

RLS 알고리즘을 이용한 원격 RF 센서 시스템의 정전용량 파라메타 추정

論 文

57-5-20

Capacitive Parameter Estimation of Passive Telemetry RF Sensor System Using RLS Algorithm

金 璟 燁* · 李 浚 柝†
(Kyung-Yup Kim · John-Tark Lee)

Abstract - In this paper, Capacitive Telemetry RF Sensor System using Recursive Least Square (RLS) algorithm was proposed. General Telemetry RF Sensor System means that it should be "wireless", "implantable" and "batterless". Conventional Telemetry RF Sensor System adopts Integrated Circuit type, but there are many defects like complexity of structure and the limitation of large power consumption in some cases. In order to overcome these disadvantages, Telemetry RF Sensor System based on inductive coupling principle was proposed in this paper. Proposed Telemetry RF Sensor System is very simple because it consists of R, L and C and measures the changes of environment like pressure and humidity in the type of capacitive value. This system adopted RLS algorithm for estimation of this capacitive parameter. For the purpose of applying RLS algorithm, proposed system was mathematically modelled with phasor method and was quasi-linearized. As two parameters such as phase and amplitude of output voltage for estimation were needed, Phase Difference Detector and Amplitude Detector were proposed respectively which were implemented using TMS320C2812 made by Texas Instrument. Finally, It is verified that the capacitance of proposed telemetry RF Sensor System using RLS algorithm can be estimated efficiently under noisy environment.

Key Words : Recursive Least Square Algorithm, Telemetry RF Sensor, Inductive Coupling, TMS320C2812, Phasor Method

1. 서 론

일반적으로 센서는 여러 종류의 물리량을 검지, 검출하거나 판별, 계측하는 소자로서 다양한 플랜트 내에서 인간의 오감 역할을 하며 정보처리시스템의 판단을 위한 자료들을 제공하고 있다[1]. 이러한 센서는 에너지절약, 자원 절약, 생산부문의 고효율화, 각종 기기의 고성능화, 교통통제의 고도화, 재해 방재 시스템의 효율화 등 사회 각 부문의 요구를 충족시키기 위해 다양한 종류의 개발 및 기능개선을 이루어 왔다.

최근 RFID 기술의 발전과 더불어 유비쿼터스 서비스의 하드웨어적 기반으로 RFID 기반의 센서(이하 RF 센서) 기술이 부각되고 있다. 이는 미국, 일본, 한국에서 RFID 기술과 관련된 특허출원의 약 50% 이상이 센서분야에서 이루어지는 것을 통해 알 수 있다[2]. 기존의 센서와는 달리 RF 센서는 탑재된 칩을 이용하여 수집된 정보를 처리할 수 있으며 이를 구동하기 위한 별도의 구동전력을 센서 내에 구비할 필요가 없는 장점이 있다.

현재 RF 센서는 측정된 데이터를 판독하는 방식을 기준으로 3가지 정도로 분류될 수 있는데, 첫째는 공진주파수를

이용하는 방식이며, 둘째는 임피던스 위상을 이용하는 방식 그리고 셋째는 집적회로(IC)를 이용하는 방식이 있다[3][4]. 첫째와 둘째 방식은 정해진 입력주파수 범위에 대해 공진주파수와 위상의 변화를 측정하여 센서 측의 파라메타를 추정하는 것으로 비교적 간단한 구조를 가지고 근거리 측정에 적합하며 IC 방식에 비해 적은 전력소모를 가진다[5]. 셋째 방식은 센서 측에 IC 칩을 내장하여 AD 컨버터를 통해 수집된 데이터를 자체 모델을 사용하여 판독기에 전송하는 것으로 앞의 두 방식에 비해 복잡한 센서 구조를 가지며 다른 방식에 비해 전력을 많이 소모하나, 비교적 원격전송이 가능하며 현재 가장 광범위하게 사용되고 있는 형태이다[5].

최근 RF 센서는 군사 분야, 보안 분야, 건물 관리 분야 및 의료 분야에서 폭넓게 활용되고 있다[6]. 특히 뼈성장 감시, 혈압 감시, 안압 감시와 같은 목적으로 의료 분야에서 활발히 개발되고 있다. 의료 목적의 센서 시스템은 인체에 이식되는 특성상 그 크기와 출력에 제한을 받는다. 미국 국립표준연구소에서는 인체에 이식되는 전자 시스템의 RF 출력을 $10[mW/cm^2]$ 로 제한하고 있다[7].

본 연구에서는 비교적 근거리에서 사용될 수 있고, 전력을 적게 소모하며, 잡음환경에서도 정밀하게 측정할 수 있는 정전용량형 RF 센서 시스템을 구현하고자 한다. 이를 위해 간단한 구조와 적은 전력 소모량의 특징을 가지는 공진 주파수 및 임피던스 위상 모델에서 사용되는 유도결합원리를 이용한 모델을 채택한다. 하드웨어로 구현된 원격 RF 센서 시스템에서 정전용량 파라메타를 추정하기 위해 필요한 출

* 學生會員 : 東亞大 工大 電氣工學科 博士課程

† 교신저자, 正會員 : 東亞大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

E-mail : jtleee@dau.ac.kr

接受日字 : 2008年 1月 8日

最終完了 : 2008年 3月 10日

력전압의 위상과 진폭을 측정하기 위해 TMS320C2812기반의 위상차감지장치, 진폭감지장치를 제안한다. 잡음에 의해 오염된 관측 데이터를 비교적 정확히 추정하기 위해 오차제곱합의 수렴특성을 지닌 RLS 알고리즘을 적용한다. 각종 환경측정 - 습도, 압력 등-에 실제 활용되는 정전용량형 센서를 장착한 RF 센서 시스템을 구현함으로써 실제 환경에 사용하기 적합한 시스템으로서의 효용성을 검증하고자 한다.

2. 본 론

2.1 제안된 원격 RF 센서 시스템 모델

보편적인 원격 RF 센서 시스템은 IC 칩을 내장한 형태로 그림 1과 같이 크게 Reader부와 Sensor부로 구성되어 있다[5].

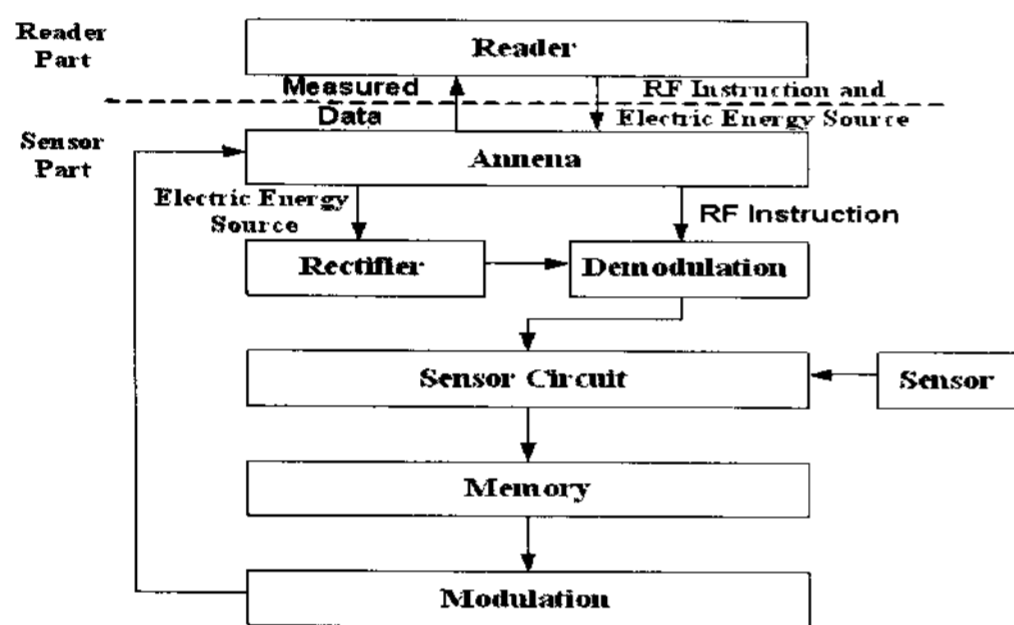


그림 1 기존의 원격 RF 센서 시스템의 블록도
Fig. 1 Block diagram of Traditional RF Sensor System

Reader부는 데이터 수집을 시작하도록 명령하고 센서부에 에너지를 전달하며 센서부에서 수집한 데이터를 취합하는 기능을 한다. Sensor부는 대상체에 이식되어 데이터를 수집하며 이를 수행하기 위해 그림 1과 같이 자체 내 상당히 복잡한 모듈을 작은 회로 내에 포함하고 있어야 하며, 수집데이터의 양과 전송속도의 증가에 따라 비례해서 전력을 소모하게 된다[5]. 본 연구에서는 보다 간단한 회로를 구성하고 저 전력 소모특성을 가지는 센서 시스템을 구현하기 위해 그림 2와 같은 유도결합원리를 이용한 모델을 제안하여 시스템을 구성하였다.

