JKIICE Journal of the Korea Institute of Information and Communication Engineering

한국정보통신학회논문지(J. Korea Inst. Inf. Commun. Eng.) Vol. 20, No. 1 : 175~184 Jan. 2016

# 다중채널 초음파 프로브 고장진단을 위한 커패시턴스 측정 장치 구현

강법주[1*] · 김양수[2]

# Implementation of Capacitance Measurement Equipment for Fault Diagnosis of Multi-channel Ultrasonic Probe

**Bub-Joo Kang[1*] · Yang-soo Kim[2]**

[1*]Department of Information & Communication Engineering, Dongguk University at Gyeongju, Gyeongju 38066, Korea
[2]Department of Electronic Engineering, Kumoh National Institute of Technology, Gumi 39177, Korea

## 요 약

본 논문에서는 기존의 LCR 미터에 의한 측정방식이 아니라 C/V(capacitance to voltage) 변환 방식을 이용하여 커패시턴스를 측정하는 방법을 제안하였다. 그리고 다중채널용 초음파 프로브 진단장치를 구현하기 위해 192채널들을 6개의 MUX(multiplexer) 채널로 변환하는 아날로그 MUX 회로를 설계하였다. 각각의 MUX 채널 회로별 전압을 다시 커패시턴스로 변환하는 회로특성이 다르기 때문에 각각의 MUX 채널별 디지털전압을 커패시턴스로 변환하는 변환함수를 최소 자승법을 이용하여 유도하였다. 개발된 시제품의 성능시험결과로 1회 측정시간이 4초 이내로 측정되었고, 192개 채널들의 반복적인 측정에서 최대값, 최소값, 평균값에 대한 측정 오차값이 5% 이내의 시험결과가 제시되었다.

## ABSTRACT

In this paper, we propose the method to measure the capacitances using not LCR meter but capacitance to voltage(C/V) conversion. And we design the analog MUX circuits that convert 192 channels to 6 MUX channels in order to implement the diagnosis of multi-channel ultrasonic probe. This paper derives the conversion function that converts the digital voltage of each MUX channel to the capacitance using the least squares method because the circuit characteristics that convert the voltage of each MUX channel to the capacitance are different. The developed prototype illustrates the performance test results that the measure times are measured by within 4sec and the measure error rates of maximum, minimum, and average values are within 5% in terms of the repeated measurements of all 192 channels.

**키워드** : 커패시턴스 측정, 초음파 프로브 고장진단, LCR 미터

Key word : Capacitance Measurement, Fault Diagnosis of Ultrasonic Probe, LCR Meter

접수일자 : 2015. 09. 29 심사완료일자 : 2015. 10. 23 게재확정일자 : 2015. 11. 06

*** Corresponding Author** Bub-Joo Kang(E-mail: bjkang@dongguk.ac.kr,Tel+82-54-770-2274
Department of Information & Communication Engineering, Dongguk University at Gyeongju, Gyeongju 38066, Korea

Open Access http://dx.doi.org/10.6109/jkiice.2016.20.1.175 print ISSN: 2234-4772 online ISSN: 2288-4165

ⓒThis is an Open Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License(http://creativecommons.org/li-censes/by-nc/3.0/) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.
Copyright Ⓒ The Korea Institute of Information and Communication Engineering.

## Ⅰ. 서 론

의료용 초음파 프로브의 고장여부를 진단하는 방법으로는 초음파 프로브의 커패시턴스를 측정하는 방법이 활용되고 있다. 일반적으로 의료용 초음파 프로브의 정전용량은 1000pF 이하이기 때문에 의료용 초음파 프로브의 고장여부를 진단하는 진단장치의 최대 측정범위는 2000pF 까지 측정할 수 있도록 제품이 출시되고 있다.

현재 국내에서 개발되고 있는 커패시턴스의 측정장치는 LCR 미터를 이용하여 정전용량을 측정하는 형태로써 고속 검사가 불가능하고 시스템이 고가이다. 그리고 GUI(graphic user interface)를 위해 PC가 필요하여 초소형이 불가능하며 상용화된 의료용 프로브를 위한 정전용량 측정시스템은 아직 제품으로 개발되지 않고 개발 중에 있다. 국외관련 기술 현황으로는 미국의 ACETERA만이 의료용 프로브 수리용도의 Firstcall 2000 개발을 완료하여 상용화 중에 있다. 이의 구현 단계 및 특징은 정전용량 측정을 위한 전용회로 및 알고리즘을 개발하였고 측정시간이 LCR 미터를 이용한 측정시스템보다 빠른 특징을 갖고 있다[1]. 이의 시스템은 검사결과를 저장하고 모니터링하기 위해 PC가 필요하므로 진단장치가 일체형이 아닌 분리형으로 전체 시스템은 소형화가 불가능하고 고가인 단점이 있다.

초음파 프로브를 DVM(digital volt meter)을 이용하여 커패시턴스를 측정하는 경우 초음파 프로브의 고장진단이 불가능하므로 고가의 LCR 미터를 이용하여 고장여부를 진단하게 되는데 LCR 미터는 단순한 C값만을 측정하는 것이 아니라 L 및 R 등의 특성임피던스 등을 측정하는 장비이므로 회로가 복잡하고 고가이기 때문에 초음파 프로브 진단 시스템의 회로 구성을 소형화하는 것이 불가능한 단점들이 있다.

그래서 본 논문에서는 초음파 프로브의 커패시턴스 측정에 있어 기존의 LCR 미터에 의한 측정방식이 아니라 C/V(capacitance to voltage) 변환 방식을 이용하였다[2,3]. C/V(capacitance to voltage) 변환 방식은 커패시턴스를 아날로그 전압으로 변환하는 것이고, 본 논문에서는 이의 아날로그 전압을 A/D 변환 후에 디지털전압을 다시 커패시턴스로 변환하는 형태로 커패시턴스를 측정하는 방법을 제안하였다. 또한 다중채널 초음파 프로브의 고장진단 및 커패시턴스 측정 장치를 일체형으로 구현할 수 있는 방법을 제시하였다. 192개의 채널을 수용하는 다중채널용 초음파 프로브 진단장치를 구현하기 위해 192채널을 6개의 MUX(multiplexer) 채널로 변환하는 아날로그 MUX 회로를 설계하였다. 그리고 설계된 MUX 회로별 전압을 다시 커패시턴스로 변환하는 회로특성이 다르기 때문에 각각의 MUX 채널별 디지털전압을 커패시턴스로 변환하는 변환함수를 최소자승법[4]을 이용하여 유도하였다.

