励方式中寻找最佳的激励、检测电极的组合成为首要解决的问题。判断最佳激励、检测方式的原则有两个:1)是根据电压分布的均匀度;2)是根据电压分布的梯度。根据均匀度选择激励方式很容易理解,一般是越均匀越好。鉴于

微弱信号检测的原因,电压梯度越大,在采样精度一定的情况下,越有利于信号的检测<sup>[2]</sup>。

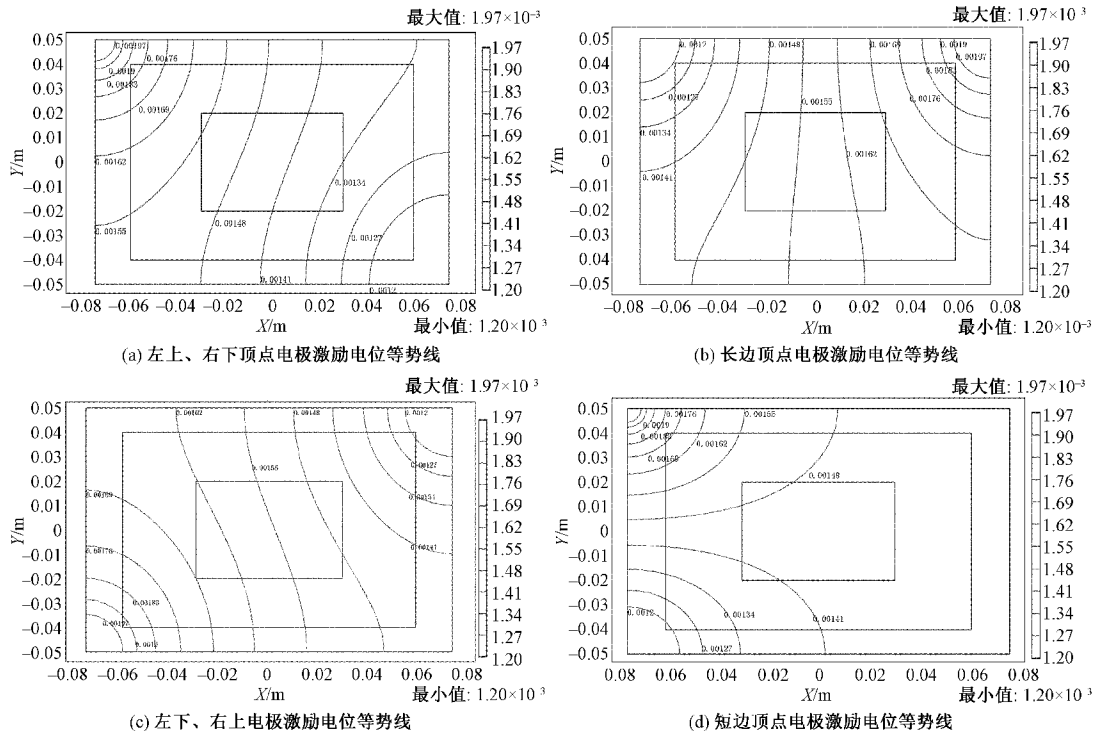
为了得到相应区域的电压梯度和均匀度,需要首先建立 PCB 二维平面内的电压分布,获得电位等势线。根据麦克斯韦方程组,在两个电极  $r_A$  和  $r_B$  注入电流的情况下,电压  $U$  满足如下拉普拉斯方程<sup>[5-6]</sup>:

$$\begin{cases} \sigma \nabla^2 U(r) = \delta(r - r_A) \delta(r - r_B), & r \in \Omega \\ \nabla U(r) \cdot n = 0, & r \in \partial\Omega \end{cases} \quad (1)$$

其中, $\Omega$  是 PCB 画板区域, $\partial\Omega$  为它的边界, $n$  为  $\partial\Omega$  的法向单位向量, $\delta(r - r_A)$  表示位于位置  $r_A$  处的点电流源,由于近似为点电流源,所以此处的电流密度用冲击函数  $\delta$  表示。

