

RLS 추정 알고리즘을 이용한 정전용량형 원격 RF 센서 시스템 구현

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

김경엽¹, 유동국¹, 이준탁²

¹ 부산시 사하구 동아대학교 전기공학과 대학원
E-mail: kykimic@dau.ac.kr, bina92@nate.com

² 부산시 사하구 동아대학교 전기공학과
E-mail: jtleee@dau.ac.kr

요 약

본 연구에서는 RLS(Recursive Least Square) 추정 알고리즘을 이용하여 정전용량형 센서를 사용한 원격 RF 센서 시스템을 구현하고자 한다. IC 칩 형태의 원격 RF 센서 시스템이 가지는 구성의 복잡성 그리고 전력소모 문제를 해결하기 위해 보다 간단한 유도결합모델이 제안된다. 원격 RF 시스템은 페이저법을 이용하여 수학적으로 모델링되며, 모델기반의 RLS 알고리즘을 적용하기 위해 시스템의 파라메타를 재배열한다. 오차 제곱합의 수렴특성을 가진 RLS 알고리즘을 이용하여 정전용량 파라메타를 추정한다. 실제 위상차를 측정하기 위해 Exclusive OR를 이용한 위상차 감지 장치를 제안한다. 센서로는 각종 환경 측정- 습도, 압력 등-에 실제 활용되고 있는 정전용량형 센서를 채택한다. 잡음을 내포한 측정 데이터에 대한 추정 성능을 확인함으로써 그 유효성을 검증하고자 한다.

Key Words : Passive Telemetry RF Sensor System, Inductive Coupling, Phasor Method, Recursive Least Square Estimation, Capacitive Sensor

1. 서 론

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

최근 RFID 기술의 발전과 더불어 유비쿼터스 서비스의 하드웨어적 기반으로 RFID 기반의 센서(이하 RF센서) 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 원거리전송이 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. 미국국립표준연구소에서는 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 채택할 것이며, 잡음 환경에 노출된 관측 데이터를 비교적 정확히 추정하기 위해 오차제곱합의 수렴특성을 지닌 Recursive Least Square (RLS) 알고리즘을 적용할 것이다. 또한, 각종 환경측정 - 습도, 압력 등-에 실제 활용되는 정전용량형 센서를 장착한 RF 센서 시스템을 구현함으로써 실제 환경에 사용하기 적합한 시스템으로서의 효용성을 검증하고자 한다.

2. 본론

2.1 제안된 원격 RF 센서 시스템 모델

보편적인 원격 RF 센서 시스템은 IC 칩을 내장한 형태로 그림 1와 같이 데이터 수집 및 처리부 그리고 통신부로 구성되어 있다[5].