본 논문은 II장에서 간략하게 다중채널 초음파 프로브의 커패시턴스 측정 장치의 하드웨어 블록 및 이에 부합하는 블록 기능을 제시하였고 III장에서는 MUX 채널 별로 디지털전압을 커패시턴스로 변환하는 함수를 최소자승법을 이용하여 유도하였다. 그리고 IV장에서는 초음파 프로브 진단장치의 세부 회로 설계 및 제작을 상세하게 제시하였고 V장에서는 초음파 프로브 진단장치의 실험결과 및 성능 등을 제시하였으며 VI장의 결론에서는 성능실험 결과를 제시하고 있다.

## Ⅱ. 다중채널 초음파 프로브의 커패시턴스 측정 장치 구성

그림 1은 다중채널 초음파 프로브의 커패시턴스측정 및 고장진단 장치의 시스템 구성도이다. 일반적으로 DVM(digital volt meter)으로 커패시턴스를 측정하는 경우에는 초음파 프로브의 고장진단을 판단할 수 있는 측정이 불가능하므로 고가의 LCR 미터를 이용하여 고장여부를 진단하게 되는데 LCR 미터는 단순히 C값만을 측정하는 것이 아니라 L 및 R 등의 특성임피던스 등을 측정하는 장비이므로 회로가 복잡하여 고가이거나 초음파 프로브의 고장여부 진단 시스템의 회로 구성을 소형화하는 것이 불가능한 단점들이 있다. 본 논문에서는 기존의 LCR 미터에 의한 측정방식이 아니라 C/V (capacitance to voltage) 변환 방식을 이용하여 커패시턴스를 측정하는 방법을 제안함으로써 다중채널 초음파 프로브의 고장진단 및 커패시턴스 측정 장치를 일체형으로 제작할 수 있는 방법을 제시하고 있다.

본 논문에서 제작하고자 하는 다중채널 초음파 프로브의 커패시턴스측정 및 고장진단 장치의 시스템은 192채널을 6채널로 변환하는 MUX회로부, 192채널의 커

패시턴스를 전압으로 변환하고 DSP칩의 ADC 동작범위에 부합하도록 전압크기를 조절하는 증폭기가 부착되어 구성된 C/V 변환회로부, 192채널 디지털전압들을 다시 커패시턴스로 변환하는 디지털신호처리부, 그리고 이의 결과를 화면에 표시하는 유저인터페이스 등으로 구성되어 있다.

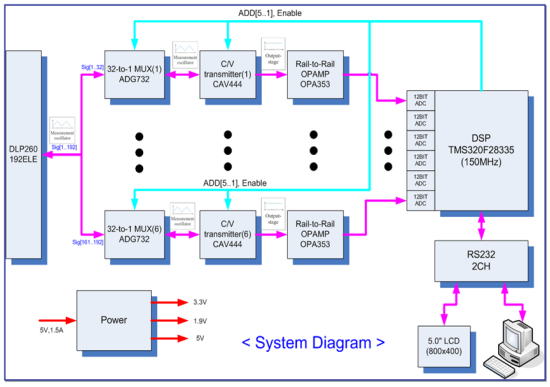


**Fig. 1** System of capacitance measurement and fault diagnosis of an ultrasonic probe

본 논문의 주요기술은 대부분 초음파 프로브의 경우 케이블까지 포함해도 커패시턴스가 1000pF을 초과하지 않으므로 기존의 C/V(capacitance to voltage) 변환기술을 이용하여 커패시턴스를 전압으로 변환한 후에 이의 디지털전압을 커패시턴스로 변환하는 알고리즘을 통하여 2000pF 이하의 커패시턴스를 측정하는 방법이다.

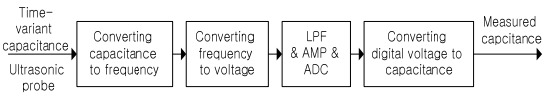


**Fig. 2** Procedure of capacitance measurement using capacitance to voltage(C/V) conversion techniques

본 논문은 직접적으로 커패시턴스를 측정하기 보다는 그림 2와 같이 커패시턴스를 주파수로 변환하고 변환된 주파수를 전압으로 다시 변환하여 전압을 커패시턴스로 변환하는 변환함수를 유도하고 이를 이용하여 커패시턴스를 측정하는 방법이다. 이의 측정기술에서 커패시턴스를 전압으로 변환하는 기술은 이미 널리 알려진 기술이고 본 논문의 주요기술은 디지털 전압을 다시 커패시턴스로 변환하는 기술이다. 실제로 커패시턴스를 주파수로 변환하는 과정과 변환된 주파수를 전압으로 변환하는 과정에 관련된 기술은 이미 CAV444 IC칩으로 구현되어 시판되고 있다[2]. 그리고 LPF(low pass filter) 필터링 과정은 커패시턴스를 전압으로 변환하는 과정에서 순간적으로 아날로그 전압이 평균값보다 크거나 작게 발생하는 경우에 대하여 평균값으로 만들어 주는 역할을 하고 증폭기 기능은 커패시턴스를 전압으로 변환하는 C/V 변환기의 동작범위와 A/D 변환기의 동작범위가 서로 달라서 C/V변환기 출력을 A/D 변환기의 동작범위에 부합하도록 증폭하는 회로이다. 본 논문의 주요기술은 디지털 전압을 커패시턴스로 변환하는 과정으로 이의 알고리즘에 대해서는 그림3에서 상세하게 설명하고 있다.