对于任一标量场分布,在给出物理模型的偏微分方程以后,COMSOL 软件都可以根据偏微分方程组建立有限元求解方程组,从而计算得到特定模型和边界条件下的数值解。特殊地,当激励源为点电极等实际不存在的假想物理模型时,COMSOL 软件仍然能够通过修正有限元积分方程的弱形式建立刚度矩阵,从而获取接近真实情况下的数值解。同时,COMSOL 软件是由 MATLAB 软件发展而来的有限元计算软件,它能够和 MATLAB 数学工具进行无缝连接,实现复杂物理对象的混合编程和仿真<sup>[7-8]</sup>。

以覆铜板矩形区域中心为坐标原点,当激励电极  $r_A$  和  $r_B$  分别位于矩形区域的左上和右下顶点、长边的两个顶点、矩形区域的左下和右上两个顶点、短边的两个顶点、检测表笔与任一顶点、检测表笔与两个顶点(两个顶点等电位接地)等 6 种组合时,利用 COMSOL 有限元仿真软件求解式(1),得到的电位等势线如图 2 所示。



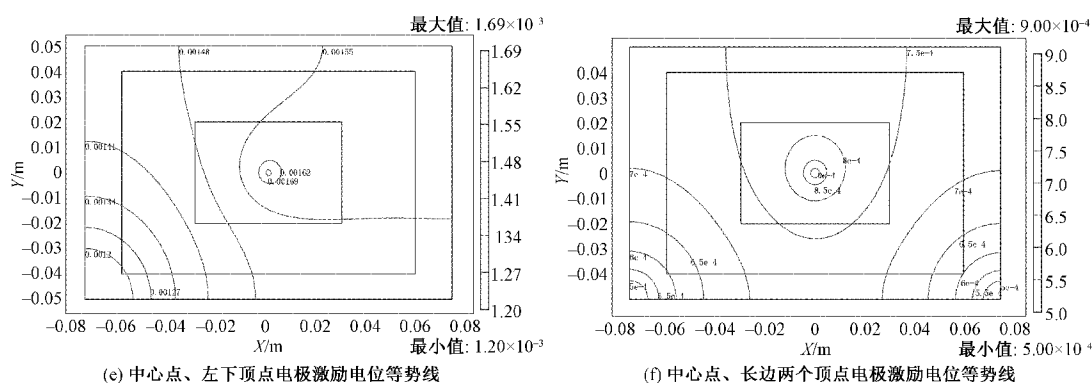


图2 各种激励条件下的电位等势线

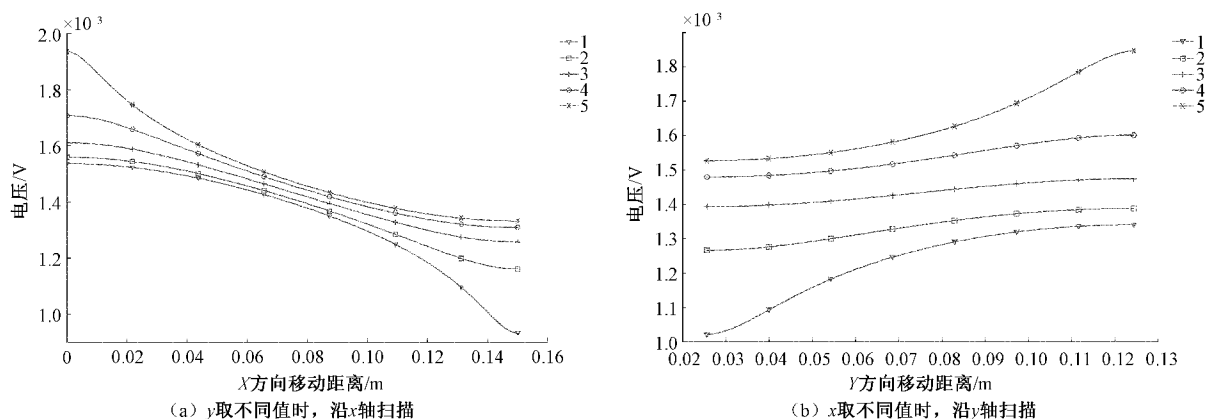
仿真区域的厚度设定为普通 PCB 板的覆铜厚度 0.05 mm,电导率设定为铜的电导率  $5.99 \times 10^7$  S/m,注入电流大小为 1 A。为了便于仿真计算,认为 4 个矩形顶点的点电极理想点电极。在实际实验中,真正的电极并不是点电极,而具有一定的接触形状,但是当计算区域远离该电极时可近似为点电极。所以为了便于显示,取消掉了电极附近的等位线显示。