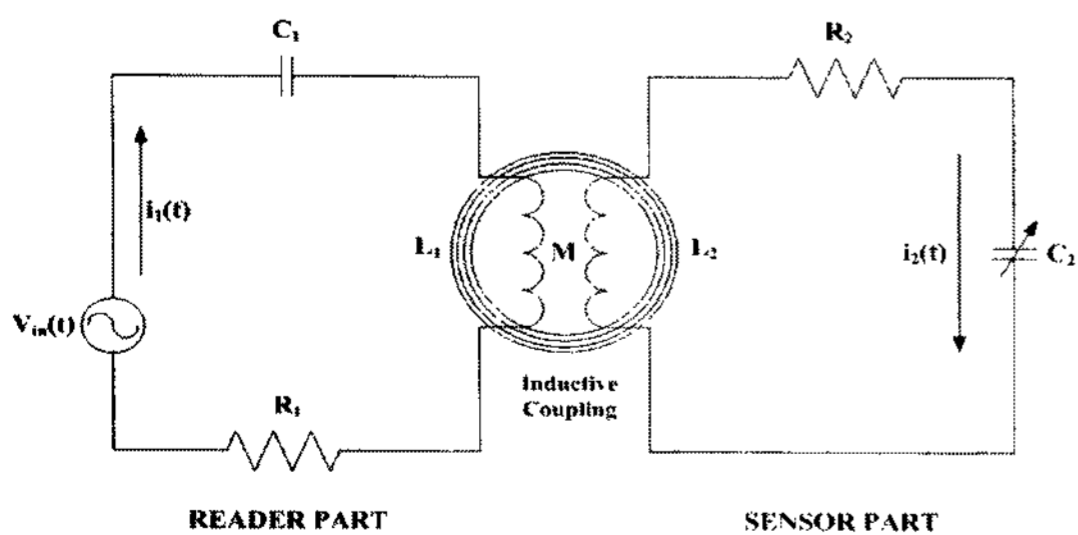
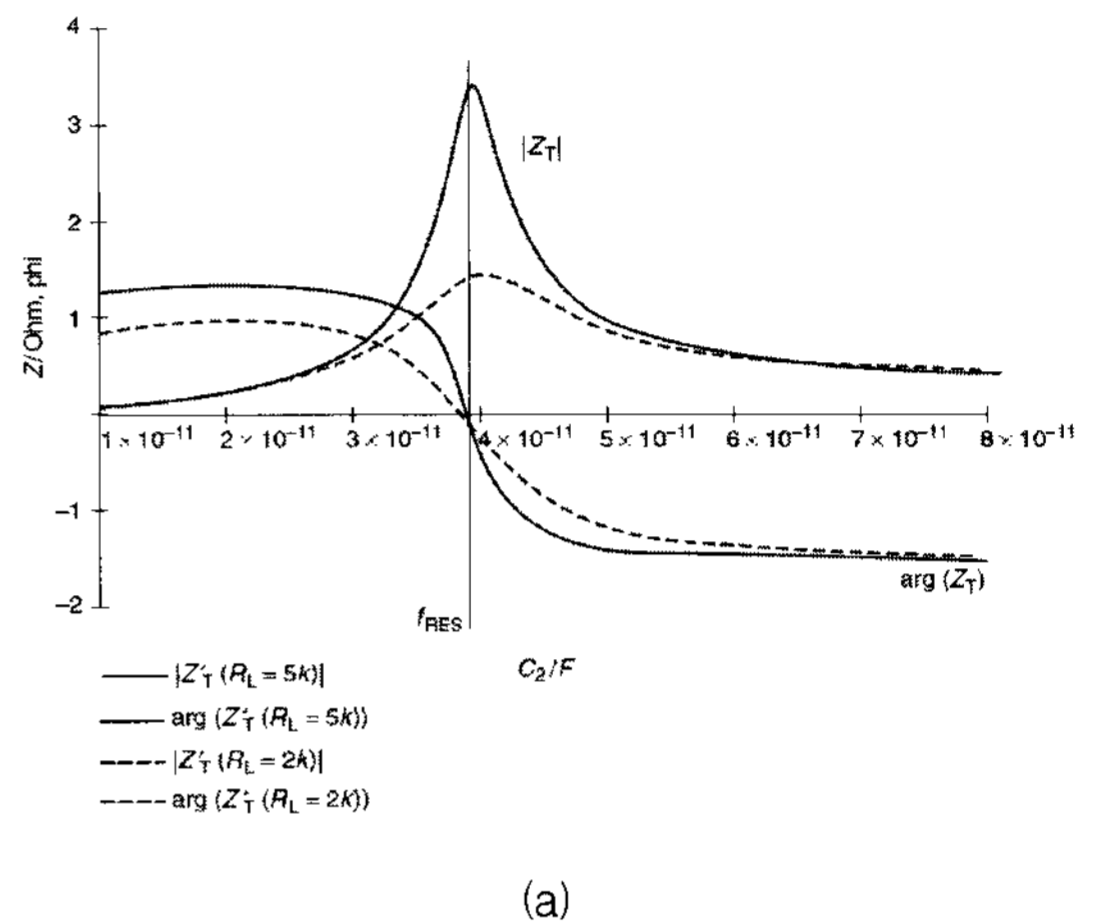
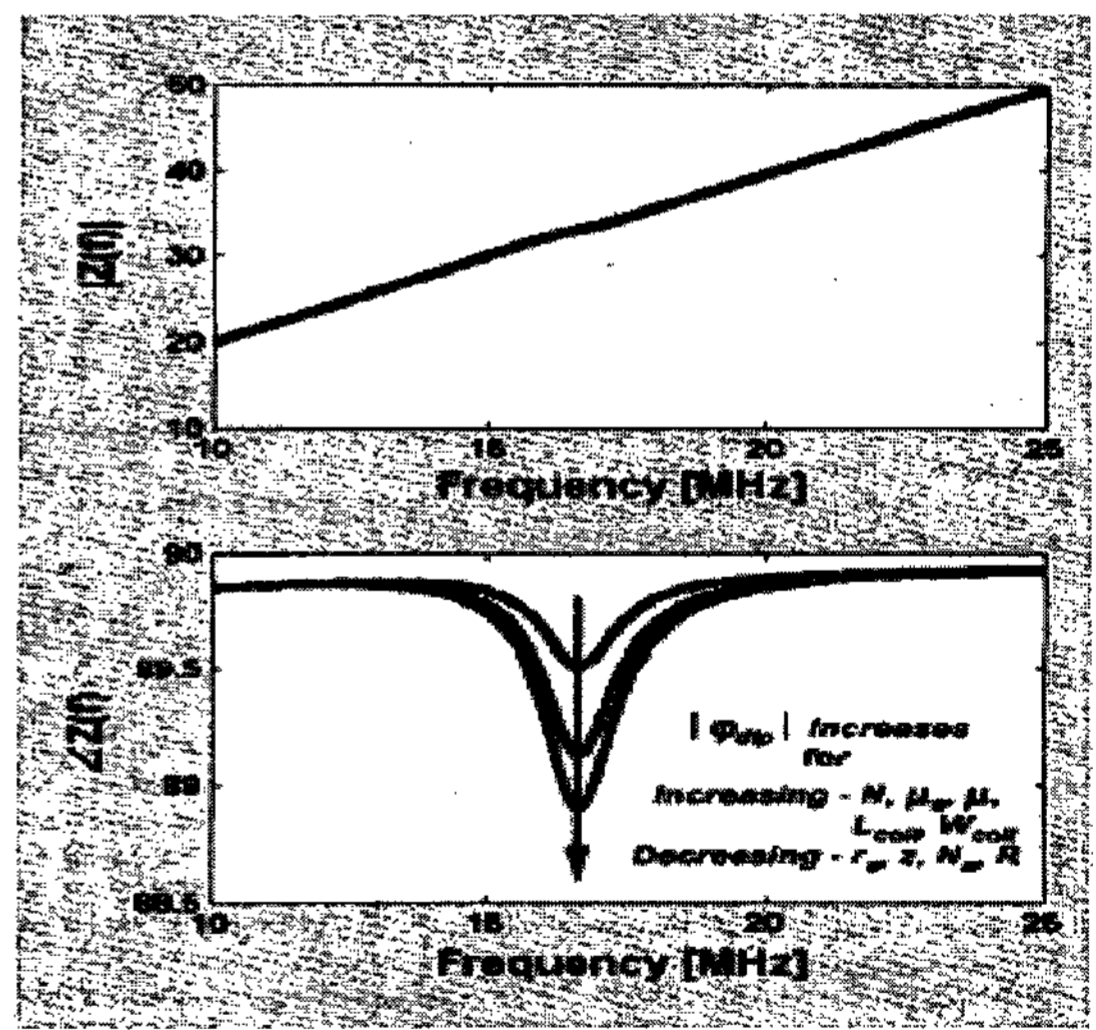


그림 2 유도결합원리에 따른 원격 RF 센서 시스템
Fig. 2 Passive Telemetry RF Sensor System Based on Inductive Coupling Principle

제안된 모델은 기존의 모델과 동일하게 크게 데이터를 처리하는 Reader부와 대상체에 이식되어 데이터를 수집하는 Sensor부로 나뉜다. 그림 2에서 볼 수 있듯이 Reader부가 R, L 그리고 C로만 이루어져 있어 그 구성이 비교적 간단하여 소형으로 제작이 가능하며, 수동소자로만 이루어져 있어 전력을 적게 소모한다. 또한 Sensor부에 설치된 정전용량 센서값 C₂를 그림 3과 같이 시스템 임피던스의 크기나 위상을 최소로 나타내는 주파수를 이용하는 다양한 방법을 사용하여 판독할 수도 있다[3][4].



(a)



(b)

그림 3 (a) 공진주파수를 이용하는 방식 b) 임피던스 위상을 이용하는 방식

Fig. 3 (a) Data Estimation using the Resonance Frequency (b) Data Estimation using the Phase of System Impedance

본 연구에서는 제안된 시스템의 정전용량형 센서값 C₂를 판독하기 위해서 시스템의 수학적 모델을 이용할 수 있으며, 구현이 용이한 RLS 알고리즘을 적용할 것이다. 이를 위해 제안된 시스템을 수학적으로 모델링해야하며 이를 용이하게

하기 위하여 그림 4와 같이 등가모델로 바꾸어 고려하도록 한다.