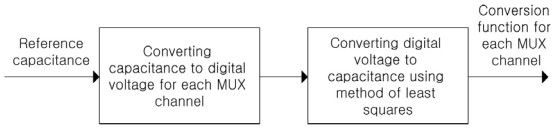


**Fig. 3** Derivation of conversion function converting digital voltages to capacitances

그림 3은 레퍼런스 커패시턴스를 이용하여 MUX 채널별 디지털전압을 커패시턴스로 변환하는 변환함수를 유도하는 과정이다. 레퍼런스 커패시턴스는 측정하고자 하는 커패시턴스 측정 범위에 부합하도록 다수의 샘플들을 선정하는데 균등한 샘플값 간격으로 레퍼런스 커패시턴스 샘플들을 선정한다. MUX 채널 별 커패시턴스를 디지털전압으로 변환하는 과정은 그림 2에서 설명한 과정과 동일하다. 이의 과정을 MUX 채널 별로 출력된 커패시턴스를 디지털전압으로 변환하는 이유는 A/D 변환기 이전에서 먹스 채널 별로 아날로그 회로(커넥터, MUX회로, C/V변환기, LPF필터) 특성이 다르기 때문에 각 먹스 채널 별로 내재하고 있는 커패시턴스 값이 일정하지 않기 때문이다. 그리고 먹스 채널 별로 디지털전압을 커패시턴스로 변환하는 과정은 먹스 채널 별로 V/C(voltage to capacitance) 변환함수를 우선적으로 생성하여야 한다. 이의 방법은 디지털전압 샘플값들과 최소의 오차를 갖는 변환함수를 추정하는 방법으로 최소자승법(method of least squares) 알고리즘에 의해 변환함수를 유도하고 있다.

## Ⅲ. MUX 채널 별로 디지털전압을 커패시턴스로의 변환함수 유도

참고문헌[4]의 최소자승법(method of least squares)을 이용하여 V/C(voltage to capacitance) 변환함수의 유도는 N개의 레퍼런스 커패시턴스 샘플들을 $y_1, y_2, y_3, \ldots, y_N$ 등으로 표현하고 이에 대응하는 디지털전압 샘플들을 $x_1, x_2, x_3, \ldots, x_N$ 등이라 할 때 레퍼런스 커패시턴스 $y_{i,i=1,2,3,\ldots,N}$와 V/C 변환함수 값 $f(x_i), i=1,2,3,\ldots,N$와의 오차를 자승한 것의 총합이 최소가 되도록 하는 방법으로 V/C 변환함수 $y=f(x)$을 구하는 것이다. 이 경우의 오차의 자승의 총합은

$$S_E = \sum_{i=1}^{N} \{y_i - f(x_i)\}^2 \tag{1}$$

으로 주어지고, $f(x)=ax+b$ 라고 가정하면 $S_E$ 는

$$S_E = \sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b)^2 \tag{2}$$

으로 주어진다. 결과적으로 $S_E$ 를 최소화할 수 있는 a와 b를 구하는 것이다.

오차의 총합인 $S_E$ 을 최소화하기 위한 a, b를 구하기 위해서는, $S_E$ 을 a,b 대해 각각 편미분한 값이 0이 되면 된다. 즉, 이의 결과는

$$\frac{dS_E}{da} = -2\sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b)x_i = 0 \tag{3}$$

$$\frac{dS_E}{db} = -2\sum_{i=1}^{N} (y_i - ax_i - b) = 0 \tag{4}$$

으로 표현할 수 있고, 식(3)과 식(4)를 간략하게 계산하면

$$a\sum_{i=1}^{N} x_i^2 + b\sum_{i=1}^{N} x_i = \sum_{i=1}^{N} x_i y_i \tag{5}$$

$$a\sum_{i=1}^{N} x_i + bN = \sum_{i=1}^{N} y_i \tag{6}$$

으로 표현할 수 있다.

식(5)와 식(6)에서 변수가 a,b인 두 개의 방정식으로 표현할 수 있고 이들의 식에서 a와 b는 Cramer 법칙에 의해

$$a = \frac{N\sum_{i=1}^{N} x_i y_i - \sum_{i=1}^{N} x_i \sum_{i=1}^{N} y_i}{N\sum_{i=1}^{N} x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{N} x_i\right)^2} \tag{7}$$

$$b = \frac{\sum_{i=1}^{N} x_i^2 \sum_{i=1}^{N} y_i - \sum_{i=1}^{N} x_i \sum_{i=1}^{N} x_i y_i}{N\sum_{i=1}^{N} x_i^2 - \left(\sum_{i=1}^{N} x_i\right)^2} \tag{8}$$

으로 주어진다.

따라서 본 논문에서는 N개의 레퍼런스 커패시턴스 샘플들, $y_1, y_2, y_3, \ldots, y_N$ 과 N개의 디지털 전압 샘플들 $x_1, x_2, x_3, \ldots, x_N$ 이 주어졌을 때 $y_i$와 $f(x_i)$와의 오차의 총합을 최소화하는 변수 a와 b을 식(7)과 (8)을 이용하여 구할 수 있다.

## Ⅳ. 세부 회로 설계 및 제작

### 4.1. 아날로그 MUX 로직 회로 설계

의료용 초음파 프로브는 심장 진단용에 많이 사용되는 Phased 프로브를 제외하면 모두128채널 이상으로 구성되어 있으므로 동시에 모든 채널을 검사하는 것은 하드웨어 구현이 복잡해지고 시스템 제작비용도 많이 올라가 제품화시 타사와 가격적인 경쟁력에서 문제가 될 수 있다. 왜냐하면 기존의 제품과 같이 모든 채널에 구조적인 스위치인 릴레이를 이용하여 MUX를 구성할 경우 채널 수 만큼 릴레이가 필요하고 각 릴레이 제어를 위한 I/O 신호가 필요하여 제품 단가가 높아지고 릴레이로 구성할 경우 제품의 소형화도 달성할 수 없는 단점을 갖고 있다.