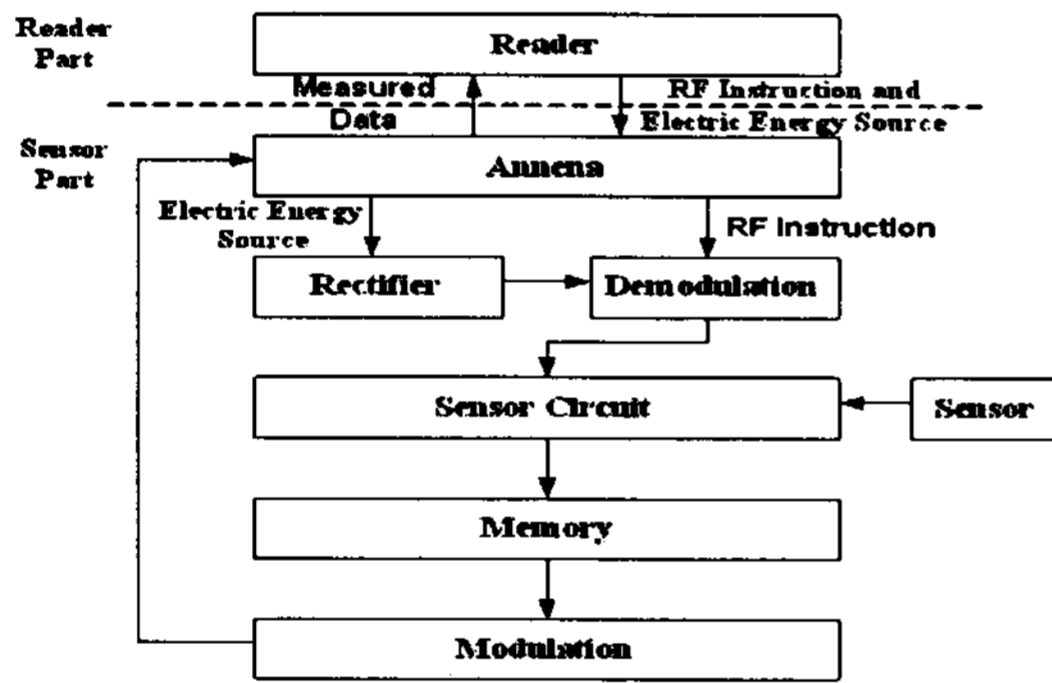


그림 1. 기존의 원격 RF 센서 시스템의 블록도
Fig. 1 Block Diagram of Traditional RF Sensor System

본 연구에서는 보다 간단한 회로를 구성하고자 전력 소모특성을 가지는 센서 시스템을 구현하기 위해 그림 2과 같은 유도결합원리를 이용한 모델을 제안하여 시스템을 구성하였다.

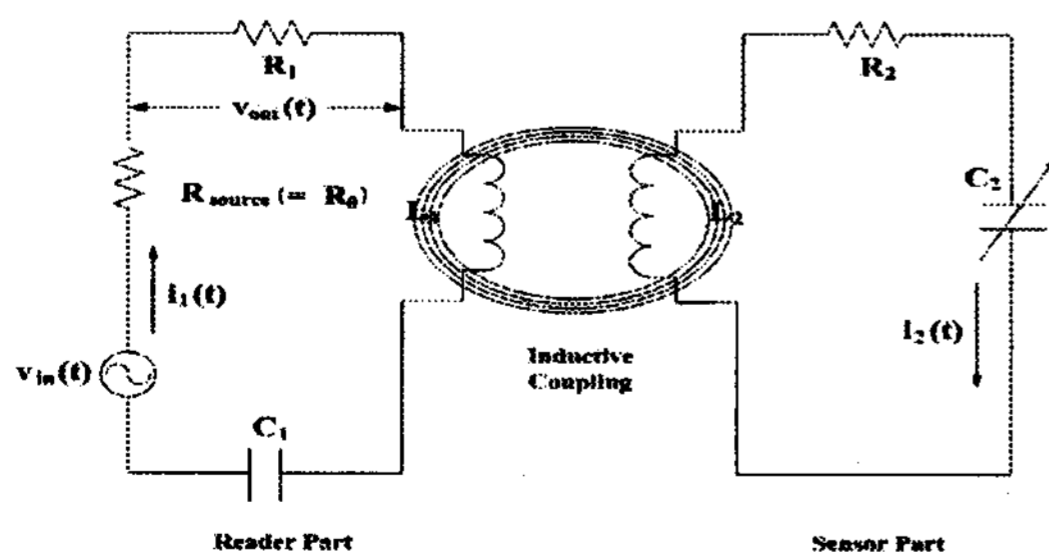
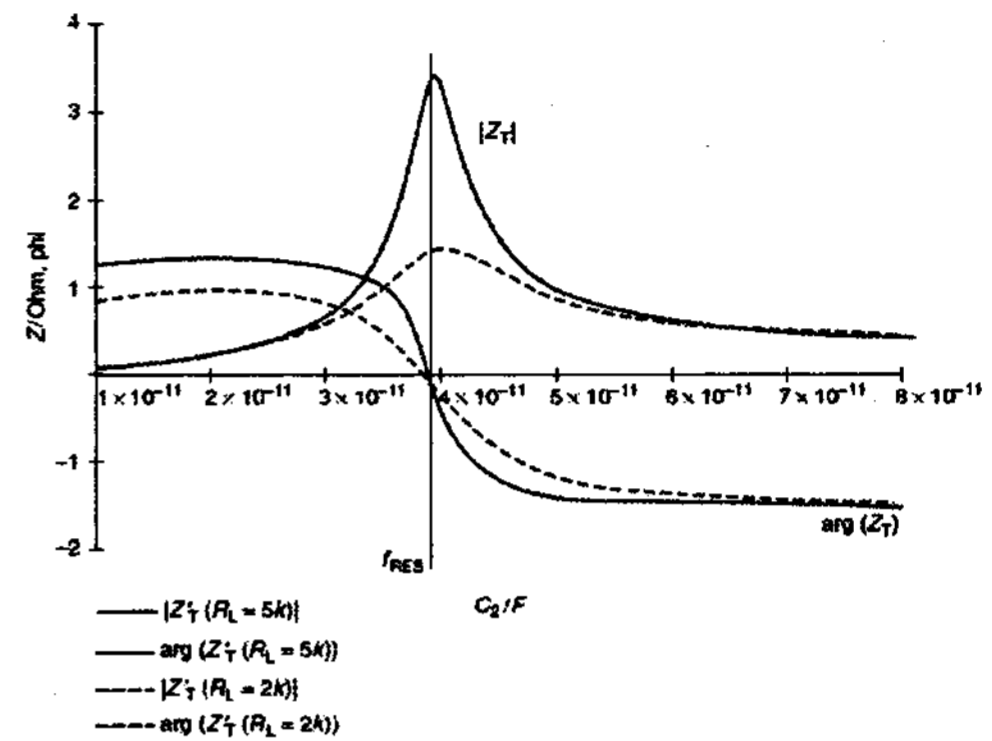


