

数字化提取油气润滑 ECT 系统电容值的方法研究

孙启国, 陈超洲, 杜超

(北方工业大学 机械与材料工程学院, 北京 100144)

摘要: 为了克服模拟器件的约束, 进一步提高系统的精度和速度, 提出了 3 种数字化提取 ECT 电容值的方法, 并通过软件求解出了各种数字化提取电容值的方法电容值, 最后通过 4 个评价指标综合选定数字正交解调作为最后数字解调的方案, 结果表明: 采用正交解调数字化提取电容值的方法不仅减低了系统的制作成本, 而且在系统的速度和精度方面基本达到最佳的性能。

关键词: 电容层析成像; 油气润滑; 数字化; 正交解调

Research on Methods for Extracting Digitally Capacitance Values of ECT Used in Oil-air Lubrication System

Sun Qiguo, Chen Chaozhou, Du Chao

(Mechanical and Materials Engineering College, North China University of Technology, Beijing 100144, China)

Abstract: To overcome constraints of analog devices and further improve precision and speed of the system, three methods to digitally extract ECT capacitance values are proposed and all capacitance values of three digital demodulations are solved. Finally, digital quadrature demodulator is selected as the most optimal digital demodulation by four evaluations. The results show that cost of the system is decreased and speed and accuracy of the system are improved more.

Keywords: electrical capacitance tomography; oil-air lubrication; digitized; quadrature demodulator

0 引言

电容层析成像 (ECT) 技术是 20 世纪 80 年代中期发展起来的一种基于电容敏感场场效应机理的过程层析成像技术^[1-4], 已经被广泛的运用在多相流的检测中。目前, 传统的交流层析成像系统生成的图像可以达到 250 幅/秒 (12 个电极), 对于中低速的多相流检测, 传统的 ECT 系统可以满足测量需要。本文基于油气润滑高速两相流的成像背景, 需要更快的 ECT 成像系统完成两相流的检测。在传统的 ECT 系统中, 模拟解调占据了系统大量的时间, 严重影响系统的实时性, 如果将系统中的模数转换前置, 并把信号数字化处理后进行相应的相敏解调, 不仅可以减少模拟器件的数量, 避免模拟器件导致的干扰, 而且使 ECT 系统在保持良好信噪比的情况下, 实时性能得到大幅提高。基于此种方案, 提出了 3 种不同数字解调的方法提取电容值, 并通过软件求解出了各种数字化提取电容值的方法电容值, 最后通过 4 个评价指标综合选定出适合油气润滑 ECT 系统的最佳数字解调方案。

1 数字化 ECT 系统的组成与分析

ECT 数据采集系统的组成很多文献都有提及^[5], 其功能原理如图 1 所示。

在交流 C/V 转换电路后的输出电压 $V_{out} = V_m \frac{C_x}{C_{f1}} \frac{R_{f2}}{R_1}$, 假设输入信号的幅值为 A, 那么输出电压的幅值为 KA, 其中

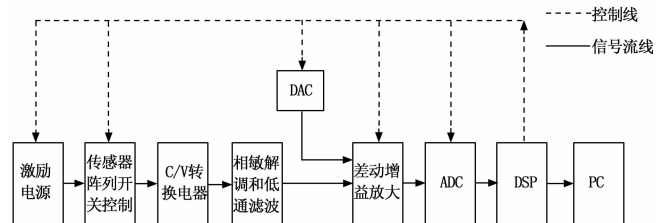


图 1 传统模拟数据采集系统的组成

$$K = \frac{C_x}{C_{f1}} \times \frac{R_{f2}}{R_1}, C_{f1}, R_{f2}, R_1 \text{ 均为已知量。}$$

由于模拟器件低通滤波器内在的特性, 无法在缩短稳定时间的同时保证精度, 成为制约系统性能提高的瓶颈提取电容值, 本文运用数字信号处理理论, 分析了 3 种现有的技术提取电容值, 即极值提取电容值、全相位频谱分析提取电容值、正交解调提取电容值, 并运用于系统之中进行评测。所谓数字提取电容值, 即将 C/V 转换电路的模拟电压值直接进入 A/D 模数转换, 在 MCU 芯片运用各种算法提取出电容值, 其功能原理如图 2 所示。