从仿真结果可以看出,在 1 A 电流激励的情况下,激励电压约为 2 mV,则覆铜板的等效电阻约为 2 m $\Omega$ 。当电极施加在矩形区域对角或者长边的两个顶点时,在手写区域 A 和 B 内,电压分布的均匀度要明显优于电极施加在表笔和顶点、以及短边两个顶点时的均匀度。因此为了在画板区域内实现高精度的定位,应该采用前 3 种电极激励

方案。

考察图 2(a)和(c)还可以看出,当电极激励分别为左上、右下顶点和左下、右上顶点时,在手写区内激励的电位等势线之间的夹角最大,区分度最好。因此若采用这两种激励模式各激励一次,用得到的两个电位值确定出两条等势线,这两个等势线的交点就是表笔所处的位置。由于图 2(a)和(c)等势线之间的夹角最大,所以其定位分辨率最高。

为了验证物理实验的结果,在左上角和右下角施加激励电极的情况下,利用数值方法首先仿真了沿着与  $x$  轴平行的 5 条扫描线移动画笔测量的电压值,并画出相应的变化曲线如图 3(a)所示。沿着与  $y$  轴平行的 5 条扫描线移动画笔测量的电压值,并画出相应的变化曲线如图 3(b)所示。

图3 分别沿着与  $x$  轴和  $y$  轴平行的 5 条扫描线移动表笔的电压变化

## 1.2 激励、检测模式

根据图 3 的仿真结果,发现沿着某个坐标轴移动时检测得到的电压信号会随着另一个坐标值的变化而变化。并且随着画笔向画板中心移动,其变化的线性度越好。因此在画盘中心处的线性度较高,越向两边移动,受到边界效应的影响,线性度越差。

从信号量级上分析,在注入 1 A 电流的前提下,当画笔在  $x=0$  时,沿着  $y$  轴从底端移动到顶端,电压变化的范

围是最小的,甚至小于 0.1 mV。若要实现实验要求的 3 mm 测量精度,在最苛刻的条件下,检测电路应能分辨出 0.006 mV 左右的电压变化。对于这种微弱信号一般的放大电路很难将其检测出来,通常采用交流激励的锁相放大系统。

从功率损耗上分析,对于一个交流激励系统,如果激励电流有效值为 1 A,又要保持功耗小于 1.5 W,在连续工作的情况下,功率放大器的电压只能低于 1.5 V。为了降

低系统功耗,应采用间断工作模式。即在固定的间隔时间内,只检测很短的时间,例如每 1 s 内施加激励 200 ms 进行检测。在这种情况下就可以提高系统电源电压到 5 V,从而满足绝大多数功率放大器设计的要求。但是,如果检测时间过短,小于锁相放大器中低通滤波器对测量时间的要求,将导致锁相放大器无法正常工作。因此权衡各方面的因素,设定激励时间 200 ms,检测周期 1 s,交流工作频率为 1 023 Hz。这里选择 1 023 Hz 的原因是避开工频的整数倍谐波,并且使频率远小于空间无线电波的载波频率,从而减小外界的电磁干扰。

## 2 PCB 手写板系统的总体设计

根据上述分析结果,确定系统硬件整体结构如图 4 所示。

为了提高系统效率,±5 V 电源全部采用开关电源模块实现。由于交流恒流激励系统存在接地的采样电阻,与微弱信号检测系统不能共地,激励和检测应采用相互隔离的电源供电,并且数据线用光耦隔离<sup>[9]</sup>。系统工作时,在同步控制、采集系统的控制作用下,由交流恒流激励系统产生高频率稳定度的交流电流信号,其电流幅值不随画笔的移动和激励方式的切换而变化。在同步信号的同步下,微弱信号采集电路中的锁相放大器将被测微弱信号转化成直流信号,并再由同步控制、采集系统采集该信号,从而获得当前点的电压值<sup>[10]</sup>。