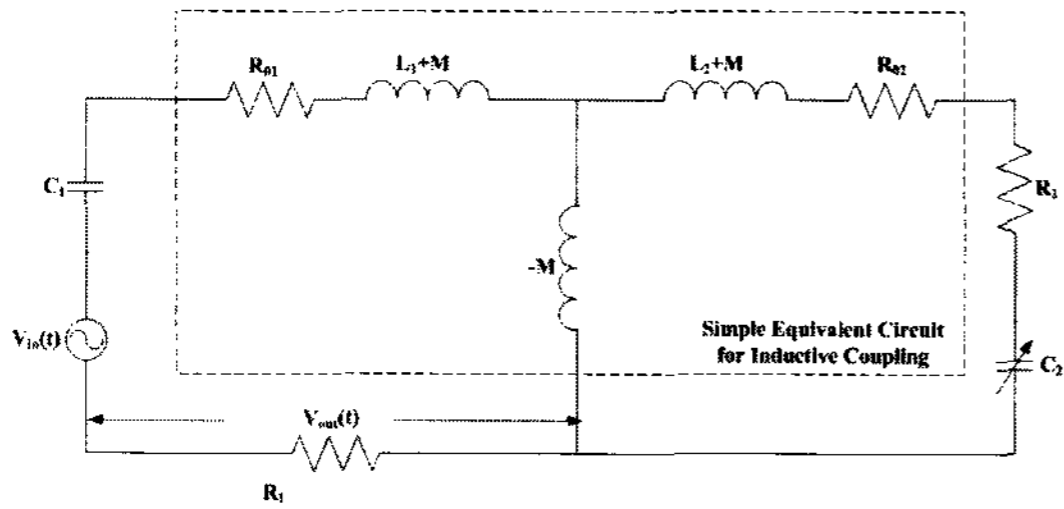


그림 4 제안된 원격 RF 센서 시스템의 등가회로
Fig. 4 Equivalent Circuit of Proposed RF Sensor System

이 등가모델은 본 연구에서 제안한 시스템의 유도결합부분을 점선박스 내의 회로로 대체한 것이다. 특별히, 그림 4에서 R_1 양단의 전압강하값 $V_{out}(t)$ 는 정전용량형 센서값 C_2 와 유도결합정도에 따라 값이 변하는 상호인덕턴스값 M 의 변화에 따라 크기와 위상값이 바뀌는 파라메타 C_2, M 에 종속되는 함수이다. 이 함수는 등가모델을 통해 수학적으로 쉽게 유도될 수 있으며, 실제 측정이 가능하므로 본 연구에서 사용할 RLS 알고리즘을 적용할 대상모델로 선정된다. 또한, 앞서 말한 $V_{out}(t)$ 의 크기와 위상에 대한 기술을 용이하게 하기 위해 이후 모든 물리량을 페이지로 표현하기로 한다. 먼저, 입력 전압 V_{in} 측에서 구동해야 할 구동임피던스를 구해보면 식(1)과 같다.

$$Z_{Total} = R_{01} + R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + \frac{(\omega M)^2}{R_{02} + R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})} \quad (1)$$

여기서, ω 는 입력 전압 $V_{in}(=V\angle 0[rad])$ 의 각주파수 [rad/sec]고, M 은 상호결합계수[H]이며, R_{01} 와 R_{02} 는 각각 Reader부와 Sensor부의 내부 저항값이다. 따라서, 그림 4의 등가회로에서 R_1 양단의 전압강하값 V_{out} 은 식 (2)와 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{V}_{out} &= \frac{\dot{V}_{in} \cdot R_1}{Z_{Total}} \quad (2) \\ &= \frac{V \cdot R_1}{R_{01} + R_1 + j(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1}) + \frac{(\omega M)^2}{R_{02} + R_2 + j(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2})}} [V] \end{aligned}$$

페이지 형태로 얻어진 R_1 양단의 전압강하 V_{out} 은 실수부와 허수부로 나누기 위해 식 (3) ~ 식 (5)로 재배열된다.

$$\frac{1}{\dot{V}_{out}} = \frac{R_{01} + R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) + \frac{(\omega M)^2}{R_{02} + R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}}{V \cdot R_1} \quad (3)$$

$$\frac{V \cdot R_1}{\dot{V}_{out}} - R_{01} - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) = \frac{(\omega M)^2}{R_{02} + R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \left(\frac{V \cdot R_1}{\dot{V}_{out}} - R_{01} - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} &= \frac{R_{02} + R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}{(\omega M)^2} \\ &= \frac{R_{02} + R_2}{(\omega M)^2} + j \left(\frac{L_2}{(\omega M)^2} - \frac{1}{\omega^3 C_2 M^2} \right) \quad (5) \end{aligned}$$

식 (5)의 좌·우변은 실수부와 허수부로 분리될 수 있으며, 아래와 같은 두 개의 방정식 식 (6)과 식 (7)으로 정리된다.

$$Re \left(\left(\frac{V \cdot R_1}{\dot{V}_{out}} - R_{01} - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right) = \frac{R_{02} + R_2}{(\omega M)^2} \quad (6)$$

$$Im \left(\left(\frac{V \cdot R_1}{\dot{V}_{out}} - R_{01} - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right) = \frac{L_2}{(\omega M)^2} - \frac{1}{\omega^3 C_2 M^2} \quad (7)$$

미지의 파라메타 C_2, M 을 추정하기 위해 채택한 RLS 알고리즘은 그림 4로부터 새롭게 얻어진 추정모델 식 (6)과 (7)에 적용되며, 실제 RLS 알고리즘은 일차 선형 형태의 방정식에 적용 가능하므로 식 (8)과 같이 설계행렬(Design Matrix) A 및 회귀계수 X 그리고 계측된 출력변수 Z 로 재배열될 필요가 있다.

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

혹은 (8)

$$Z = AX$$

이다. 여기서, 모델의 각 파라메타에 대한 정의는 표 1과 같다.

표 1 설계행렬 A , 회귀계수 X 및 출력변수 Z

Table 1 Design Matrix A , Regressive Coefficient X and Output Z

z_1	$Re \left(\left(\frac{V \cdot R_1}{\dot{V}_{out}} - R_{01} - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right)$		
z_2	$Im \left(\left(\frac{V \cdot R_1}{\dot{V}_{out}} - R_{01} - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right)$		
x_1	$1/M^2$	x_2	$1/C_2 M^2$
a_{11}	$(R_{02} + R_2)/\omega^2$	a_{12}	0
a_{21}	L_2/ω	a_{22}	$-1/\omega^3$

2.2 RLS 알고리즘을 이용한 파라메타 추정

그림 4의 등가회로로부터 유도된 새로운 모델 식 (8)에서 미지의 회귀계수 X 는 RLS 알고리즘을 이용하여 추정될 수 있다 [10]. 계측된 N 개의 입출력 데이터쌍 $\{A(k); Z(k), k=1, 2, \dots, N\}$ 을 만족하는 회귀계수 X 는 식 (9)~식 (11)으로 표현되는

RLS 알고리즘에 의해 추정되어진다.

$$\hat{X}(k) = \hat{X}(k-1) + K(k)(Z(k) - A(k)\hat{X}(k-1)) \quad (9)$$

$$K(k) = P(k)A^T(k) \quad (10)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda}(P(k-1) - P(k-1)A^T(k)(\lambda I + A(k)P(k-1)A^T(k))^{-1}A(k)P(k)) \quad (11)$$

여기서, $\hat{X} = [\hat{x}_1 \ \hat{x}_2]^T$ 이고, $\hat{Z} = [\hat{z}_1 \ \hat{z}_2]^T$ 이며, λ 는 망각율을 나타낸다. 식 (9)에 따르면 추정된 회귀계수 \hat{X} 는 매 샘플마다 계측된 입출력 데이터 쌍을 이용하여 주기적으로 업데이트된다. 이는 그림 5과 같이 도식적으로 표현가능하다.