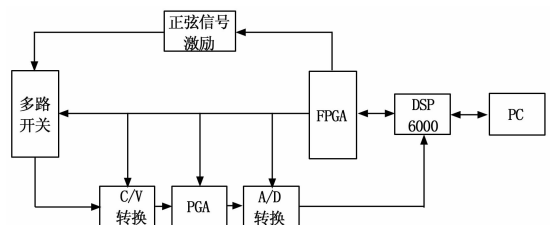


图 2 数字化数据采集系统的组成

收稿日期: 2015-08-16; 修回日期: 2015-12-07。

基金项目: 北京市属高等学校人才强教计划项目 (PHR201107109)。

作者简介: 孙启国 (1963-), 男, 教授, 主要从事摩擦学与工业润滑技术、机械系统动力学及其控制方向的研究。

2 数字化提取 ECT 系统电容值

2.1 极值提取电容值

将被测信号离散化后，通过求取最大值和最小值，然后将二者绝对值化后，求取平均值即可。假设信号为 $y = 30\cos(2\pi n f_0 / f_s + 0.1\pi)$ ，其中 f_0 为系统的频率， f_s 为采样频率。为方便比较，将系统频率 f_0 设置为 10 MHz，采样频率设置为 40 MHz，采样点数设置为 4 000，在 MATLAB 下运行程序，计算出幅值 $A=28.5317$ 。

2.2 全相位频谱分析提取电容值

2.2.1 提取的原理

全相位频谱分析的基本原理与快速傅里叶变换 (FFT) 的基本原理相似^[6]，只是当对输入信号进行 N 阶的全相位分析时，首先需要了解输入的 $2N-1$ 个数据，然后对该 $2N-1$ 个数据进行加窗重叠预处理，处理之后的数据作为 FFT 频谱分析的输入数据，分析所得的结果即为全相位频谱分析的结果。因为考虑了输入信号的所有遍历情况，故称为全相位频谱分析。

2.2.2 全相位频谱分析技术在 MATLAB 下的仿真

分别运用传统的 FFT 与全相位频谱分析技术，对激励信号同频的有用信号 $y = A\cos(\omega_0 t + \varphi)$ ， $\omega_0 = 500$ kHz 进行频谱分析，归一化后仿真结果如图 3 所示。

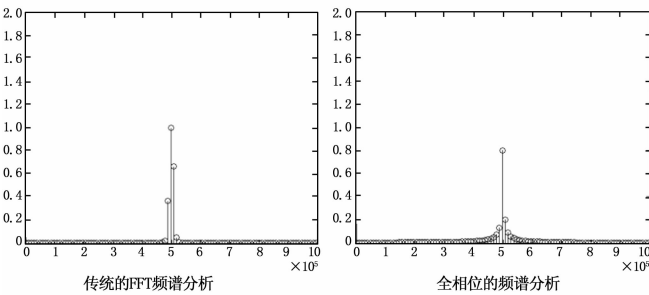


图 3 2 种不同频谱分析归一化幅频特性曲线

从仿真结果中可以看出，全相位频谱分析方法通过考虑输入信号分割的所有情况，弥补了传统 FFT 频谱分析方法只考虑输入信号分割的一种情况所带来的误差，并且具有旁瓣泄漏数目少、幅值下降的特点，提高了数据采集的精度。

将得到的频谱图用带通的数字滤波器截取出 500 kHz 的频带的幅值，即可求解出相应电极下的电容值。

2.2.3 数字滤波器 FIR 的设计

数字 ECT 系统，省去模拟解调、模拟滤波的环节，分别运用数字化解调和滤波提高系统的实时性和抗干扰性。本文需要提取的是频率为 500 kHz 的交流信号且对信号的相位有严格的要求，因此需要设计一个通带尽量窄的数字 FIR 带通滤波器对信号进行提取。

运用 MATLAB 软件对 FIR 数字带通滤波器的各个参数 (阶数 N 、窗函数的选择、采样频率 F_s) 进行优选。

本文利用窗函数法设计的 FIR 数字滤波器，选取窗函数最好满足两项要求：1) 窗谱的主瓣尽可能的窄，以获取较窄的过渡带；2) 尽量减少窗谱的最大旁瓣的相对幅度，使肩峰和波纹减小，可增大阻带的衰减。但是这两项要求不可能同时满足，必须根据实际需要进行折中选择。通过表 1 各种窗函数特性，可以得到对于本系统的 FIR 数字滤波器，汉明窗是最佳选择。