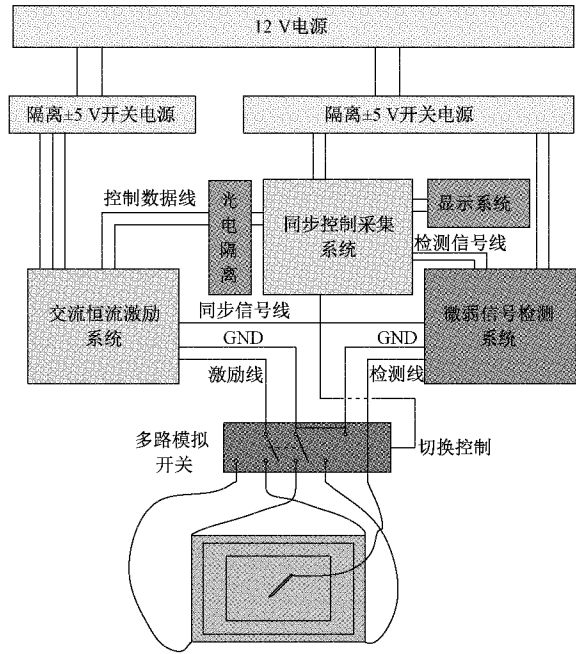


图 4 系统硬件整体结构

### 2.1 交流恒流源激励模块设计

为了提高微弱信号的测量精度,系统采用交流恒流源作为激励,激励电流有效值设定为 1 A,便于锁相放大器检测。图 5 所示为用数字频率合成技术(DDFS)实现的交流恒流源驱动电路原理<sup>[11]</sup>。

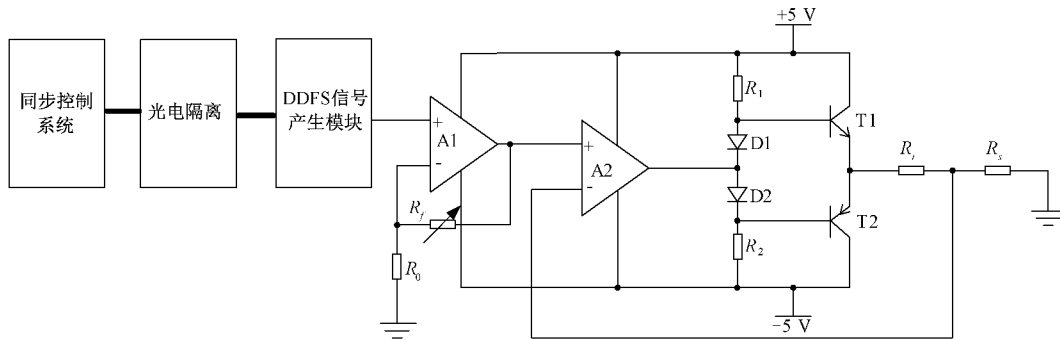


图 5 交流恒流激励系统

首先在 CPU 的控制下,设定 DDFS 模块的信号频率、类型和突发方式。其中激励信号是频率为 1 023 Hz 的正弦波,每发生 200 ms 后再停止 800 ms,依此循环往复。利用集成 DDFS 芯片 AD9852 里面的 FSK 功能很容易实现这种突发的正弦波,只需要将 FSK 切换的两个频率设置为 0 和 1 023 Hz,并配置好调制波占空比即可。

DDFS 产生的信号是交流电压信号,为了得到恒流激励,以乙类功率放大电路为基础,加入电流反馈,设计了乙类恒流功率放大电路。运算放大器 A1 首先将 DDFS 输出的电压信号进行预放大,且放大倍数可调。A2 与后续两个单臂桥路组成一个乙类电流反馈功率放大器。其中  $R_l$

是电流取样电阻,本实验中选用 0.5  $\Omega$ 、2 W 的精密电阻。 $R_l$  是与 PCB 手写覆铜板等效的负载电阻,由前面的仿真可知其大小约为 2 m $\Omega$ 。