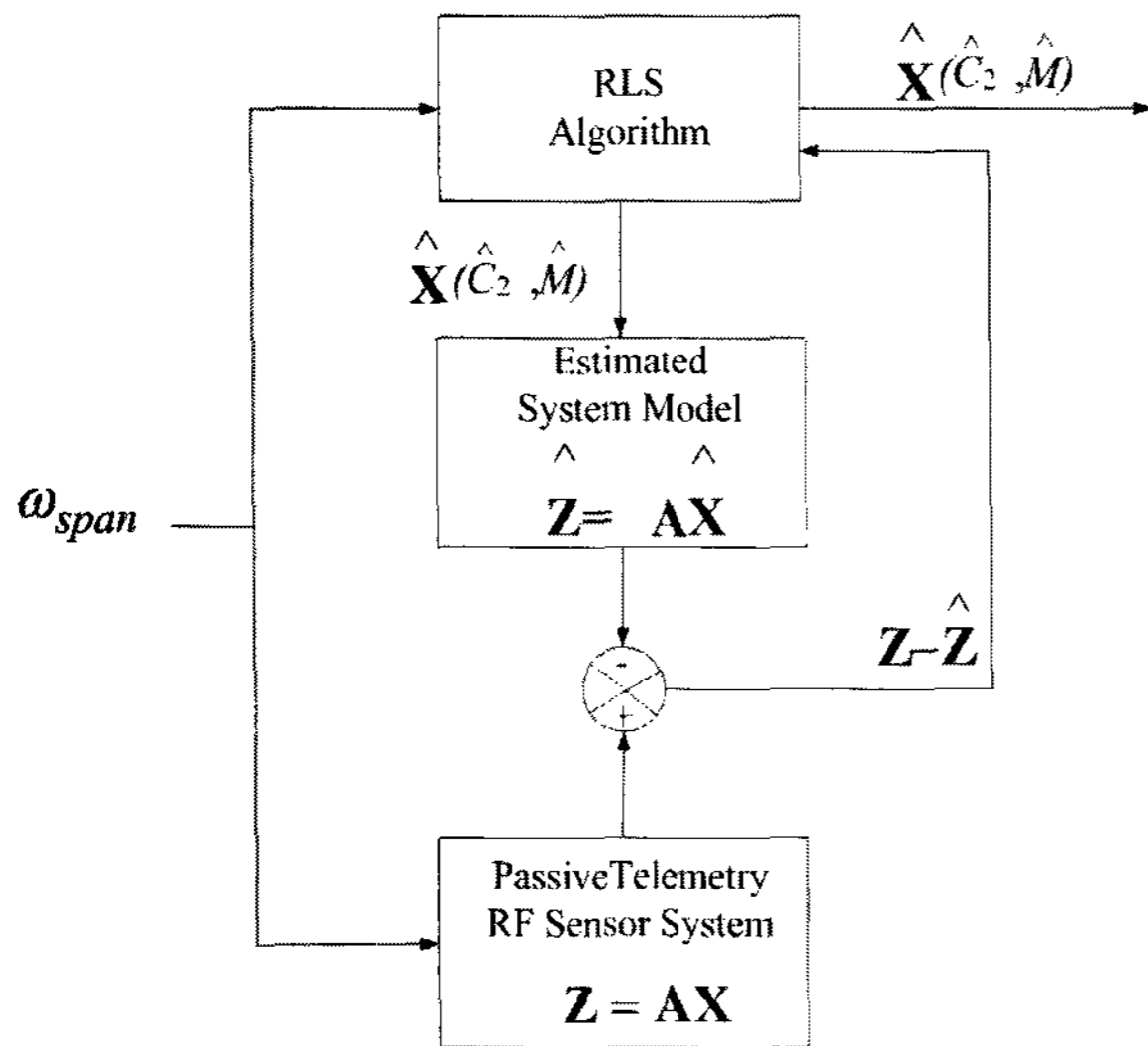
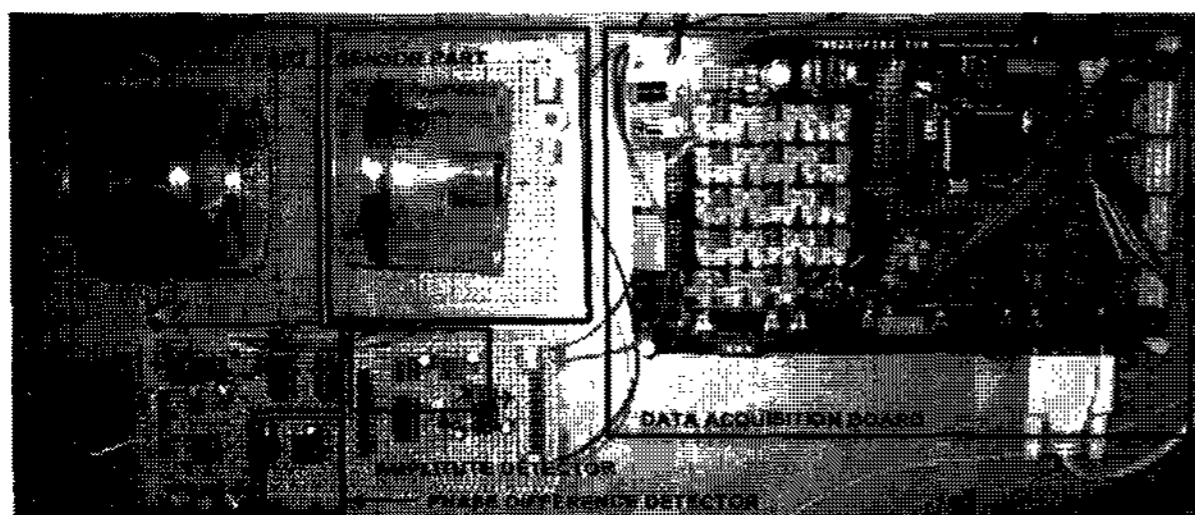


그림 5 RLS알고리즘의 블럭도
Fig. 5 Block diagram of RLS Algorithm

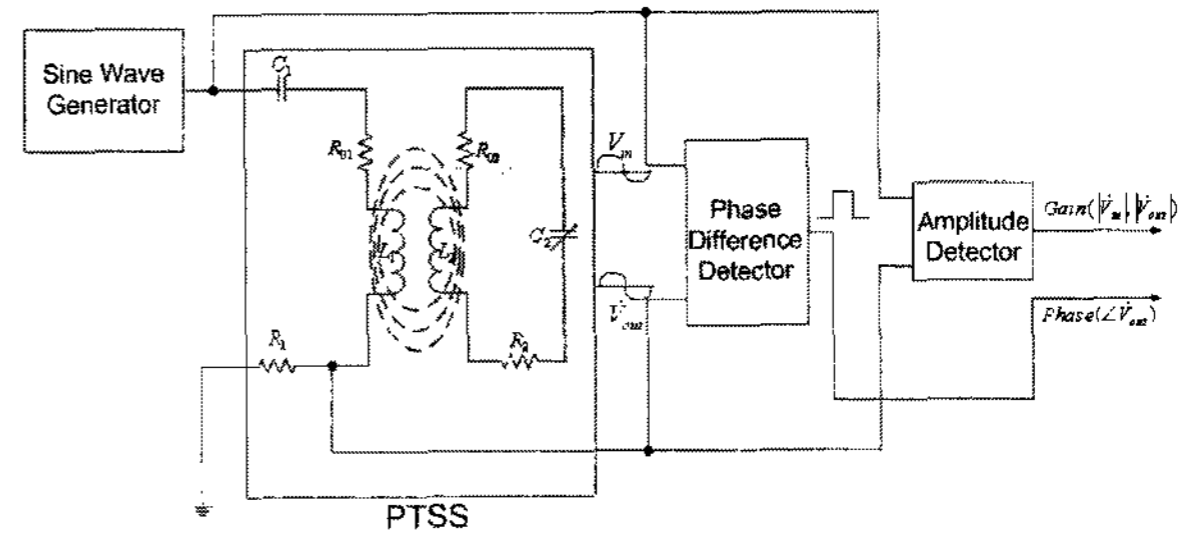
여기서, ω_{span} 은 시스템에 입력되는 각속도의 범위를 나타내며, k 번째 데이터 쌍에 사용되는 설계행렬 $A(k) = [a_{11} \ a_{12}; a_{21} \ a_{22}]$ 의 각 요소 값을 결정하는 인자로 사용된다.

2.3 실험장치의 구성

연구에서 제안된 원격 RF 센서 시스템은 그림 6과 같이 구현 가능하며 RLS 알고리즘을 사용하여 실제와 유사한 환경에서 Sensor부에 이식된 미지의 파라메타 C_2 를 추정하고자 한다.



(a)

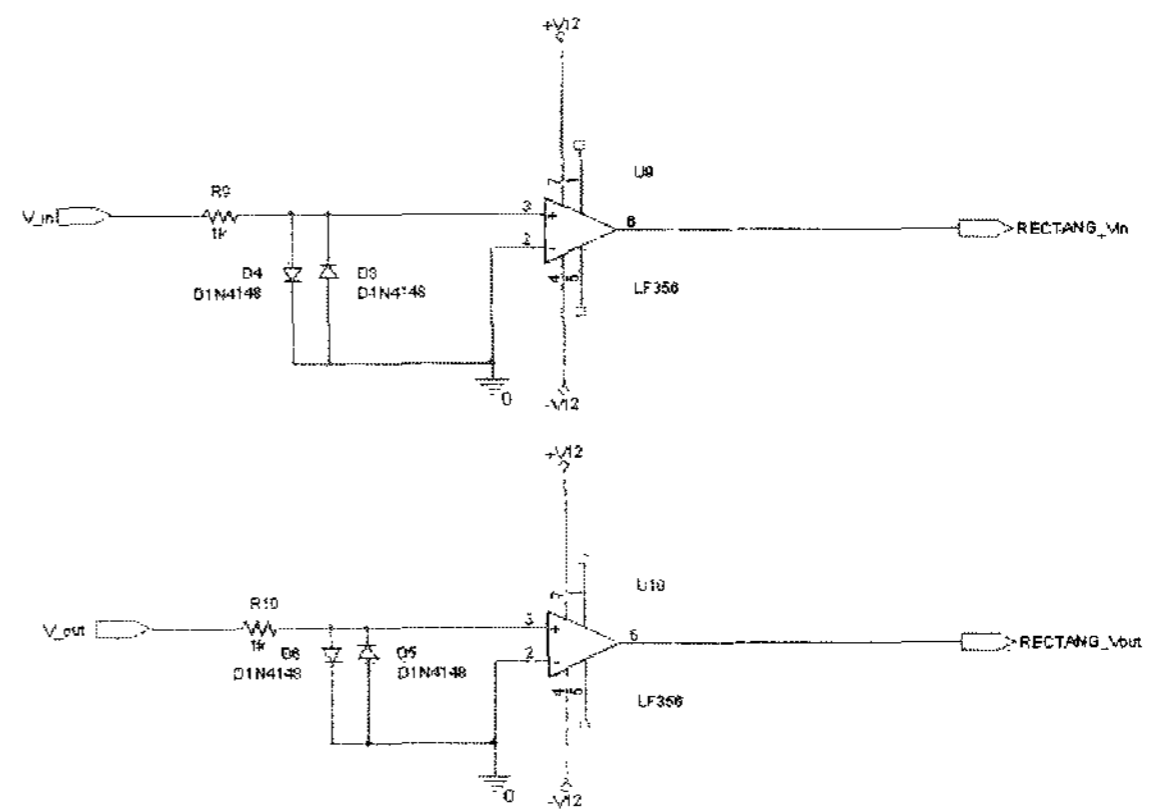


(b)

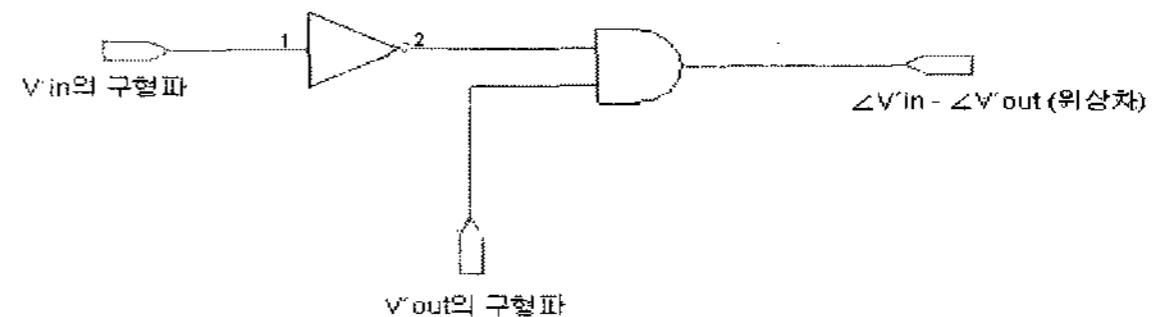
그림 6 (a) 구현된 원격 RF 센서 시스템 (b) 구현된 원격 RF 센서 시스템의 블럭도