佳选择。

表 1 常见窗函数的基本参数

窗函数	旁瓣峰值幅度/dB	主瓣宽度	过度带宽	阻带最小衰减/dB
矩形窗	-13	$4\pi/N$	$1.8\pi/N$	-21
汉宁窗	-31	$8\pi/N$	$6.2\pi/N$	-44
汉明窗	-41	$8\pi/N$	$6.6\pi/N$	-53
布拉克曼窗	-57	$12\pi/N$	$11\pi/N$	-74
凯塞窗 ($\beta=7.865$)	-57	$10\pi/N$	$10\pi/N$	-80

本系统采用汉明窗设计数字带通滤波器， $f_{c1} = 495$ kHz、 $f_{c2} = 505$ kHz，A/D 采样频率为 10 MHz、20 MHz、40 MHz 可选，图 4 为 MATLAB 程序对下面的 4 种条件下的滤波器的频率仿真图形。

由图 4 的仿真结果可以得出，采样频率一定时，增加阶数 N ，可以提高数字滤波器频率的分辨率，减少带宽，加快阻带的衰减，当采样频率提高到 40 MHz 时，如果阶数 N 不相应的增加，滤波的频率分辨率反而降低，带宽增加，滤波效果降低；但是，如果增加阶数，DSP 的计算量必然加大，速度减慢，无法满足系统实时性要求。因此，本系统最终滤波器参数选用采样频率 $F_s = 10$ MHz，阶数 $N=100$ 。

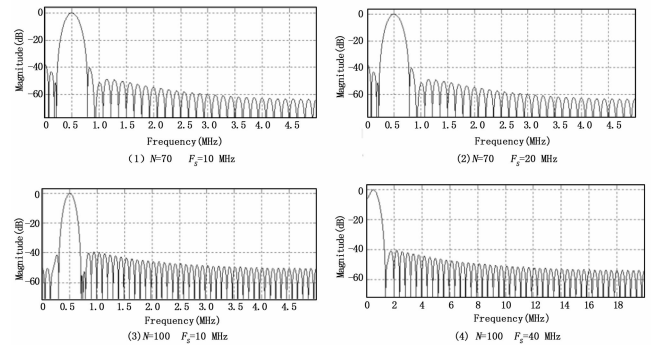


图 4 滤波器的频率仿真图

2.2.4 数字 ECT 系统的 DSP6700 程序的实现

本文运用 DSP6700 对 ECT 系统的数据进行采集：系统上电后，对 DSP 寄存器作初始化处理，运用 DSP 控制激励信号发生器芯片 MAX0038CPP 产生 500 kHz 的交流正弦信号，然后控制八选一多路模拟开关实现各电极板接源、接检测的循环切换，首先设置 1 号板为激励电极，2 号板为检测电极。将 C/V 转换后的信号进行差动补偿，可编程放大等处理后送入 AD 采样，当每一路采样达到 1 024 点时，进行一次中断处理，并将处理得到的数据存入一个双口的 RAM 中，等待 DSP 运用全相位频谱分析的算法对数据进行提取，得到电容值。依次循环，直到最后得到 28 组电容值。以 1 电极激励，2 电极检测为例，DSP 程序算法流程图如图 5 所示。

在 CCS 中运行全相位频谱分析的算法，并统计出运行时间 $t_x = 17.512 \mu s$ 。

2.3 正交解调的提取电容值

2.3.1 提取的原理

相敏解调方法有模拟解调和数字解调，本文运用数字化的正交解调的方法提取电容值。

全数字正交解调的原理如图 6 所示。

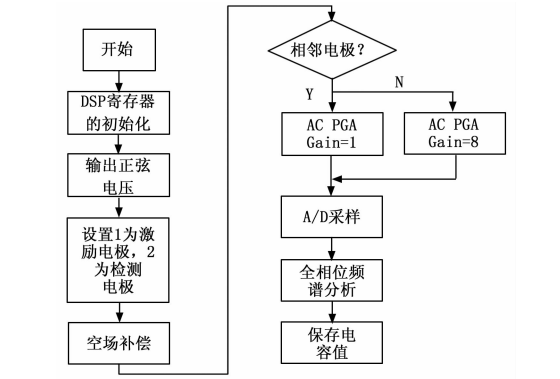


图 5 DSP 程序算法流程图

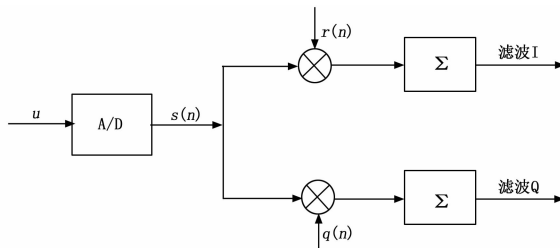


图 6 数字正交解调原理

正交解调就是将 AD 采集的信号离散化后与存储的标准的离散的同频的正弦信号和余弦信号相乘后累加, 得到两组包含信号幅值和相位的直流分量和交流分量。最后运用低通滤波滤除交流分量后反演计算得到求解信号的幅值和相位, 其计算推导如下。