따라서 본 논문에서는 프로브 수리를 위한 자가 검증 시스템을 개발할 목표로 설정한 검사시간 및 가격 경쟁력 등을 고려하여 192개의 채널들을 6개의 채널들로 변환하는 아날로그 MUX를 이용하여 시스템 소형화 및 저가 진단 시스템을 실현하는 회로를 설계하였다.

본 논문에서는 소형화와 소비전력 등 여러 가지를 고려하여 Relay을 대신하여 적용한 MUX 로직 설계에서는 참고문헌[5]의 아날로그 디바이스에서 제공하는 32-채널 MUX ADG732 IC를 이용하여 192개의 채널들을 6개의 채널들로 변환하는 아날로그 MUX 회로를 설계하였다. 또한 의료용 초음파에서 사용되는 2D(two-dimensional) 프로브는 일반적으로 192개의 채널들을 초과하지 않으므로 개발된 시스템은 최대 192개의 채널까지 자가 검사가 가능하다. 자가 검사 시스템의 소형화, 가격 경쟁력 및 처리 속도 등을 고려하여 6개의 MUX 채널을 동시에 검사할 수 있도록 병렬처리구조로 시스템을 구성하였다. 이의 MUX는 DSP 프로세서의 GPIO(general purpose input output) 핀으로 실시간 제어가 가능하도록 설계하였고 표 1은 192개의 채널을 6개의 MUX 채널로 변환되는 진리표를 보여주고 있다. 이의 진리표에서 192개 채널들의 MUX 입력을 일련의 순서에 따라 MUX 회로를 설계하지 않은 이유는 MUX에 입력되는 PCB상에 입력회로선의 길이를 거의 동일하게 설계하기 위해 일련의 순서에 따라 MUX 회로를 설계하지 않게 되었다.

### 4.2. C/V(Capacitance-to-Voltage) 변환 회로 설계

일반적으로 의료용 초음파 프로브의 커패시턴스 값은 최대 1000pF (케이블 커패시턴스 포함) 미만으로 아주 작은 값을 갖고 있다. 전기회로에서 커패시턴스를 측정하기 위해서는 LCR alxj, 임피던스 측정기 또는 네트워크 분석기가 필요하다. 본 논문에서는 자가 검사용 측정 시스템을 개발할 목적이므로 이러한 계측기는 사용할 수 없어 용이하게 커패시턴스를 측정할 수 있는 회로를 개발하였다. 또한 일반적인 커패시턴스를 측정하는 방법으로 평형브릿지, 임피던스 측정 등 여러 가지 방법이 있지만 구현된 시스템은 C/V(capacitance-to-voltage) IC인 CAV444를 이용하여 간단하고 정교한 아날로그 회로를 설계하였다[3]. 이의 CAV444 IC는 측정하고자 하는 커패시턴스 값에 따른 내부 오실레이터의 발진 주파수를 변화시켜 미지의 커패시턴스를 전압으로 변화시켜 주는 IC소자이다. CAV444의 동작을 살펴보면 먼저 측정하고자 하는 커패시턴스에 따라 내부에 있는 RC 발진회로에서 1 KHz~130 KHz 까지 삼각파형을 만들고 측정 커패시턴스 값에 따라 이의 주파수 범위에서 발진 주파수가 변화한다. 삼각파형 형태의 오실레이터 출력은 F/V (frequency-to-voltage) 변환기를 통해 DC 전압으로 변환되며 순간적으로 변화된 전압 및 칩 내부에 있는 잡음 등은 저역통과필터를 걸쳐 제거한 후에 OP AMP를 통해 신호를 증폭하여 얻어진 최종 출력이 DSP의 ADC로 보내진다. CAV444를 이용하여 18pF에서부터 2200pF까지 커패시턴스 측정이 가능하고 의료용으로 사용되는 초음파 프로브의 경우 케이블까지 포함해도 1000pF가 초과하지 않는다. 이에 근거하여 측정 커패시턴스의 정밀도와 측정범위를 높

**Table. 1** The truth table converting 192 channels to 6 MUX channels

| Address | On Element | | | | | | Address | On Element | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A[4..0] | CH0 | CH1 | CH2 | CH3 | CH4 | CH5 | A[4..0] | CH0 | CH1 | CH2 | CH3 | CH4 | CH5 |
| 0 | 60 | 72 | 84 | 36 | 48 | 96 | 16 | 54 | 21 | 78 | 30 | 42 | 88 |
| 1 | 59 | 71 | 83 | 35 | 47 | 95 | 17 | 53 | 20 | 77 | 29 | 41 | 186 |
| 2 | 58 | 70 | 82 | 34 | 46 | 94 | 18 | 52 | 19 | 76 | 28 | 40 | 185 |
| 3 | 12 | 148 | 120 | 132 | 144 | 192 | 19 | 6 | 63 | 114 | 126 | 138 | 184 |
| 4 | 11 | 147 | 119 | 131 | 143 | 191 | 20 | 5 | 62 | 113 | 125 | 137 | 178 |
| 5 | 10 | 69 | 118 | 130 | 142 | 190 | 21 | 4 | 61 | 112 | 124 | 136 | 177 |
| 6 | 104 | 68 | 156 | 164 | 172 | 93 | 22 | 100 | 18 | 152 | 160 | 168 | 87 |
| 7 | 103 | 67 | 155 | 163 | 171 | 92 | 23 | 99 | 17 | 151 | 159 | 167 | 86 |
| 8 | 57 | 24 | 81 | 33 | 45 | 91 | 24 | 51 | 16 | 75 | 27 | 39 | 85 |
| 9 | 56 | 23 | 80 | 32 | 44 | 189 | 25 | 50 | 108 | 74 | 26 | 38 | 183 |
| 10 | 55 | 22 | 79 | 31 | 43 | 188 | 26 | 49 | 107 | 73 | 25 | 37 | 182 |
| 11 | 9 | 146 | 117 | 129 | 141 | 187 | 27 | 3 | 15 | 111 | 123 | 135 | 181 |
| 12 | 8 | 145 | 116 | 128 | 140 | 180 | 28 | 2 | 14 | 110 | 122 | 134 | 176 |
| 13 | 7 | 66 | 115 | 127 | 139 | 179 | 29 | 1 | 13 | 109 | 121 | 133 | 175 |
| 14 | 102 | 65 | 154 | 162 | 170 | 90 | 30 | 98 | 106 | 150 | 158 | 166 | 174 |
| 15 | 101 | 64 | 153 | 161 | 169 | 89 | 31 | 97 | 105 | 149 | 157 | 165 | 173 |

이기 위해 최대 1000pF 까지 측정할 수 있도록 회로를 구성하였다. C/V 변환기로부터 나오는 신호는 Rail-to-Rail OP AMP에서 외부 노이즈에 강한 차동 신호로 받아 DSP칩 내부에 있는 ADC 입력 레벨에 맞도록 증폭한다.