Fig. 6 (a) Implemented RF Sensor System (b) Block diagram of Implemented RF Sensor System

위 시스템은 크게 정현파를 발생하고 센서의 정전용량값의 변화를 감지하는 Reader부와 정전용량형 센서를 포함하는 Sensor부로 나눌 수 있다. 표 1의 기지의 출력변수 Z 를 구성하는 출력전압 V_{out} 을 얻기 위해선 V_{out} 의 진폭을 의미하는 크기와 입력전압 V_{in} 에 대한 위상차를 의미하는 위상차가 측정되어야 한다. 이를 위해 Reader부에 R_1 양단에 걸린 출력 전압 V_{out} 과 입력전압 V_{in} 의 위상을 감지하는 위상차 감지장치(Phase Difference Detector) 그리고, V_{out} 과 V_{in} 의 크기를 감지하는 진폭감지장치(Amplitude Detector)를 그림 7, 8과 같이 구성하였다.



(a)



(b)

그림 7 (a) 위상차 감지장치내 구형파 변환회로 (b) V_{in} 과 V_{out} 의 위상차를 나타내는 펄스발생회로

Fig. 7 (a) Rectangular wave form converter in Phase difference detector (b) Exclusive OR circuit generating phase difference between V_{in} and V_{out} in Phase difference detector

위상차 감지 장치는 그림 7과 같이 R_L 양단에 걸린 출력 전압 V_{out} 과 입력전압 V_{in} 의 위상차를 펄스로 나타내기 위해 구형파로 변형시키는 회로(그림 7(a))와 변형된 구형파의 위상차를 펄스로 나타내는 회로(그림 7(b))로 구성된다. 또한 진폭 감지장치는 그림 8과 같이 출력전압 V_{out} 과 입력전압 V_{in} 을 DC전압으로 바꾸어 그림 7의 위상차 감지장치에서 얻어진 펄스와 함께 데이터취득장치(Data Acquisition Device)로 보낸다.

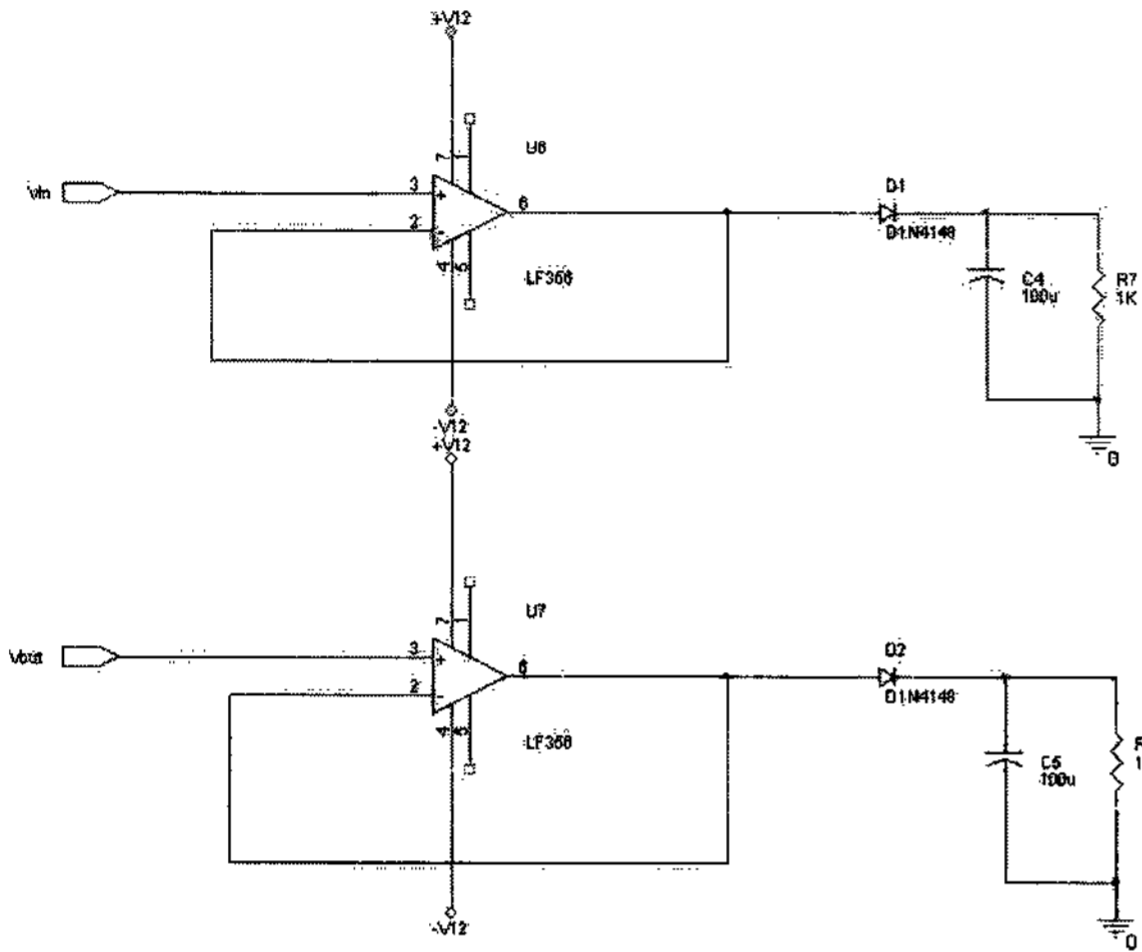


그림 8 진폭 감지장치
Fig. 8 Amplitude Detector

데이터 취득 장치는 신호처리분야에서 널리 쓰이는 TMS320C2812 DSP가 탑재된 모듈을 이용하여 구현되었다. 위상차를 나타내는 펄스폭을 측정하기 위해 TMS320C2812에서 제공하는 Capture Interrupt 기능을 사용하였고 진폭을 나타내는 DC전압을 측정하기 위해서는 10bit AD 컨버터 2채널을 사용하였다.

표 2 원격 RF 센서 시스템의 파라메타
Table 2 Parameters of Passive Telemetry RF Sensor System

Parameter	Value	Parameter	Value
L_1	1.06[mH]	Initial value of C_2	1000[pF]
C_1	1000[pF]	Initial value of M	0.5[mH]
L_2	1.009[mH]	ω_{span}	90[kHz]~ 250[kHz]
C_2	561[pF]~ 580[pF]	R_2	0[Ω]
R_1	580[Ω]	R_{02}	45.8[Ω]
R_{01}	46[Ω]	Distance between Coil1 and Coil2	2.7[cm] 3.7[cm] 4.7[cm]
Number of Data Pairs(N)	1000		

실험을 위해 원격 RF 센서시스템의 파라메타를 표 2와 같이 설정하였으며 추정대상이 되는 C_2 와 M 은 시불변으로 가정한다. 이러한 조건하에서 얻어진 입출력 전압 V_{in} 과 V_{out} 은 그림 9와 같은 크기와 위상차를 가지는 정현파의 형태로 측정된다.