$$I = \sum_{n=0}^{N-1} r(n)s(n) = \sum_{n=0}^{N-1} \cos\left(\frac{2\pi}{N}n\right)A\cos\left(\frac{2\pi}{N}n + \theta\right) = \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{N-1} [\cos\theta + \cos(\theta + \frac{4\pi}{N}n)] = \frac{A}{2} N\cos\theta + \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \cos(\theta + \frac{4\pi}{N}n) \quad (1)$$

$$Q = \sum_{n=0}^{N-1} q(n)s(n) = \sum_{n=0}^{N-1} \sin\left(\frac{2\pi}{N}n\right)A\cos\left(\frac{2\pi}{N}n + \theta\right) = \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{N-1} [\sin\theta + \sin(\theta + \frac{4\pi}{N}n)] = \frac{A}{2} N\sin\theta + \frac{A}{2} \sum_{n=0}^{N-1} \sin(\theta + \frac{4\pi}{N}n) \quad (2)$$

从推导的过程可以得出: 采用正交解调经过 $2N$ 次乘法和 $2(N-1)$ 次加法, 便可得到一个周期的解调信息。而采用全相位频谱分析进行解调至少需要 $\frac{1}{2}N\log_2^N$ 次乘法, 而乘法运算在 FPGA 中最占用资源的计算。可见, 利用全数字正交解调提高了系统的实时性。

2.3.2 MATLAB 仿真和 FPGA 下的实现

假设同样信号为 $y = 30\cos(2\pi mf_0/f_s + 0.1\pi)$, 其中 f_0 为系统的频率, f_s 为采样频率。为方便比较, 将系统频率 f_0 设置为 10^6 , 采样频率设置为 40^6 , 采样点数设置为 4000, 将正交解调的原理在 MATLAB 下运行, 可得到如图 7 所示。

在 MATLAB 中求解出的幅值, 截取稳定后的 3 970 个点, 计算其平均值为 29.532 5, 其精度得到了进一步的提高。

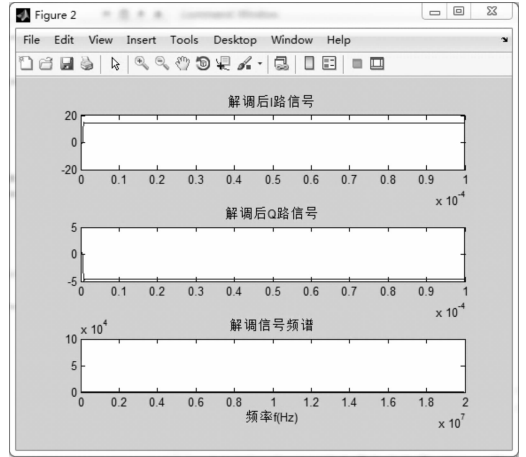


图 7 MATLAB 下正交解调算法

在 ISE 软件内运行正交解调算法, 得到的 RTL 结构图如图 8 所示。

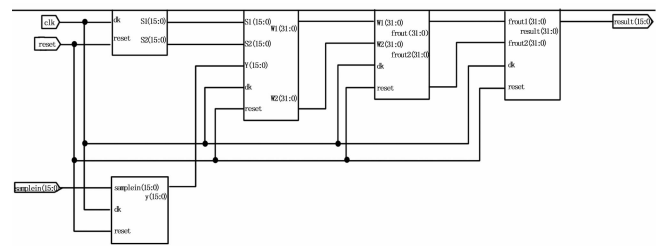


图 8 正交解调算法在 ISE 运行的 RTL 结构图

通过 ISE 运行正交解调算法统计出该算法的运行时间为 $t_x = 11.617 \mu s$ 。

2.4 种检测方法的评价体系

1) 采集电容的准确度 ϵ :