### 2.2 微弱信号检测模块设计

微弱信号检测模块主要由前置窄带滤波器、前置低噪声高增益放大器、双锁相放大器、低通滤波器和 AD 转换模块组成。整体组成原理如图 6 所示。

#### 1) 前置窄带滤波器

前置窄带滤波器是 1 个中心频率为 1 023 Hz,带宽 50 Hz 的三阶巴特沃斯滤波器。为了减小滤波器带宽,提高电路的 Q 值,在 923 Hz 处添加了 1 个一阶零点,得到三阶系统的传递函数如式(2)所示。

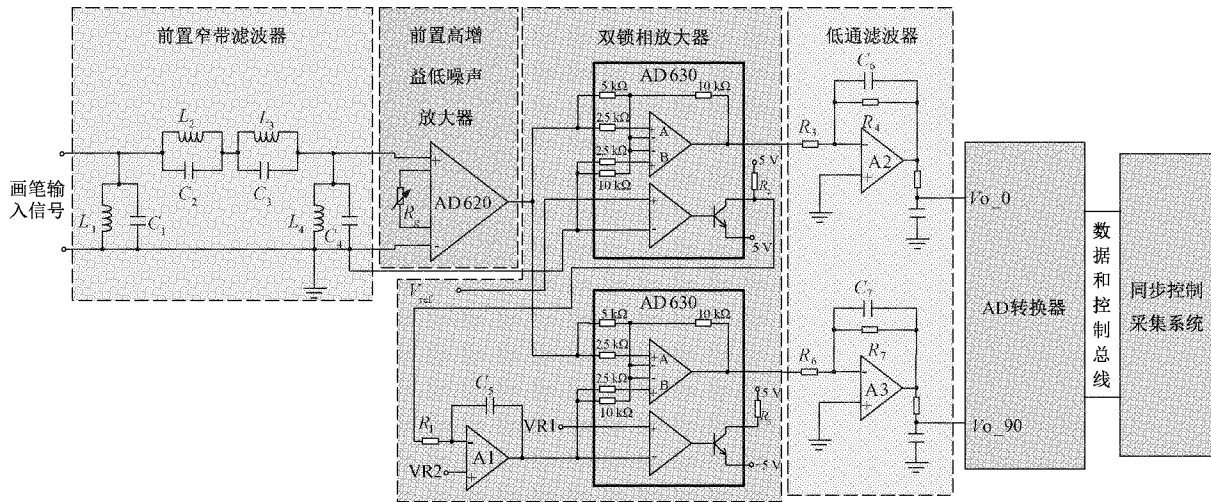


图6 微弱信号检测系统原理

$$H(s) = \frac{7.463s^5 + 8.677 \times 10^8 s^3 + 1.274 \times 10^{16} s}{s^6 + 1.259s^5 + 1.247 \times 10^8 s^4 + 1.043 \times 10^{11} s^3 + 5.154 \times 10^{15} s^2 + 2.149 \times 10^{18} s + 7.052 \times 10^{22}} \quad (2)$$