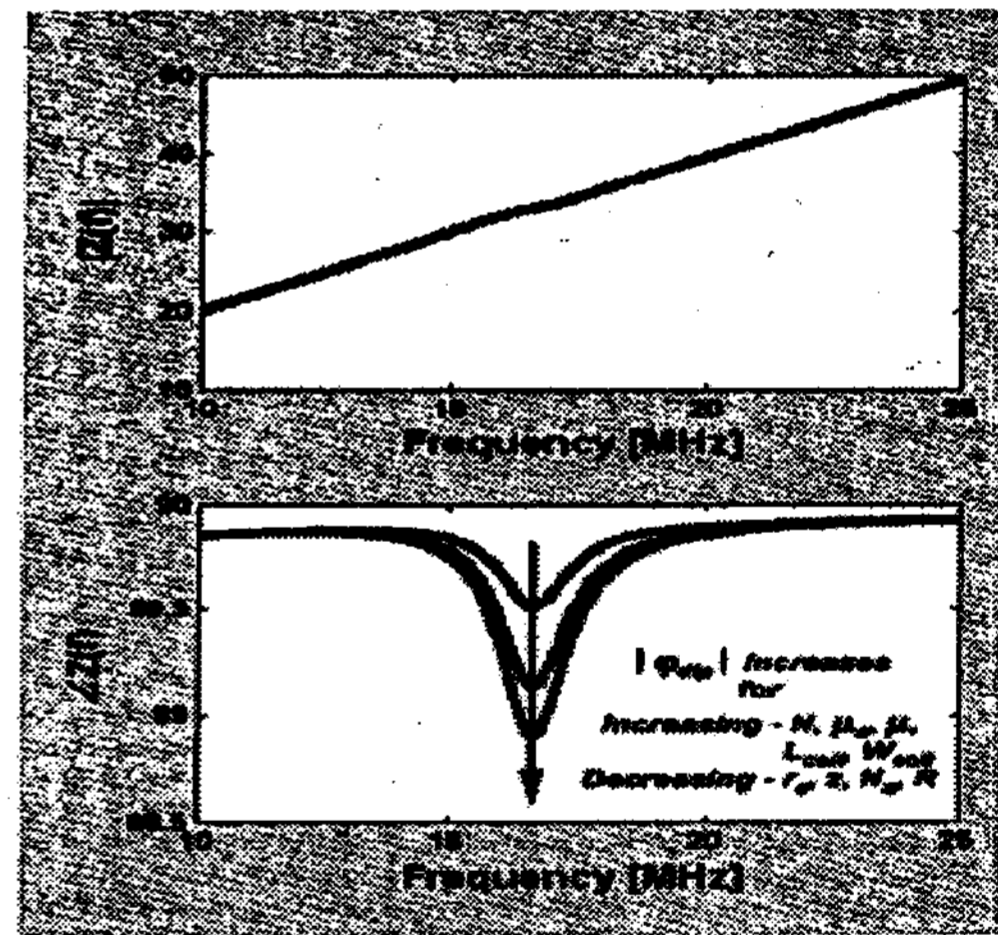
그림 2. 유도결합원리에 따른 원격 RF 센서 시스템
Fig. 2 Passive Telemetry RF Sensor System Based on Inductive Coupling Principle