运用软件读取 3 种方案解调后得到的电容值, 并与运用 COMSOL 软件仿真传感器电容值相减后取绝对值, 得到两者的偏差曲线如图 9 所示。

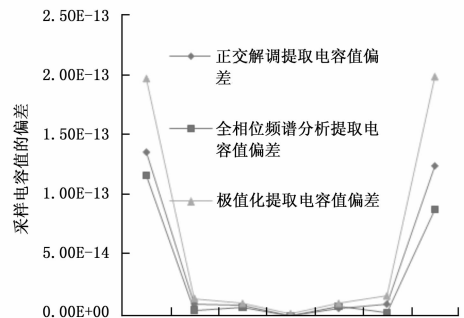


图 9 3 种不同方法提取电容值的偏差

从图 9 中可以看出, 全相位频谱分析数字采样的电容值偏差较其他 2 种方法提取电容值偏差在各个电极对之间都要小, 提高了数据采集系统采集电容值的精度。

定义采集电容的准确度 $\epsilon = \frac{\sum_{N=1} |\Delta C_N|}{N}$, 式中 ΔC_N 为采

[4] 彭 智, 谢 玲. 混合优化算法的全局收敛性分析 [J]. 北京理工大学学报, 2012, 32 (4): 435-440.
 [5] 朱奇光, 王洪瑞. IC-PSO 算法的收敛性分析及应用研究 [J]. 光电工程, 2010, 37 (4): 108-112.
 [6] 方 伟, 孙 俊, 谢振平, 等. 量子粒子群优化算法的收敛性分析及控制参数研究 [J]. 物理学报, 2010, 59 (6): 3686-3694.
 [7] 梁瑞鑫, 郑德玲. 基于区间混沌搜索的混合优化方法 [J]. 北京科技大学学报, 2002, 24 (3): 342-344.
 [8] 张 勇, 单承颖. Kent 混沌伪随机码的性能研究 [J]. 合肥工业大学 (自然科学版), 2003, 26 (2): 227-231.
 [9] Yang X S, Deb S. Cuckoo search via Lévy flights [C]. In: Proc. of the World Congress on Nature and Biologically Inspired Computing. 2009: 210-214.
 [10] 李德毅. 不确定性人工智能 [M]. 北京: 国防工业出版社, 2005.
 [11] 高 溥, 王寅杰, 李宗刚, 等. 无确定度逆向云模型新算法

[J]. 计算机应用研究, 2013, 30 (8): 2262-2265.
 [12] 代 劲, 宋 娟, 胡 娟, 等. 云模型与文本挖掘 [M]. 北京: 人民邮电出版社, 2013.
 [13] Solis F, Wets R. Minimization by Random Search Techniques [J]. Mathematics of Operations Research, 1981, 6: 19-30.
 [14] 王 凡, 贺兴时, 王 燕, 等. 基于 CS 算法的 Markov 模型及收敛性证明 [J]. 计算机工程, 2012, 38 (11): 180-185.
 [15] 王丽芳, 曾建潮. 基于微粒群算法与模拟退火算法的协同进化方法 [J]. 自动化学报, 2006, 32 (4): 630-635.
 [16] Kennedy J, Eberhart R. Particle swarm optimization [A]. Proc. of the IEEE Int' l Conf. on Neural Networks [C]. 1995: 1942-1948.
 [17] Wang F, He X S, Luo L G, et al. Hybrid optimization algorithm of PSO and cuckoo search [A]. Proc. of the 2nd Int' l Conf. on Artificial Intelligence, Management Science and Electronic Commerce (AIMSEC) [C]. 2011. 1172-1175.

(上接第 145 页)

集电容与真实电容之间的差。

则极值化提取电容准确度 $\epsilon_1 = 6.45 \times E^{-14}$, 正交解调提取电容准确度 $\epsilon_2 = 4.22 \times E^{-14}$, 全相位频谱分析数据采集的电容准确度 $\epsilon_3 = 3.26 \times E^{-14}$, 可以得出运用全相位频谱分析数据收集的电容准确度提高了近一倍。

2) 采集一组电容值所需时间 t :

模拟相敏解调是各个模块中最耗费时间约占采集系统时间的 97.9%^[7], 是影响实时性的关键因素。本文运用数字解调, 省去了相敏解调和模拟滤波模块。不仅节省了硬件成本和空间, 也使系统的采集速度得到了提高。