利用滤波器仿真设计软件 Filter Free 2013 设计的滤波器电路图和幅频特性曲线如图7所示。

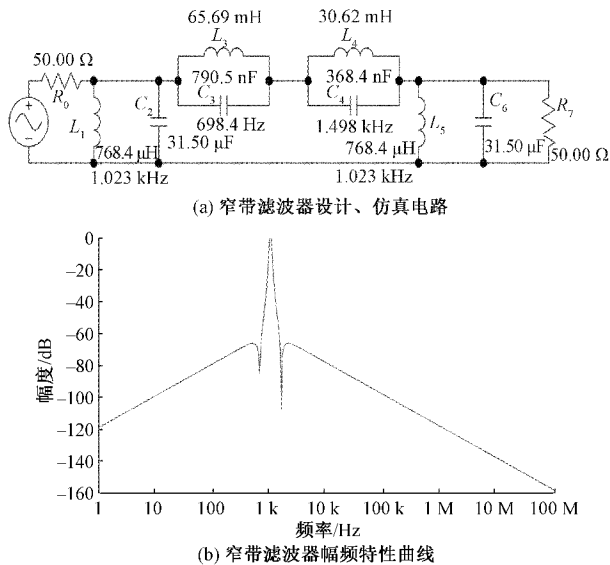


图7 窄带滤波器电路图和幅频特性

### 2)前置高增益、低噪声放大器

根据微弱信号检测原理,系统噪声系数的改善主要取决于第1级放大电路,因此第1级应采用高增益、低噪声放大器<sup>[12-14]</sup>。为了减小空间电磁波引起的外界干扰,窄带放大器和前置高增益、低噪声放大器都放置在铝制屏蔽腔内,互相之间由屏蔽同轴电缆连接。为了减小系统热噪声,前置放大电路选择 AD620 作为主放大芯片。AD620 是典型的高增益、低噪声仪用放大器芯片,其输入电压噪声在 1 kHz 时仅为 9 nV/√Hz,最大放大倍数为可达 10 000 倍。前置窄带滤波器又将检测信号的带宽限制在

50 Hz 以内,所以输入电压噪声仅为 63 nV 左右,远小于系统要求的分辨率 0.006 mV。根据 AD 转换器输入电压要求,设计 AD620 增益为 60 dB。

### 3)双锁相放大器

为了提高系统的检测精度,本设计采用正交参考信号同步下的双锁相放大电路。根据锁相放大器的工作原理,假设被测信号是由频率为  $\omega$  的正弦信号和噪声组成:

$$s(t) = A \cdot \sin(\omega t + \varphi) + e(t) \quad (3)$$

其中,  $e(t)$  为噪声信号。在已知信号频率  $\omega$  时,为了得到有用信号的幅度  $A$ ,通常利用相同频率的参考信号与被测信号进行混频,得到输出信号为:

$$o_1(t) = [A \cdot \sin(\omega t + \varphi) + e(t)] \cdot \sin(\omega t) = \frac{A}{2} \cdot [\cos\varphi - \cos(2\omega t + \varphi)] + e(t) \cdot \sin(\omega t) \quad (4)$$

由于噪声信号一般是广谱的白噪声,因此经过低通滤波器,后两项被滤掉,得到不随时间变化的直流信号:

$$o_1 = \frac{A}{2} \cdot \cos\varphi \quad (5)$$

如果已知原始信号的相位  $\varphi$ ,则可求出幅度  $A$ 。但在绝大多数情况下,原始信号的相位  $\varphi$  受到激励电路电容移相作用的影响,是未知的。因此为了准确获得信号幅度  $A$ ,再利用与原参考信号正交的参考信号与被测信号混频得到:

$$o_2(t) = [A \cdot \sin(\omega t + \varphi) + e(t)] \cdot \cos(\omega t) = \frac{A}{2} \cdot [\sin\varphi + \sin(2\omega t + \varphi)] + e(t) \cdot \cos(\omega t) \quad (6)$$

经过低通滤波器后,可得其直流分量:

$$o_2 = \frac{A}{2} \cdot \sin\varphi \quad (7)$$

因此,只需要求解式(6)即可得到被测信号的幅度。

$$o = \sqrt{o_1^2 + o_2^2} = \frac{A}{2} \quad (8)$$

在这里,利用两片 AD630 锁相放大器芯片完成两路正交参考信号的锁相放大功能。其中通过调整参考电压 VR1 和 VR2 的大小可以使两路参考信号满足正交的要求。

低通滤波器的主要作用是将混频信号中的高频分量滤除,得到两路直流电压值。系统设计了 14 位 AD 转换器(参考电压 2.5 V)将锁相放大器输出的模拟电压信号进行模数转换,最后由同步采集和控制系统中的 CPU 算出电压的幅度值。

### 3 实验与结果分析

#### 3.1 实验测量原始电位分布

虽然通过仿真能够获得电位分布规律,但是实际测量时受到接触电阻和 PCB 覆铜板电导率不均匀的影响,往往检测值与仿真结果相差很大。因此需要通过测量,预先获取各点电位分布数据。首先在  $x$  和  $y$  方向上每隔 3 mm 移动一次表笔,对于每个表笔位置,切换两次对角激励方式,获取两组测量电压值,同时记录下当前的坐标。这些数值将被预先存储在系统中,用于后续的定位算法。利用四边形的形函数进行插值,可获得有效区域内的连续电位分布。在两种电极激励模式下,实验测得 A、B 区域内各点电位分布如图 8、9 所示。