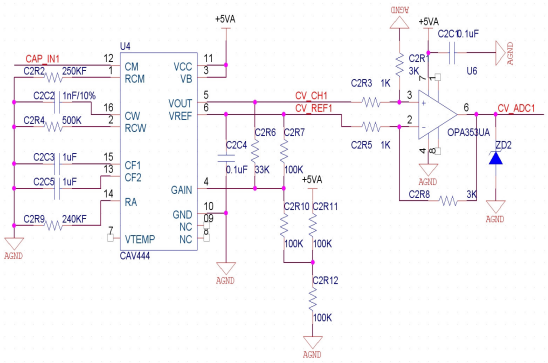


**Fig. 4** Circuit diagram of C/V converter

그림4는 CAV444 IC을 이용하여 커패시턴스를 V전압으로 변환하는 과정에서 DSP 칩과의 인터페이스를 위한 Rail-to-Rail OP AMP를 설계한 것이다. 그림4에서 CV_CH1에서 나오는 값이 커패시턴스 측정값인데 이의 값은 DC 전압값이고 1Vptp로 CV_REF 신호를 기준으로 설정하여 변동한다. 본 논문에서 설계한 그림4의 회로 설계도에서 CAV444의 출력인 CV_CH1의 출력은 1Vptp이므로 동적범위가 3Vptp인 DSP ADC의 입력동적범위에 적합하도록 Rail-to-Rail OP AMP을 추가적으로 설계하였다.

### 4.3. DSP HW 및 SW 설계

C/V 변환회로에서 나오는 아날로그 신호를 DSP 칩 내부에 있는 ADC를 통해 디지털 신호로 변환하여 고속 DSP 칩에서 MUX 채널별 보정을 위한 신호처리 알고리즘을 개발하였다. 주요하게 개발된 알고리즘은 C/V 변환회로를 통하여 커패시턴스가 전압으로 변환되고 이의 값이 디지털 값으로 변환한 후에 다시 커패시턴스 값으로 변환하는 알고리즘이다. 신호처리부에 사용될 DSP 칩은 TI사의 TMS32F28335를 사용하고 TI사에서 제공하고 있는 실시간 디버깅인 Code Composer 컴파일 환경을 구축하여 알고리즘 개발을 수행하였다[6-9]. TMS320F28335 DSP 칩은 여러 개의 내부 및 외부 인터럽트를 제공한다. 인터럽트 플래그(interrupt flag) 레지스터는 소프트웨어로 읽기와 쓰기를 할 수 있기 때문에 소프트웨어 인터럽트 및 각 레지스터의 비트들에 대한 소프트웨어 폴링이 가능하다.

TMS320F28335가 내장하는 세 개의 타이머를 이용한 인터럽트는 소프트웨어적으로 처리되는 외부 인터럽트의 일종이다. 타이머 인터럽트는 타이머 글로벌 컨트롤 레지스터, 피리어드 레지스터, 카운터 레지스터 등을 사용하여 원하는 시간 간격으로 임의의 인터럽트를 가능하도록 해준다. 통산 어떤 시간 간격으로 인터럽트가 필요한 경우, 인터럽트의 필요한 모드에 따라 타이머 글로벌 컨트롤 레지스터 값을 설정해주고, 필요한 만큼의 시간에 해당하는 값을 피리어드 레지스터에 설정해주면 타이머 카운터 레지스터는 자동으로 0으로 리셋된 후 인터럽트가 발생한다. 타이머 인터럽트가 동작할 때 사용되는 내부 기준 클록 주파수로 시스템 클록으로는 125MHz이고 DSP의 외부 클록 주파수인 25MHz를 내부 PLL에서 5배로 체배하여 만든다. 인터럽트 신호 주파수는 내부 기준 클록 주파수와 피리어드 레지스터 값에 의하여 결정된다. 본 논문에서 사용하는 인터럽트는 A/D 변환 완료 인터럽트와 동작 상태를 표시하기 위한 타이머 인터럽트, 그리고 PC 및 터치 LCD와 통신을 위한 시리얼 인터럽트(SCIRXIN)를 사용하였다.

본 논문에서 개발된 MUX 회로는 측정 속도 향상 및 소형화를 위해 6개 MUX 채널의 병렬로 구성하였다. 각 채널은 PCB 패턴 길이의 차이, 회로 구성에 들어가는 전자부품의 특성 및 수동소자(저항, 콘덴서 등)의 오차로 인해 측정값이 조금씩 다르므로 채널 간 보정이 필요하다. 채널 보정은 측정 커패시턴스의 범위에 일정 간격으로 레퍼런스 커패시턴스 값을 측정하고 이를 이용하여 V/C 변환함수를 유도하고 모든 채널이 같은 값이 되도록 V/C 변환함수를 사용하여 보정하였다.