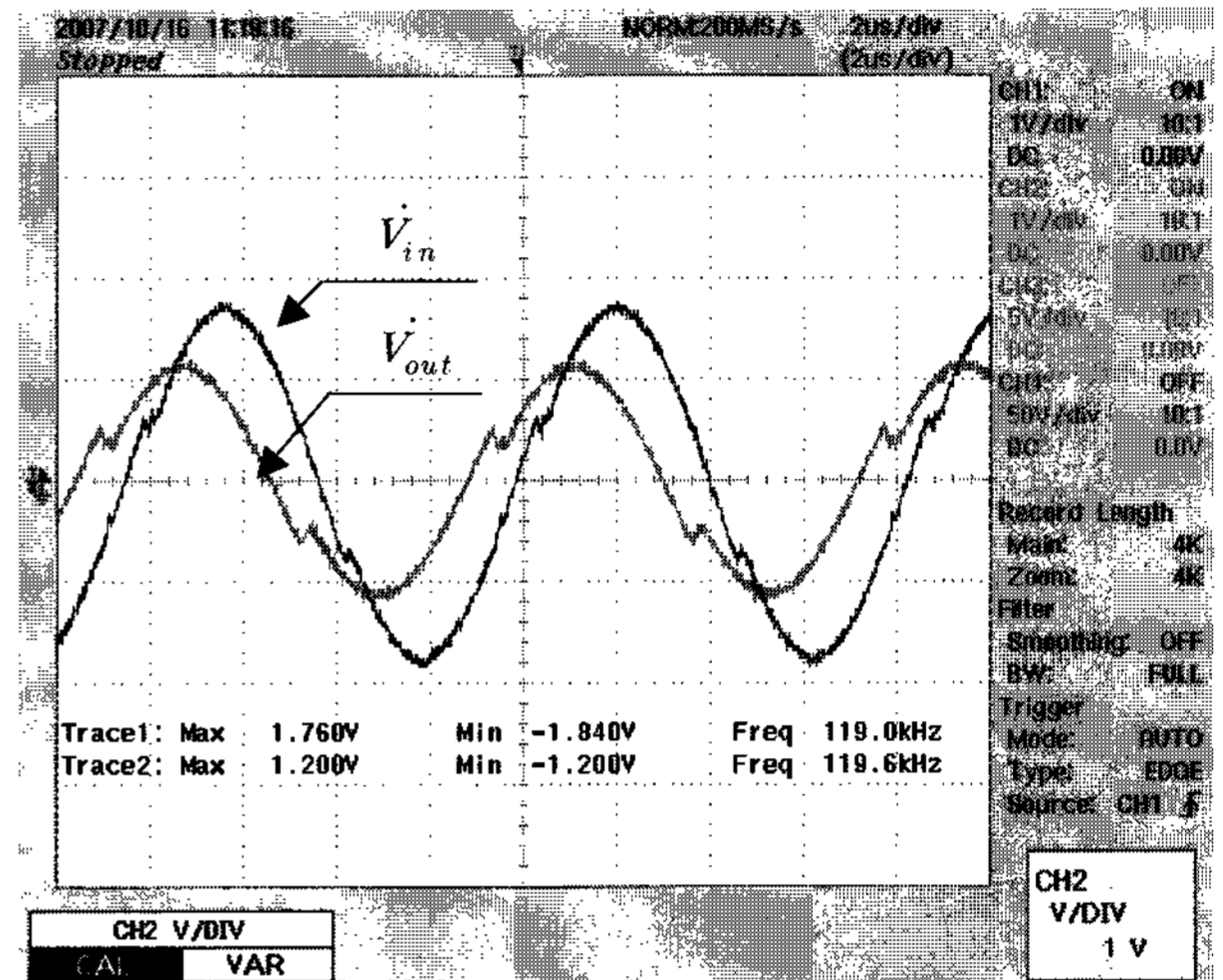
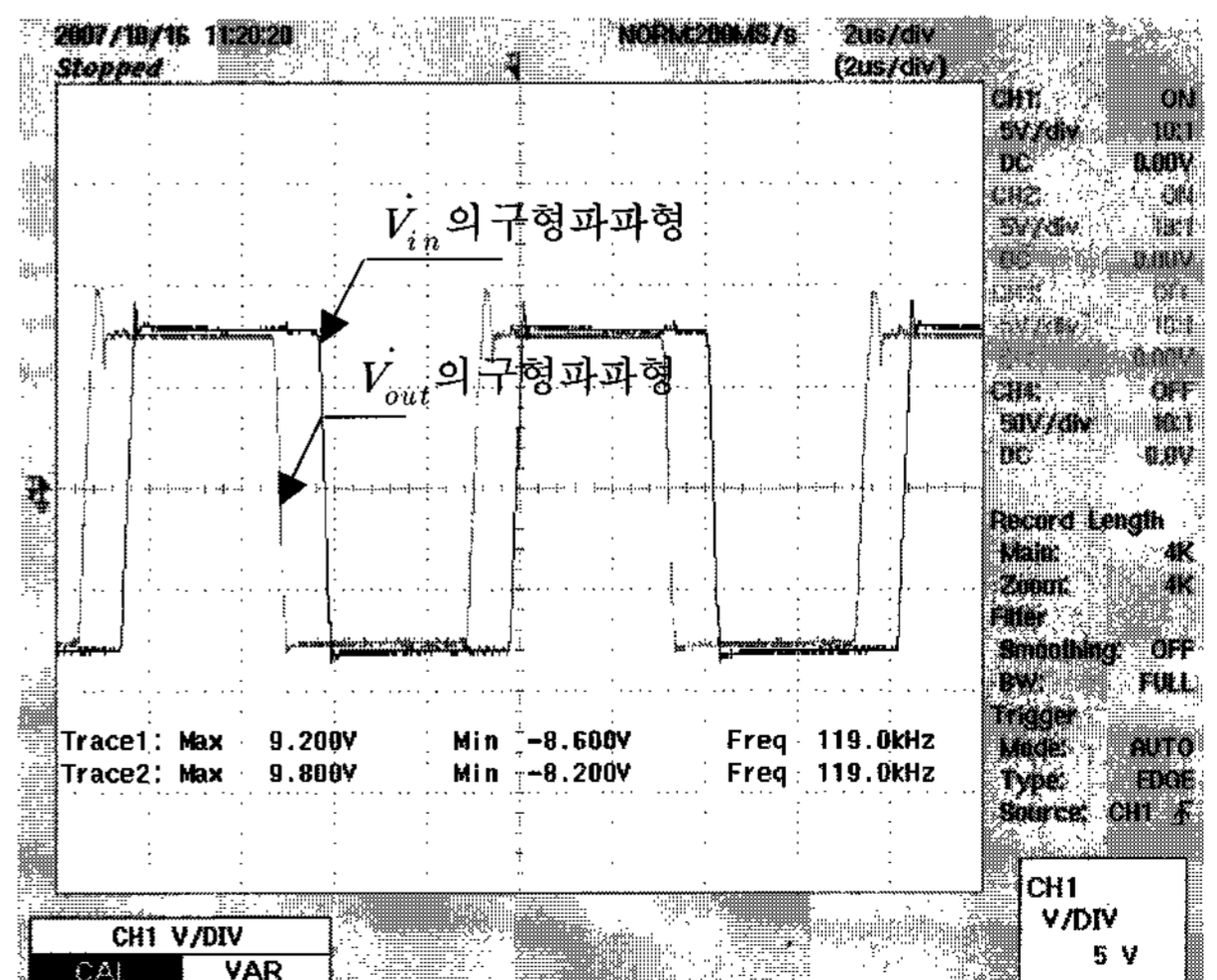
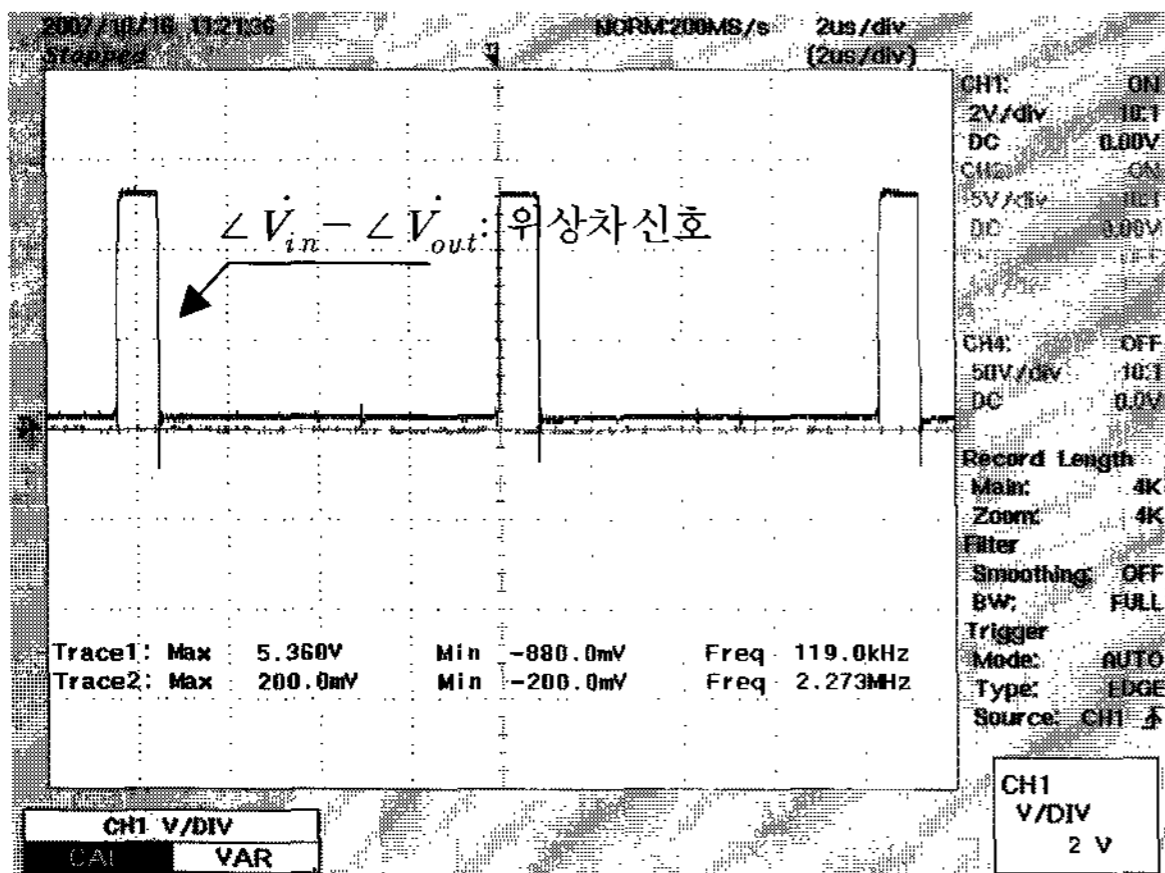


그림 9 측정된 정현파 입출력 전압 파형
Fig. 9 Measured Input-output Sinusoidal wave form

입출력 전압 V_{in} 및 V_{out} 은 위상차를 측정하기 위해서 그림 7(a)과 같이 고안된 구형파 변환회로를 거쳐 그림 10(a)과 같은 구형파로 변형되며 그림 7(b)와 같이 고안된 Exclusive OR 회로를 통해 그림 10(b)와 같은 위상차를 나타내는 펄스열을 발생시킨다



(a)



(b)

그림 10 (a) 변형된 입출력 구형파 파형 (b) 입출력 전압의 위상차 펄스

Fig. 10 (a) Transformed Rectangular wave form (b) Phase Difference Pulse Detection between Input and Output Rectangle Wave

또한 입출력 전압 \dot{V}_{in} 및 \dot{V}_{out} 은 그림 8과 같은 진폭 감지 장치를 거쳐 그림 11과 같은 DC 전압으로 변환된다. 변환된 DC 전압은 위상차 감지 장치에서 얻어진 펄스와 함께 데이터 취득 장치로 보내어진다.