제안된 모델은 크게 데이터를 처리하는 Reader 부와 대상체에 이식되어 데이터를 수집하

는 Sensor 부로 나눌 수 있다. 그림 3에서 볼 수 있듯이 Sensor 부는 R, L 그리고 C로만 이루어져 있어 그 구성이 간단하여 소형제작이 가능하고, 수동소자로만 이루어져 있어 전력을 적게 소모한다. 또한 Sensor 부에서 측정된 정전용량 C_2 를 그림 3와 같이 시스템 임피던스의 크기나 위상을 최소로 나타내는 주파수를 읽어내어 추정할 수도 있다[3][4].



(a)



(b)

그림 3. (a) 공진주파수를 이용하는 방식 b) 임피던스 위상을 이용하는 방식
Fig. 3 (a) Data Estimation using resonance Frequency (b) Data Estimation using the Phase of System Impedance

뿐만 아니라, 그림 3에서 제시된 모델에서는 Sensor 부의 정전용량 C_2 에 따라 Reader 부의 전류 i_1 및 v_{out} 이 가변되는 특징이 있는데, 이를 이용한 새로운 추정모델이 제안될 수 있다.

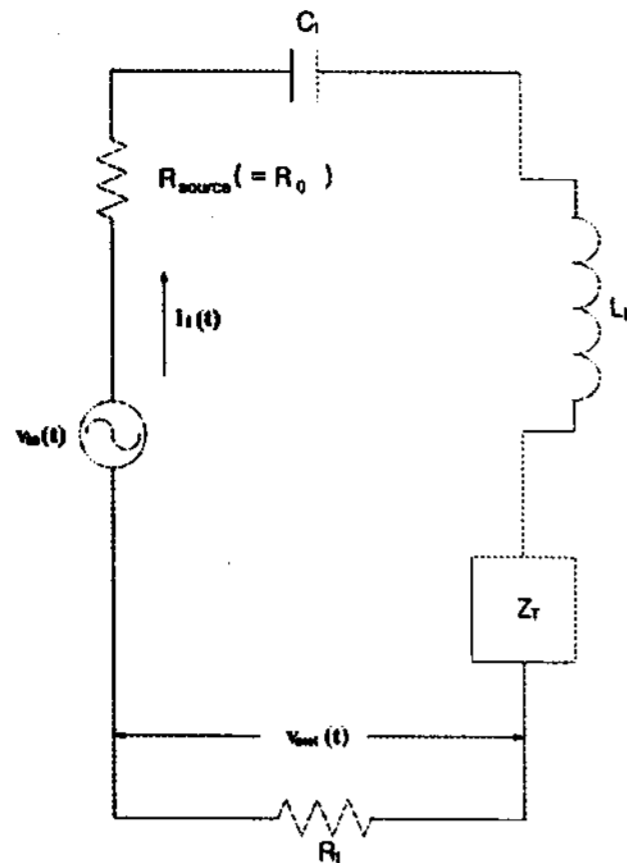


그림 4. 제안된 원격 RF 센서 시스템의 동가회로
Fig. 4 Equivalent Circuit of Proposed RF Sensor System