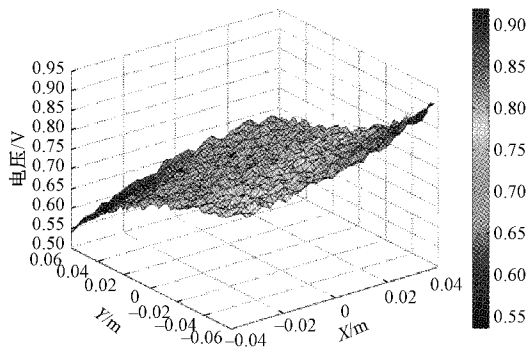


图 8 左上、右下激励下的实测电压数据

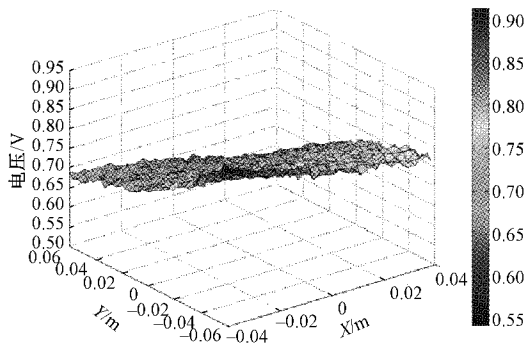


图 9 左下、右上激励下的实测电压数据

#### 3.2 基于线性插值等势线相交法的坐标计算

利用预先测量好的原始电位分布,在两种激励情况下获取两个电压值,用线性插值的等势线相交法计算两条等位线的交点,既是当前表笔的位置。该算法的详细描述如下<sup>[15]</sup>。

首先通过实验记录每一个坐标  $(x_i, y_j)$  下,分别由两种激励方式获得的电位值  $\alpha_i$  和  $\beta_j$ , ( $i \leq 41, j \leq 27$ )。实测结果如图 8(即  $\alpha_i$ )和图 9(即  $\beta_j$ )所示。

假设实测两种激励模式下的电压信号分别为  $\eta, \xi$ 。沿着与  $x$  轴平行方向,  $y$  坐标每间隔 3 mm 横向检索  $\alpha_i$ 。当  $\alpha_i < \eta < \alpha_{i-1}$  (假设  $\alpha_i < \alpha_{i+1}$ ) 或者  $\alpha_i > \eta > \alpha_{i+1}$  (假设  $\alpha_i > \alpha_{i+1}$ ) 时,利用线性差值方法记录当前的  $x$  坐标为  $x_i + 0.003 \times (\eta - \alpha_i) / (\alpha_{i+1} - \alpha_i)$  (假设  $\alpha_i < \alpha_{i+1}$ )。遍历所有与  $x$  轴平行的扫描线 ( $y$  等间隔), 获得所有等势线上点的坐标。

将  $x$  与  $y$  互换,用相同的方法获得第 2 条等势线的  $y$  坐标 ( $x$  等间隔)。

在已知两条等势线各抽样点的坐标后,分别计算两条等势线上各点之间的距离,找到两条线上距离最近的两个点。这两个点的中点即为表笔所处的位置。

线性插值的等势线相交法避开了矩形区域内复杂的有限元计算。利用预先存储好的电位分布数据,通过对离散网格点数据的扫描,确定两条等势线上的点,最后通过线性插值获取画笔接触点位置。这种算法程序简单,消耗时间短,易于实现,适合应用于小型单片机系统。

表 1 选取了 10 个坐标点的测量结果,其中前 5 个位于高精度 A 区,后 5 个位于 B 区。根据这些数据计算可得,坐标测量最大误差出现在 B 区内(第 9 个点的  $y$  轴)。其测量误差为 3.8 mm,没有超过最大误差 4 mm 的要求。并且 A 区内的测量误差也都满足小于 3 mm 的要求。