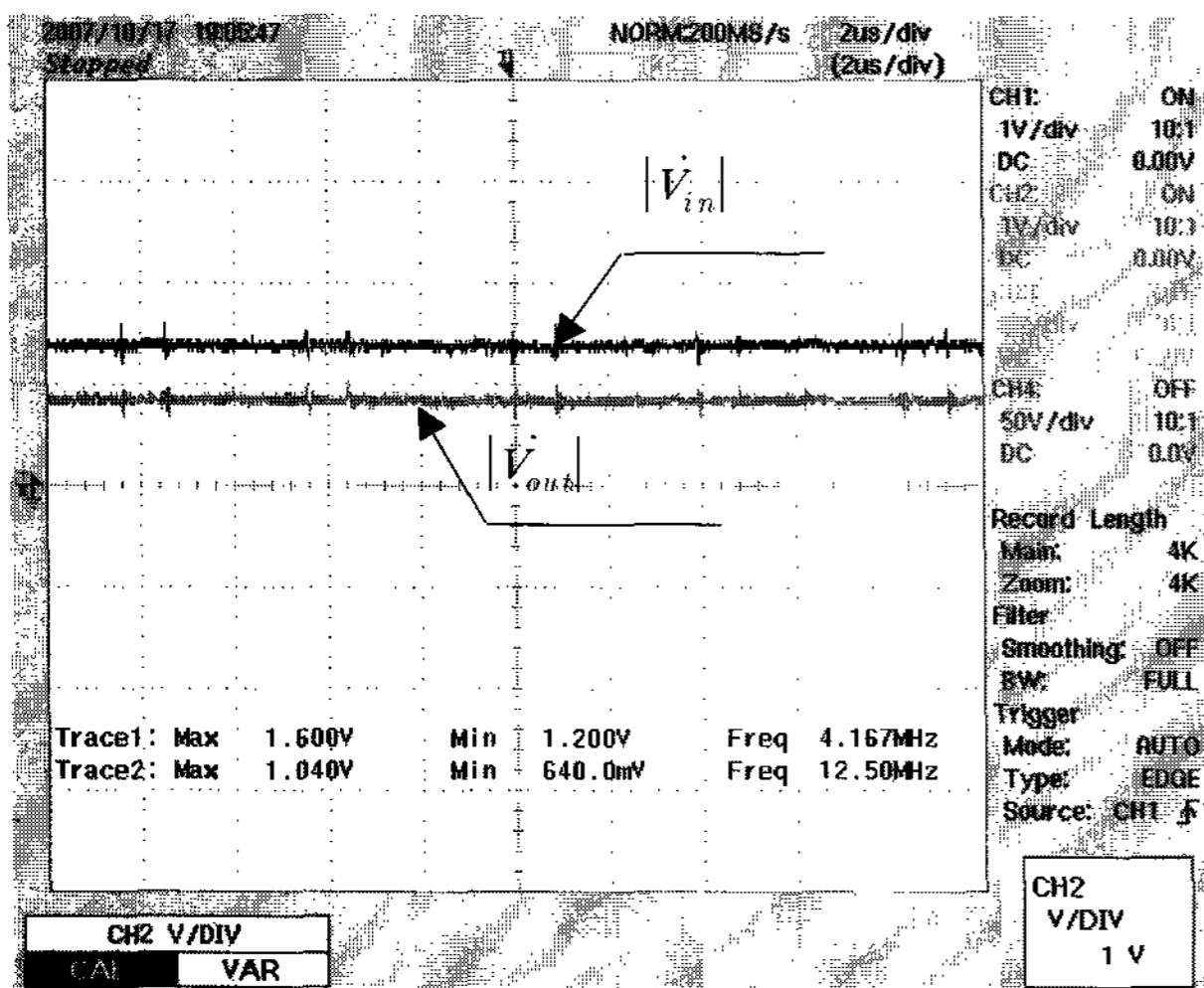


그림 11 진폭감지장치에 의한 \dot{V}_{in} 과 \dot{V}_{out} 의 DC 변환전압

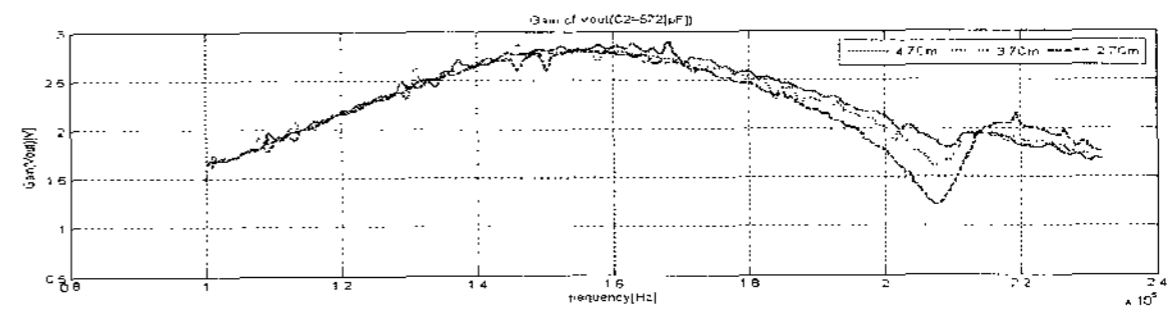
Fig. 11 Converted DC Voltage of \dot{V}_{in} and \dot{V}_{out} by Amplitude Detector

위상차 감지 장치와 진폭 감지 장치를 통해 수집된 데이터는 표 1의 기지의 출력변수 Z 를 구하는데 사용되며 각주파수 ω 와 함께 추정을 위한 데이터 쌍 (ω, Z) 를 형성한다.

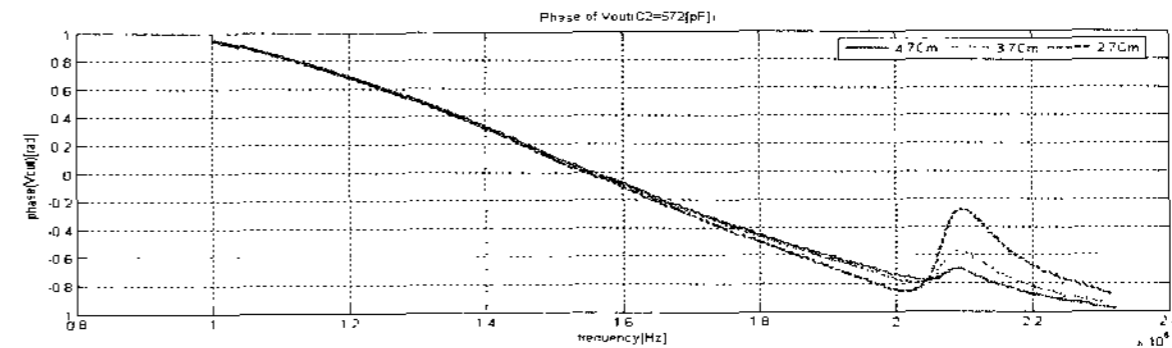
2.4 실험결과

실험은 추정해야 할 파라메타 C_2 가 561[pF]~580[pF]일 때 코일 간의 거리를 2.7[cm], 3.7[cm] 및 4.7[cm]로 변경하여

수행되었으며, 각각의 C_2 에 대한 데이터 쌍 (ω, Z) 를 도출하였다. 또한 C_2 가 시불변으로 가정하므로 식 (11)에 언급된 λ 는 1로 설정한다. 먼저, 측정된 출력전압 \dot{V}_{out} 의 크기 $|\dot{V}_{out}|[V]$ 과 입력전압 \dot{V}_{in} 과 출력전압 \dot{V}_{out} 과의 위상차 $\angle \dot{V}_{in}[rad] - \angle \dot{V}_{out}[rad]$ 을 주파수 변이에 따라 그래프로 도시하면 그림 12와 같이 나타난다.



(a)



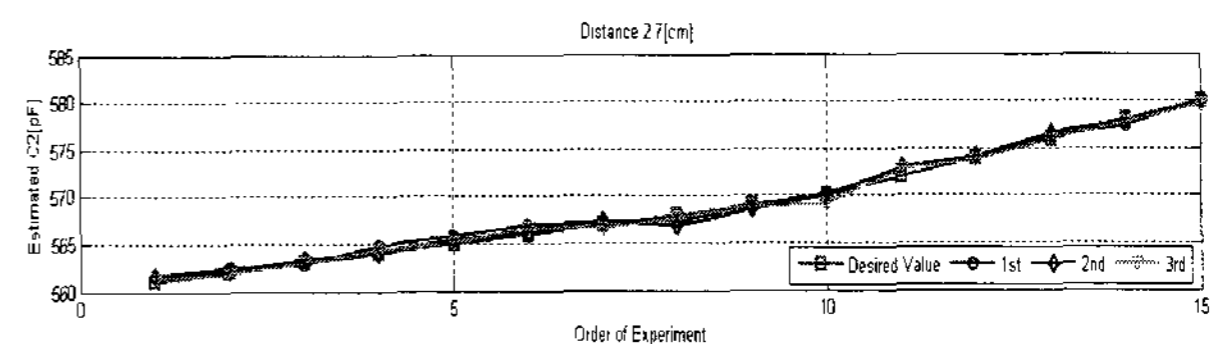
(b)

그림 12 (a)주파수 변이에 따른 \dot{V}_{out} 의 크기 그래프 (b) 주파수 변이에 따른 \dot{V}_{in} 과 \dot{V}_{out} 의 위상차 그래프