새로운 추정모델은 그림 4와 같이 유도결합 회로의 반사임피던스 Z_T 를 이용해서 얻어진 동가회로를 수학적으로 모델링함으로써 식 (1) ~ 식 (4)와 같이 유도될 수 있다. 입력 전압 $v_{in}(t)$ 을 $\sqrt{2} V_{rms} \sin(\omega t)$ [V]할 때, Sensor부의 회로를 1차 측으로 등가하면서 얻게 된 반사임피던스 Z_T 는 식 (2)와 같다.

$$Z_T = \frac{(\omega M)^2}{R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)} [\Omega] \quad (1)$$

여기서, ω 는 입력 주파수 [rad/sec]이고, M 은 상호결합계수 [H]이다. 반사 임피던스 Z_T 를 포함한 동가회로 전체의 임피던스는

$$Z_{Total} = R_0 + R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) + Z_T \quad (2)$$

이다. 전체 임피던스 Z_{Total} 와 입력 전압 $v_{in}(t)$ 을 이용하여 얻을 수 있는 전류 $i_1(t)$ 를 페이지로 표현하기 위해 시간함수인 입력 전압 $v_{in}(t)$ 를 페이지로 표현하면 $\dot{V}_{in} = V_{rms} \angle 0$ [rad]와 같으므로, 동가회로에 흐르는 전류 i_1 는

$$i_1 = \frac{\dot{V}_{in}}{Z_{Total}} = \frac{V_{rms}}{R_0 + R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) + Z_T} [A] \quad (3)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 따라서, 그림 4의 동가회로에서 R_1 양단의 전압강하 $v_{out}(t)$ 을 페이지로 표현한 \dot{V}_{out} 은 식 (4)와 같이 유도될 수 있다.

$$\dot{V}_{out} = \frac{V_{rms} \cdot R_1}{R_0 + R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) + Z_T} [V] \quad (4)$$

페이지 형태로 얻어진 R_1 양단의 전압강하 \dot{V}_{out} 은 실수부와 허수부로 나누기 위해 식 (5) ~ 식 (7)로 재배열된다.

$$\frac{1}{\dot{V}_{out}} = \frac{R_0 + R_1 + j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) + \frac{(\omega M)^2}{R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}}{V_{rms} R_1} \quad (5)$$

$$\frac{V_{rms} R_1}{\dot{V}_{out}} - R_0 - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) = \frac{(\omega M)^2}{R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)} \quad (6)$$

$$\left(\frac{V_{rms} R_1}{\dot{V}_{out}} - R_0 - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} = \frac{R_2 + j(\omega L_2 - 1/\omega C_2)}{(\omega M)^2}$$

$$= \frac{R_2}{(\omega M)^2} + j \left(\frac{L_2}{(\omega M)^2} - \frac{1}{\omega^3 C_2 M^2} \right) \quad (7)$$

식 (7)의 좌·우변은 실수부와 허수부로 분리될 수 있으며, 아래와 같은 두 개의 방정식 식 (8)와 식 (9)으로 정리된다.

$$Re \left(\left(\frac{V_{rms} R_1}{\dot{V}_{out}} - R_0 - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right) = \frac{R_2}{(\omega M)^2} \quad (8)$$

$$Im \left(\left(\frac{V_{rms} R_1}{\dot{V}_{out}} - R_0 - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right) = \frac{L_2}{(\omega M)^2} - \frac{1}{\omega^3 C_2 M^2} \quad (9)$$