表 1 实验测量坐标与实际坐标对照表

测量序号	实际位置		计算所得位置	
	$x$	$y$	$\eta$	$\xi$
1	0	0	0.001 1	-0.001 7
2	0.021	0.012	0.023 1	0.011 2
3	-0.021	0.012	-0.021 2	0.010 3
4	-0.021	-0.012	-0.019 3	-0.014 9
5	0.021	0.012	0.023 3	0.011 7
6	0.045	0.030	0.042 4	0.033 5
7	-0.045	0.030	-0.043 5	0.032 1
8	-0.045	-0.030	-0.041 9	-0.032 3
9	0.045	-0.030	0.048 6	-0.026 2
10	0	0.030	0.002 0	0.027 7

## 4 结 论

本实验研究借助“场”、“路”耦合的分析方法,针对

PCB 手写板进行了电磁场仿真分析,确定了最佳的激励和检测模式。在此基础上设计了基于锁相放大、检测原理的画笔定位检测系统,并针对仿真结果进行了实验验证,利用实测数据表明了该设计方案的可行性和准确性。

本文以“场”、“路”耦合分析方法为核心,以有限元计算和微弱信号检测为关键技术,在一定程度上解决了在 PCB 板上对画笔精确定位的难题。但是由于在实验过程中 PCB 板和画笔之间的接触电阻会在一定程度上影响定位精度,因此进一步提高画笔和极板的导电性和长期稳定性,成为下一步实验研究的一个重要方向。另一方面,如果能够增加激励和检测的电极个数,则可利用冗余的测量数据,排除手掌接触等外部不确定因素的干扰,提高系统的鲁棒性。

### 参考文献

- [1] 曹帮琴. 基于 MSP430 的手写绘图板系统设计实现[J]. 洛阳理工学院学报(自然科学版), 2016, 26(3): 78-82.
- [2] 张程, 肖仲喆. Matlab 在“微弱信号检测技术”课程中的教学改革与探索[J]. 教育教学论坛, 2020(26): 192-193.
- [3] GUO L, ZHONG M, SONG G, et al. Incremental distorted multiplicative regularized contrast source inversion for inhomogeneous background: The case of TM data[J]. Electromagnetics, 2020, 40(6): 445-461.
- [4] 胡石根, 陆以勤. 汉字联机手写识别系统的设计与实现[J]. 计算机仿真, 2010, 27(9): 245-249.
- [5] 黄兴曼, 鄢小玫, 方祖祥. 基于相位差的电磁定位系统设计[J]. 电子测量技术, 2020, 43(8): 54-59.
- [6] 王月明, 周上, 张瑶瑶. 电磁相关法测量传感器励磁线圈轴向长度优化设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2017, 31(4): 604-609.
- [7] GUO L, LIU G, XIA H, et al. Forward procedure of magneto-acousto-electric signal in radial stratified medium of conductivity for logging models [J]. Chinese Physics Letters, 2013, 30(12): 124303.
- [8] 余亚东, 宋凯, 李海光, 等. 多通道低频电磁传感器的仿真与优化[J]. 仪器仪表学报, 2019, 40(10): 19-27.
- [9] GUO L, SONG G, WU H. Complex-valued pix2pix-deep neural network for nonlinear electromagnetic inverse scattering [J]. Electronics, 2021, 10(6): 752-752.
- [10] 韩闭军. 基于锁相放大器的微弱信号提取电路设计[J]. 中国科技论文, 2018(24): 2804-2808.
- [11] 苏鑫, 罗文广, 马超, 等. 一种双相位锁相放大电路设计[J]. 电子科技, 2012, 25(3): 75-81.
- [12] 任勇峰, 李晋涛, 李辉景, 等. 一种温度补偿的压力测量电路设计[J]. 国外电子测量技术, 2020, 39(12): 86-89.
- [13] 张志刚, 张志勇. 混沌背景下无线网络微弱信号自动检测仿真[J]. 计算机仿真, 2019, 36(1): 473-476.
- [14] 殷铸灵, 许良军. 小信号放大电路的噪声分析[J]. 机电元件, 2011, 31(6): 18-21.
- [15] 刘畅, 梁晓新, 阎跃鹏. 射频宽带低噪声放大器设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2009, 23(S1): 196-202.

### 作者简介

姜文聪, 硕士研究生, 主要研究方向为电子科学与技术、多物理场耦合与微弱信号检测等。

E-mail: jiangwencong123@163.com