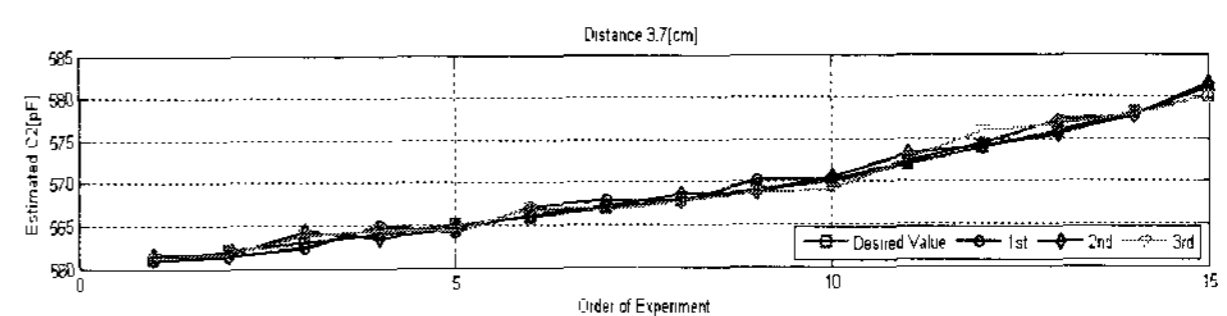
Fig. 12 (a) Amplitude Graph of \dot{V}_{out} based on Variable frequency (b) Phase Difference Graph between \dot{V}_{in} and \dot{V}_{out} based on Variable frequency

이는 C_2 값이 572[pF]일 때 출력전압 \dot{V}_{out} 의 크기와 입력전압과의 위상차를 거리에 따라 도시한 그래프로써, \dot{V}_{out} 의 크기와 위상은 식 (2)와 그림 4에서 보듯이 상호인덕턴스 M 과 정전용량형 파라메타 C_2 에 종속적이며, 거리의 변화에 따라 그 형태가 달라진다는 점은 주목할 만하다. 이러한 특성은 추정하고자 하는 파라메타 M 과 C_2 의 특성을 반영하고 있으며, RLS 알고리즘에 사용될 데이터 선정에도 도움이 될 것으로 사료된다.

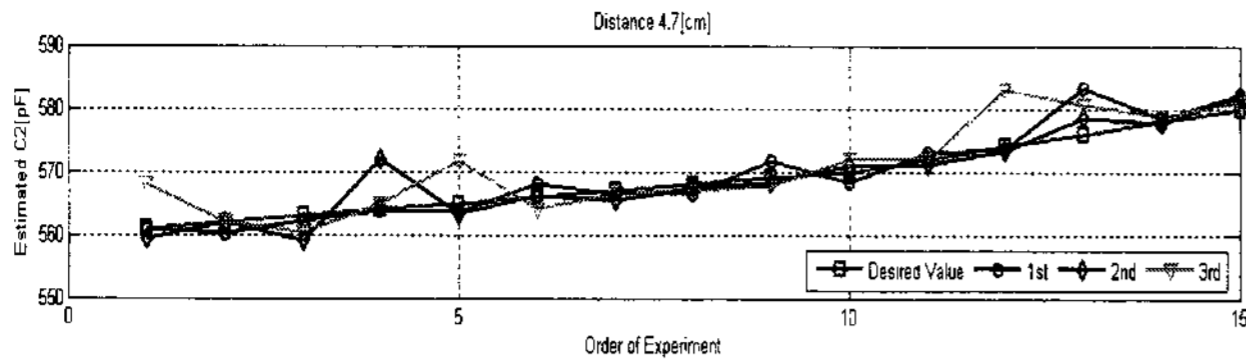
그림 13은 정전용량형 센서값 C_2 가 561[pF]~580[pF]일 때 코일 간의 거리를 2.7[cm], 3.7[cm], 4.7[cm]로 변경하며 각각 3회씩 반복해서 추정한 결과를 나타내었다.



(a)



(b)



(c)

그림 13 (a) 두 코일 간의 거리가 2.7[cm]일 때의 추정결과
 (b) 두 코일 간의 거리가 3.7[cm]일 때의 추정결과
 (c) 두 코일 간의 거리가 4.7[cm]일 때의 추정결과
Fig. 13 (a) In case of 2.7[cm] (b) In case of 3.7[cm] (c) In case of 4.7[cm] Estimation Results for Various distances between coil 1 and coil 2

그림 13에 따르면 거리가 멀어짐에 따라 정전용량형 센서 값 C_2 의 추정치가 목표값에서 점점 벗어나는 것을 알 수 있다. 이는 코일 간의 거리에 따라 추정오차를 나타낸 표 3을 통해 확인된다.

표 3 거리에 따른 추정오차
Table 3 Estimation Error for the distances

C_2 [pF]	561	562	563	564	565	566	567	568	569	570	572	574	576	578	580
2.7	-0.55	-0.23	-0.07	-0.4	-0.43	-0.50	-0.11	0.77	0.2	0.16	-0.9	0.01	-0.3	0.33	0.12
3.7	-0.19	0.42	-0.54	-0.35	0.58	-0.72	-0.26	-0.06	-0.22	0.06	-0.78	-0.84	-0.51	0.24	-0.88
4.7	-1.79	0.59	2.52	-2.9	-1.17	-0.09	0.90	1.036	-0.22	-0.43	0.01	-2.57	-4.81	-0.33	-1.8

두 코일 간의 거리가 2.7[cm]일 때, 추정오차는 -0.55 [pF] ~ 0.77 [pF]사이이며, 이는 정전용량형 습도센서 *HS1100*이 1[pF]에 대해 약 2[%RH]의 습도변화가 있음을 감안할 때 약 -1.1 [%] ~ 1.54 [%]의 오차를 의미한다[9]. 또한, 두 코일 간의 거리가 3.7[cm]일 때, 추정오차는 -0.88 [pF] ~ 0.58 [pF]사이이며, 이는 정전용량형 습도센서 *HS1100*을 사용할 경우 약 -1.76 [%] ~ 1.16 [%]의 오차를 의미한다. 하지만, 두 코일 간의 거리가 4.7[cm]일 때, 추정오차는 -4.81 [pF] ~ 2.52 [pF]사이이며, 이는 정전용량형 습도센서 *HS1100*을 사용할 경우 약 -9.62 [%] ~ 5.04 [%]의 오차를 의미한다. 두 코일 간의 거리가 멀어짐에 따라 추정오차의 표준편차가 각각 0.42[pF], 0.46[pF], 1.8[pF]으로 커짐을 실험을 통해 알 수 있었다.

3. 결론

본 연구에서는 기존의 IC칩 내장 형태의 원격 RF 센서 시스템이 가지는 구조의 복잡성 및 전력소모를 해결하기 위해 유도결합원리를 이용한 새로운 시스템 모델을 제안하였다. 제안된 모델은 오직 R, L 그리고 C 만으로 구성된 RF 센서 시스템으로서 구조의 단순성 및 저 전력소모를 실현할 수 있을 것으로 사료된다. RLS 추정알고리즘을 적용하기 위해 페이지법을 이용하여 수학적으로 모델링되었으며, 적이하게 준선형화 되었다. 정전용량 파라메타 C_2 를 추정하기

위해 *TMS320C2812*를 이용하여 입력전압과 출력전압의 크기와 위상차를 거리에 따라 수집하였다. 두 코일의 거리가 2.7[cm], 3.7[cm], 4.7[cm]일 때 미지의 정전용량 파라메타 C_2 는 각각 -0.55 [pF] ~ 0.77 [pF], -0.88 [pF] ~ 0.58 [pF], 그리고 -4.81 [pF] ~ 2.52 [pF]의 오차범위에서 추정되었다. 이는 거리가 멀어짐에 따라 추정의 분산이 커져서 추정치의 신뢰도가 낮아짐을 보였으며, 추정의 정확성을 확보하기 위해 두 코일간의 거리를 보다 가깝게 유지할 필요가 있음을 의미한다. 또한, 비교적 가까운 거리에서는 시중에 시판되는 *HS1100*과 같은 정전용량형 습도센서를 사용할 경우 대략 ± 2 [%]내외에서 추정가능함을 확인할 수 있었다.

향후 추정오차를 줄이기 위해 정밀한 모델을 도출해야 할 것이며, 복잡한 비선형시스템을 적합한 효율적인 추정기법을 적용해야 할 것이다.

감사의 글

본 논문은 한국전력공사의 한국에너지자원기술기획평가원 (KETEP)에서 지원한 전력변환시스템신기술 연구센터(과제번호 2007-0192)의 사업으로 수행되었습니다.

참고 문헌

- [1] 천재영, 조평동, “실리콘기반 압력센서기술동향”, ITFIND 주간기술동향, 1225권호, 2005
- [2] 조재신, “RFID 지식재산권 동향과 대응방안”, 특허청, 2005
- [3] O.Akar, T.Akin, K.Najafi, “A Wireless batch sealed absolute Capacitive Pressure Sensor”, Sensor and Actuators, A 95 pp29~38, 2001
- [4] T.J.Hapster, B.Stark, K.Najafi, “A Passive Wireless Integrated Humidity Sensor”, The 14th IEEE International Conference on MEMS, pp.553~557,2001
- [5] T.Varpula, and O.Jaakkola, “Low Cost Wireless RF Sensors”, Automation Technology Review, pp.12~17, 2001
- [6] <http://www.microstrain.com/applications.aspx>
- [7] American National Standards Institute, Safety Level of Electromagnetic Radiation with respect to Personnel, ANSI C95.1-1974, IEEE, 1974
- [8] T.Suzuki, “Performance of Polyimide-Based Humidity Sensor”, Microelectronic Engineering Research Conference, 2001
- [9] HUMIREL, HS1100/HS1101 Technical Data, HPC001 Rev.7 June 2002
- [10] J.R.Jang, C.Sun, E.Mizuani, Neuro-Fuzzy and Soft Computing, Prentice-Hall International, Inc. pp.95-117, 1997

저 자 소 개



김 경 업 (金 璟 燁)

1998년 동아대 전기공학과 졸업. 2002년 한국해양대 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2008년 현재 동아대 대학원 전기공학과 박사과정 수료

Tel : 051-200-6951

Fax : 051-200-7743

E-mail : kykimic@hanmail.net



이 준 탁 (李 浚 栢)

1979년 동아대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 중앙대 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1997년 日本 Tsukuba大學 客員教授. 2008년 현재 동아대 전기공학과 교수

Tel : 051-200-7740

Fax : 051-200-7743

E-mail : jtlee@dau.ac.kr