그림 4로부터 새롭게 얻어낸 추정모델인 식 (8)와 식 (9)은 미지의 두 파라메타 C_2 와 M 을 추정하기 위해 모델기반의 추정알고리즘 RLS 알고리즘을 적용하고자 식 (10)과 같이 설계행렬 (Design Matrix) A 및 회귀계수 X 그리고 예측된 출력변수 Z 로 재배열될 수 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

$$Z = AX$$

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	$Re \left(\left(\frac{V_{rms} R_1}{\dot{V}_{out}} - R_0 - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right)$		
z_2	$Im \left(\left(\frac{V_{rms} R_1}{\dot{V}_{out}} - R_0 - R_1 - j(\omega L_1 - 1/\omega C_1) \right)^{-1} \right)$		
x_1	$1/M^2$	x_2	$1/C_2 M^2$
a_{11}	R_2/ω^2	a_{12}	0
a_{21}	L_2/ω	a_{22}	$-1/\omega^3$

2.2 RLS 알고리즘을 이용한 파라메타 추정

그림 4의 동가회로로부터 유도된 새로운 모델 식 (10)에서 미지의 회귀계수 X 는 RLS 알고리즘을 이용하여 추정될 수 있다[10]. 예측된 N 개의 입출력 데이터쌍 $\{A(k); Z(k), k=1,2,\dots,N\}$ 을 만족하는 회귀계수 X 는 식 (11)~식 (13)으로 표현되는 RLS 알고리즘에 의해 추정되어진다.

$$\hat{X}(k) = \hat{X}(k-1) + K(k)(Z(k) - A(k)\hat{X}(k-1)) \quad (11)$$

$$K(k) = P(k)A^T(k) \quad (12)$$

$$F(k) = \frac{1}{\lambda} (F(k-1) - F(k-1)A^T(k)(\lambda I + A(k)F(k-1)A^T(k))^{-1}A(k)F(k)) \quad (13)$$

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 (11)에 따르면 추정된 회귀계수 \hat{X} 는 매 샘플마다 계측된 입출력 데이터 쌍을 이용하여 주기적으로 업데이트된다. 이는 그림 5과 같이 도식적으로 표현가능하다.