采集一组电容值的时间 $t = 28 \times (t_1 + t_2 + t_3 + t_x)$, 式中 t_1 为交流 C/V 转换时间, t_2 为 A/D 转换时间, t_3 为 AC-PGA 及放大器的时间, t_x 为其他模块所需时间。传统的模拟滤波和解调^[8]所需的时间 $t = 28 \times (0.36 + 0.205 + 1 + 71.3) = 2\ 040 \mu\text{s}$, 采用极值提取电容值所需时间 $t = 28 \times (0.36 + 0.205 + 1 + 8.925) = 293.72 \mu\text{s}$, 运用正交解调提取电容值所需时间 $t = 28 \times (0.36 + 0.205 + 1 + 11.617) = 369.096 \mu\text{s}$, 运用全相位频谱分析所需时间 $t = 28 \times (0.36 + 0.205 + 1 + 17.512) = 533.82 \mu\text{s}$, 可以看出数字化解调中最耗时的全相位的频谱分析比传统的模拟滤波和解调所需时间都提高 3.82 倍, 数字化解调提高了系统的实时性, 全相位的频谱分析系统的数据采集时间为 $\frac{1}{T} = 1\ 836$ 帧/s, 满足图像实时性要求。

3) 系统硬件的要求:

运用极值提取电容值的方法只需做 $N-1$ 次比较, 求出最大值和最小值, 然后绝对值化后相加取平均值即可, 运用正交解调需要做 $2N$ 次乘法和 $2(N-1)$ 次加法, 而采用全相位频谱分析进行解调至少需要 $\frac{1}{2}N \log_2^N$ 次乘法, 而乘法运算在 MCU 中最占用资源, 故采用全相位频谱分析进行解调对于 MCU 芯片的要求过高, 相应的制作成本增加。

4) 图像的成像精度的比较:

运用图 10, 并通过评价指标 $\xi = \frac{\|\hat{g} - g\|}{\|g\|}$ 计算可得: 正交解调采集的计算的误差 $\xi_1 = 38.72\%$, 而全相位频谱分析计

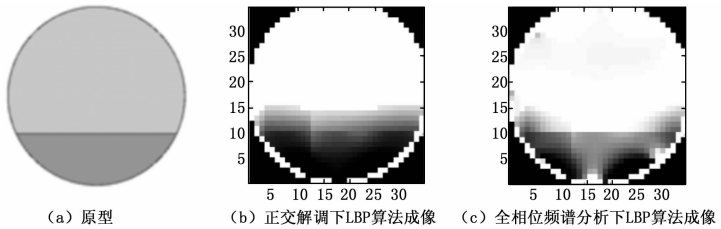


图 10 正交解调和全相位频谱分析下 LBP 算法成像

算的误差 $\xi_2 = 21.42\%$ 。

5 结论

通过 4 个评价指标体系综合比较可得, 为了提高系统的精度和速度, 并降低系统的制作成本, 采用正交解调数字化提取电容值的方法, 更适合于 ECT 系统。

数字正交解调不仅省去了相敏解调和模拟滤波模块, 节省了硬件成本和空间, 同时在采集电容的准确性、实时性、系统的硬件要求和最后图像的精度方面, 基本达到了最佳的性能。

参考文献:

[1] Beck M S, Williams. Process tomography: a European innovation and its application [J]. Meas. Sci. Technol., 1996, (7): 215-224.
 [2] 王化祥, 田莉敏. 基于 DSP 的 ECT 高速数据采集系统 [J]. 网络新媒体技术, 2007 (7): 759-762.
 [3] Cui Z, Wang H, Chen Z, et al. A high-performance digital system for electrical capacitance tomography [J]. Measurement Science and Technology, 2011, 22 (5): 055503.
 [4] Wang B, Ji H, Huang Z, et al. A high-speed data acquisition system for ECT based on the differential sampling method [J]. Sensors Journal, IEEE, 2005, 5 (2): 308-312.
 [5] 刘文字, 陈德运. 电容层析成像中微小电容检测的研究 [J]. 科技资讯, 2006, (27): 4-4.
 [6] 赵军芳. 傅里叶变换在数字图像处理中的应用 [J]. 国外电子测量技术, 2004, 23 (6): 17-20.
 [7] 崔自强, 王化祥. 提高电容层析成像系统实时性研究 [J]. 仪器仪表学报, 2010, 31 (9): 1939-1945.
 [8] 李志强. 12 电极 ECT 传感器和数据采集系统的研究 [D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2009.