그림 5는 개발한 측정장비에 의해 측정한 레퍼런스 커패시턴스값이다. 이의 변환함수는 초음파 프로브가 갖고 있는 커패시턴스가 1000 pF 이하이기 때문에 레퍼런스 커패시턴스값에 따라 커패시턴스를 전압으로 변환하고 이의 아날로그 값을 디지털 값으로 변환한 결과를 보여주고 있다. 6개의 MUX 채널에 제시된 값들은 측정장비의 PCB 패턴 길이의 차이, 회로 구성에 들어가는 전자부품의 특성 및 수동소자(저항, 콘덴서 등)의 오차로 인해 측정값이 조금씩 다르므로 채널 간 보정이

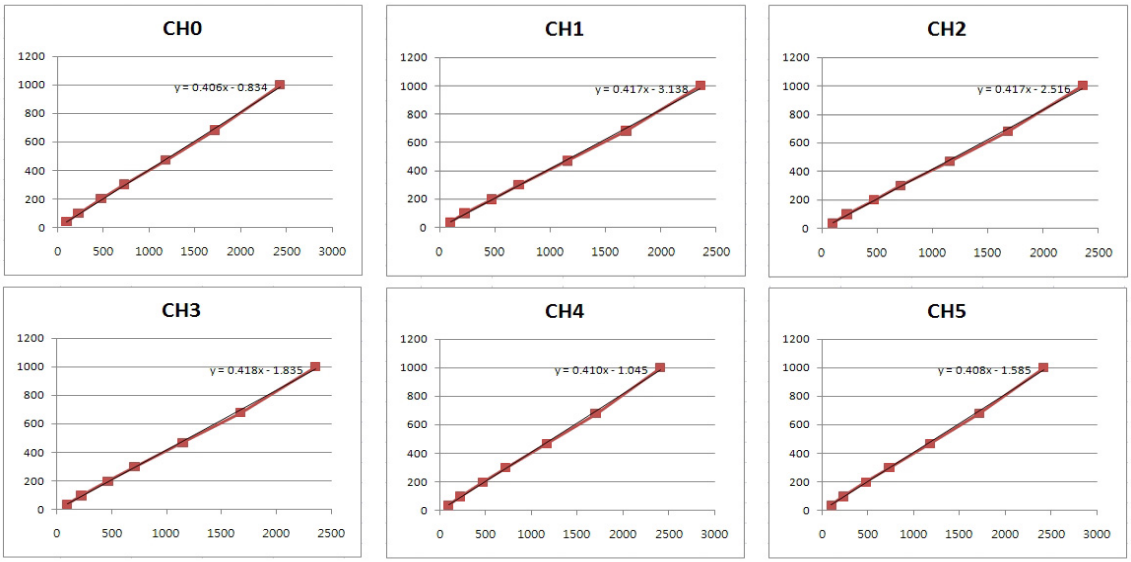


**Fig. 5** Voltage to capacitance(V/C) conversion function according to each channel

이루어진 값이다. 즉 측정장비의 각 MUX 채널이 갖는 CAV444 IC 전단의 커패시턴스 오프셋을 제거하고 난 후의 값이다. 그림 5와 같이 모든 채널의 레퍼런스 측정값은 거의 선형성을 갖고 있지만 채널별 오프셋 값이 존재한다. 따라서 모든 채널이 동일한 값을 갖도록 하기 위해 측정된 데이터를 이용하여 보정계수를 구하여 채널별 측정 오차가 없도록 해야 한다. 이러한 레퍼런스 측정값을 이용한 방법은 채널별 보정뿐만 아니라 시스템 보정에서도 활용함으로 별도의 시스템 보정이 필요하지 않다.

그림 5에서 세로축은 측정 커패시턴스값을 나타내고 가로축은 측정 전압값을 나타내는 채널별 전압을 커패시턴스로 변환하는 보정함수이다. 이의 함수들은 거의 동일한 특성함수를 갖지만 측정장비의 PCB 패턴 길이의 차이, 회로 구성에 들어가는 전자부품의 특성 및 수동소자(저항, 콘덴서 등) 등의 오차로 인하여 채널별 약간의 다른 특성을 보이고 있다. 이의 채널별 특성함수는 측정장비의 제작과정에서 한번 측정하게 되면 향후에는 이의 보정에서 전압을 커패시턴스로 변환하는 V/C 변환함수를 활용하면 된다. 초음파 프로브의 경우 커패시턴스 값이 최대 1000pF를 넘지 않으므로 1000pF 이상은 고려할 필요가 없지만 측정장비의 경우 최대 1500pF까지 측정할 수 있도록 회로가 구성되었다.

초음파 프로브의 구성은 스위칭 박스, 케이블, 세라믹 모듈 등 세 가지로 나눌 수 있다. 스위칭 박스는 초음파 메인 시스템과 연결하기 위해 ITT Cannon 커넥터가 내장되어 있다. 커넥터 종류로는 DL260, DL156, MiniDLP, DLP408 등이 많이 사용되고 있으며 제조사는 시스템의 종류에 따라 적당한 커넥터를 설정한다. 본 논문에서 선정한 커넥터는 DL260으로 이를 이용하여 시스템을 개발하였고 다른 커넥터를 사용하는 경우 별도의 변환기판을 추가하여 모든 종류의 초음파 프로브 검사가 가능하도록 하였다. DL260외에 다른 커넥터를 사용할 경우 변환기판 신호라인의 패턴 길이가 다르므로 채널별 커패시턴스 값도 달라진다. 따라서 이러한 패턴 길이에 따른 채널별 오차를 없애기 위해서는 모든 채널의 보정이 꼭 필요하다.

구현된 시스템의 보정방법은 변환기판을 연결한 상태에서 한번 측정을 하고 커넥터 종류 별로 커패시턴스를 측정하여 종류별 커패시턴스 값을 DSP 내부 메모리에 저장하고 있다가 측정할 때 마다 저장된 값으로 보정해준다. 초음파 프로브 제조공정에서도 케이블의 커패시턴스를 제거한 순수한 세라믹 모듈의 커패시턴스 값을 측정할 때도 캘리브레이션 기능이 유용하게 사용되고 있다.

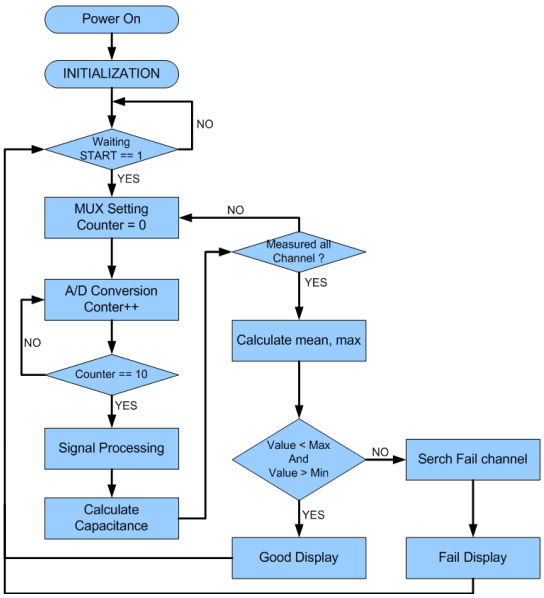


**Fig. 6** Flow chart for fault diagnosis system of an ultrasonic probe

그림 6은 초음파 프로브의 고장진단 시스템 S/W 순서도이다. 커패시턴스를 전압으로 변환하는 CAV444 IC로부터 들어오는 아날로그신호 DC 전압 값을 증폭한 후에 DSP 내부에 있는 12bit ADC를 통해 디지털신호로 변환한다. 이때 시스템 노이즈를 최소로 하기 위해 10번 반복하여 측정한 후 평균값을 구한다. 192개의 모든 채널들에 대하여 10번의 반복 측정이 끝나면 초음파 프로브의 각 채널마다 평균값, 최소값, 최대값을 구하고 사용자가 설정한 검사 조건을 비교하여 양호 혹은 불량을 판정한다. 불량과 양호의 판정은 측정된 평균값에서 사용자가 설정한 최대 및 최소로 허용한 값보다 높거나 작으면 불량으로 판정한다. 본 논문에서는 평균값보다 최대값 및 최소값이 10% 초과하면 해당 채널이 불량으로 판정하도록 판정기준을 설정하였다. 불량으로 판정된 프로브는 불량채널 및 측정된 커패시턴스 값을 LCD에 표시하도록 하였다.

## Ⅴ. 초음파 프로브 진단장치의 실험 결과

의료용 초음파 프로브 채널의 커패시턴스 값은 프로브 성능을 평가하고 판단하는 주요한 요소이다.

오류가 없는 초음파 프로브는 모든 채널의 커패시턴스 값이 일정해야 하며 동일 모델의 프로브는 같은 커패시턴스 값을 가져야 한다. 따라서 의료용 초음파 프로브의 고장진단 장치에 대한 성능 평가는 여러 번에 걸쳐 동일한 검사 조건으로 실험하여 동일한 커패시턴스 값을 보이는 검사결과의 재현성이 확보되어야 한다.

그래서 본 논문에서는 의료용 초음파 프로브의 고장진단 장치를 제작한 후에 성능검사를 위한 시험조건을 다음과 같이 설정하였다. 192개의 모든 채널에 대하여 10회 측정을 수행하고 이의 측정값들에 평균값을 구하고 이의 평균값보다 10% 이상 초과하거나 미만인 측정값(최대값, 최소값)을 보이는 채널들이 오류가 있음을 판정하는 형태로 실험조건을 설정하였다. 그래서 본 논문의 성능실험에서는 의료용 초음파 프로브의 고장여부를 판단하기 위해 평균값을 벗어난 최대값과 최소값의 오차는 10pF로 설정하였다.

본 논문에서 시행한 성능실험으로는 192개의 엘리먼트(채널)을 갖는 초음파 프로브를 시험함에 있어 93번째와 95번째의 어댑터 연결에 미세한 커패시턴스 오류값을 발생시키고 183번째, 189번째, 그리고 191번째 엘리먼트에 대해서는 Pin 연결을 단락시켜 놓은 형태로 시험환경을 구성하였다.

그림 7의 측정결과에서 초음파프로브의 채널 별 커패시턴스를 보여주는데 첫 번째로 측정한 192개의 채널 별 커패시턴스 측정값을 보여주고 있다. 그리고 그림 8은 연속해서 10회를 측정하였는데, 10번째 측정한 채널별 커패시턴스를 보여주고 있다.

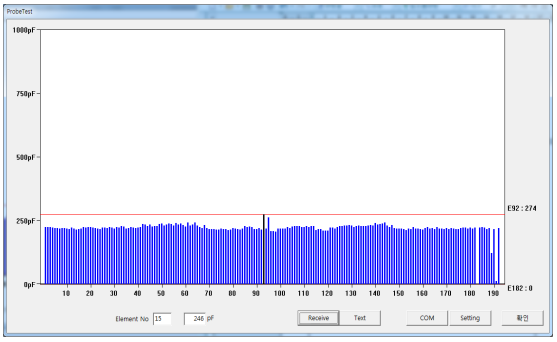


**Fig. 7** The first measurement results for 192 channels of an ultrasonic probe

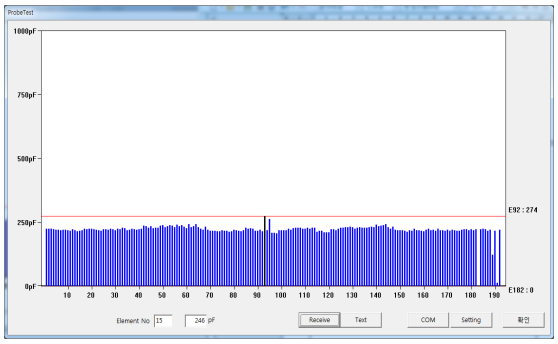


**Fig. 8** The tenth measurement results for 192 channels of an ultrasonic probe

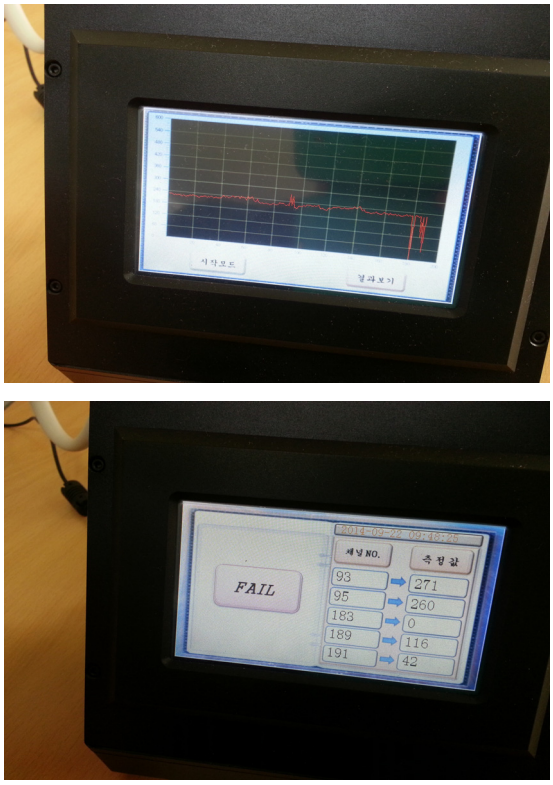


**Fig. 9** Diagnostic result of an ultrasonic probe based on the test conditions

그림 9는 제작한 진단장치를 이용하여 초음파 프로브를 측정한 결과이다. 위쪽 사진은 전체 엘리먼트들에 대한 커패시턴스를 2차원 그래프 형태로 보여주고 있고 아래쪽 사진은 엘리먼트(채널) 별의 양호 혹은 불량 여부를 판단하는 조건에서 불량으로 판단된 채널번호와 불량 채널에 해당하는 커패시턴스 값을 표시하고 있다. 아래쪽 사진에서는 93번째 채널은 271 pF, 95번째 채널은 260pF, 183번째 채널은 0pF, 189번째 채널은 116pF, 그리고 191번째 채널은 42pF으로 초기에 설정한 최대값과 평균값의 차이 10pF 그리고 최소값과 평균값의 차이 10pF를 벗어난 엘리먼트(채널)들로 불량으로 진단된 결과이다.

이외에도 성능실험으로는 측정시간(검사속도)이 주요한 성능 메트릭이 되는데 본 논문에서는 1회 측정시간을 6sec 이내로 설정하였다. 측정시간은 초음파 프로브의 1회 측정하는데 걸리는 시간을 의미하는데 성능시험결과로 1회 측정시간이 4sec 이내로 측정되었고, 192개 채널들의 반복적인 측정에서 최대값, 최소값, 평균값에 대한 측정 오차값이 5% 이내의 우수한 재현성능을 보여주었다.

## Ⅵ. 결 론

본 논문에서는 기존의 LCR 미터에 의한 측정방식이 아니라 C/V(capacitance to voltage) 변환 방식을 이용하여 커패시턴스를 측정하는 방법을 고안함으로써 다중채널 초음파 프로브의 고장진단 및 커패시턴스측정 장치를 일체형으로 구현할 수 있는 방법을 제시하였다. 또한 기존의 초음파프로브 고장진단 장치는 PC와 진단장치가 분리된 형태의 구조를 갖는 반면에 본 논문에서는 PC와 진단장치가 분리된 형태뿐만 아니라 GUI개발을 통하여 일체형의 구조를 갖는 초음파프로브 진단장치를 개발하였다.

또한 본 논문을 통하여 얻어진 커패시턴스 측정기술은 초음파 프로브 고장진단 뿐만 아니라 커패시턴스 측정을 활용하는 모든 산업분야에 활용될 수 있는 대체기술이므로 이에 대한 활용분야를 확장할 예정이다. 본 논문의 초음파프로브 고정진단 장치의 성능목표는 국외 Sonora사보다 더 높은 검사 속도를 설정하여 개발된 시제품으로 실험결과에서 Sonora의 제품보다 4초 정도의 빠른 측정시간을 보이고 소형화 및 일체형의 구조적인 성능뿐만 아니라 측정시간 측면에서도 기존의 제품보다 우수한 성능을 보여주고 있다.

## REFERENCES


[1] Greg Amorese, "LCR/Impedance Measurement Basics," 1997 Back to Basics Seminar, HEWLETT PACKARD(HP), 1997.

[2] Wei-min Chen, "An application for measurement of water-in-oil percentage based on capacitance to voltage signal convert integrate circuit CAV424," *Journal of China Institute of Metrology,* pp. 94-96, September 2003.

[3] Manufacturer Specifications: Converter IC for Capacitive Signals-CAV44. Available: http://www.analogmicro.de/en/products/ics/cuconverter/cav444/.

[4] M-K Jeong etal., "The compensation algorithm for localization using the least-squares method in NLOS environment," KICS, Vol.37B, No.04, pp. 309-316, April 2012.

[5] Xianming Xiong, "The design of film thickness measure system based on capacitance sensor," *2010 International Conference on Intelligent Computing and Integrated Systems (ICISS)*, pp. 334 - 336, 2010.

[6] TMS320F28335 Floating-Point 32bit Micro-controller Data Manual, SPRS439M, Texas Instruments, August 2012. Available: http://www.ti.com.

[7] Hardware Design Guidelines for TMS320F28xx and TMS320F28xxx DSCs, SPRAAS1C, June 2015. Available: http://www.ti.com.

[8] Programming TMS320x28xx and 28xxx Peripherals in C/C++, SPRAA85D, January 2013. Available: http://www.ti.com.

[9] TMS320x2833x Analog-to-Digital Converter (ADC) Module, SSPRU812A, October 2007. Available: http://www.ti.com.

### 강법주 (Bub-Joo Kang)

1996년: 연세대학교 전자공학과(공학박사)
1988년2월 ~ 2001년2월: ETRI 책임연구원(팀장)
2001년3월 ~ 현재: 동국대학교 경주캠퍼스 정보통신공학과 교수
※관심분야: Cognitive Radio, 신호처리 및 측정 시스템, 무선통신시스템

### 김양수 (Yang-Soo Kim)

2001년: 금오공과대학 전자통신공학과(석사)
2011년: 금오공과대학 전자통신공학과(박사수료)
2013년 ~ 현재: 키스텍 대표이사
※관심분야: 아날로그 회로설계, 신호처리 및 측정 시스템