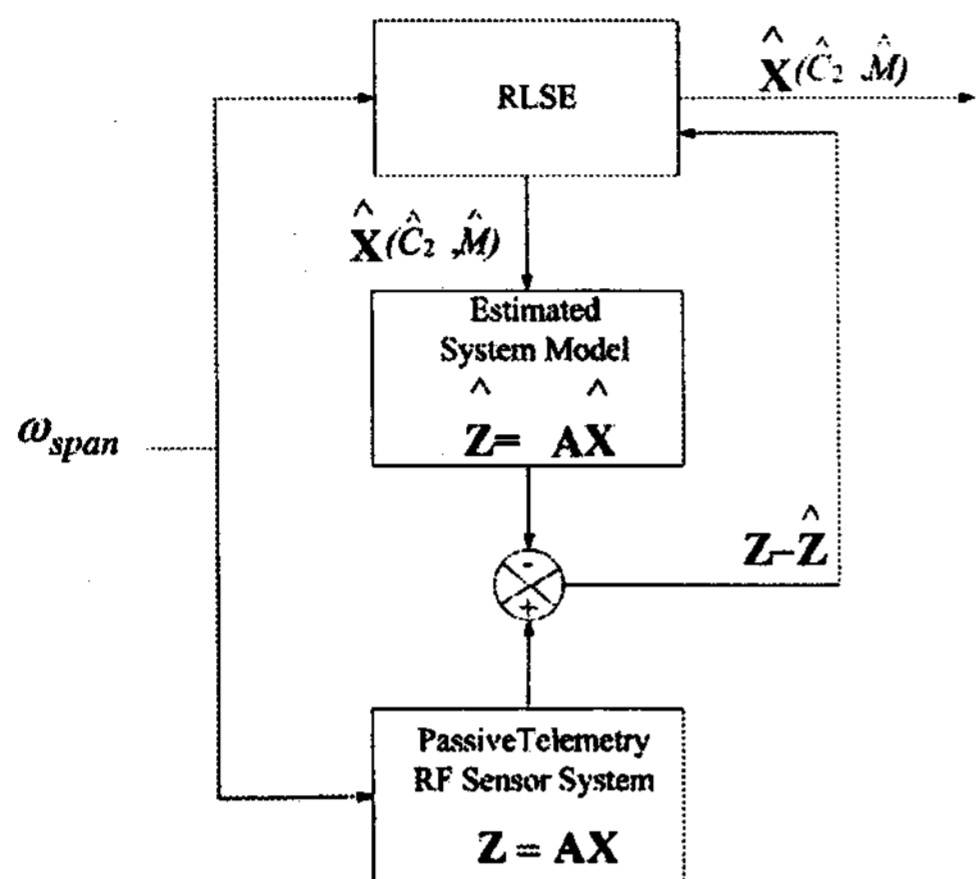
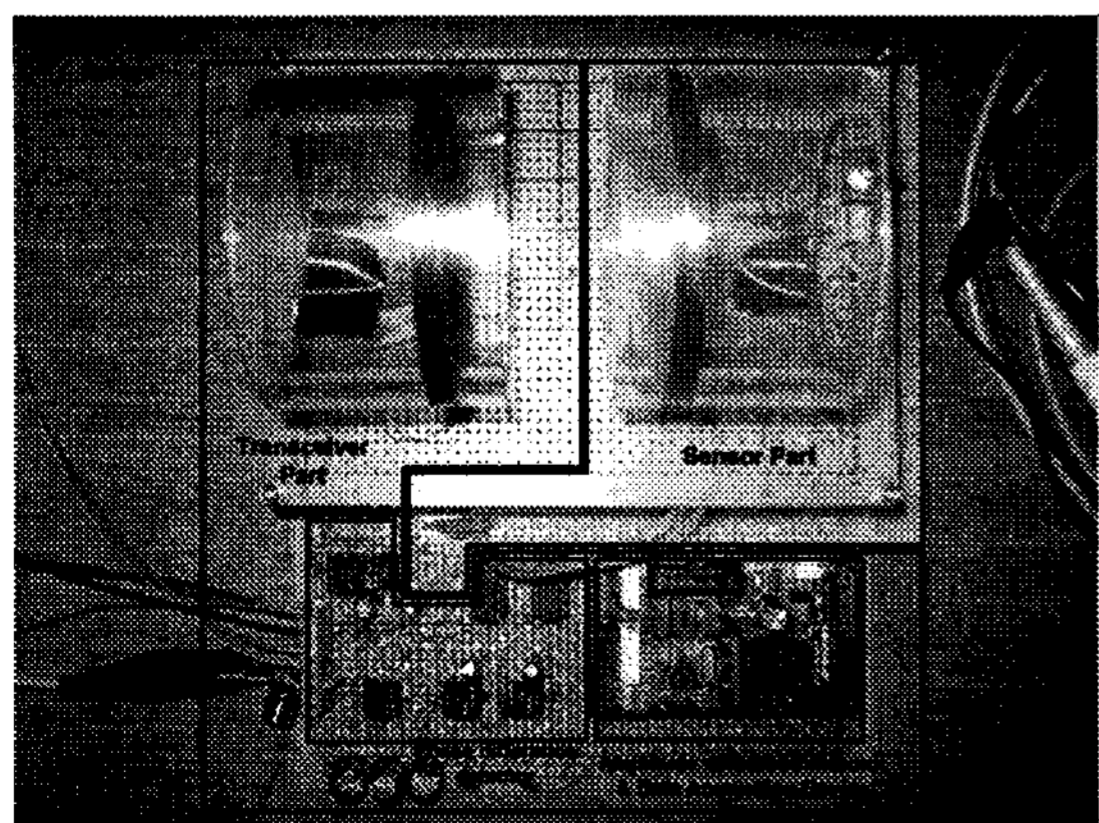


그림 5. RLS알고리즘의 블럭도
Fig. 5 Block diagram of RLS Algorithm

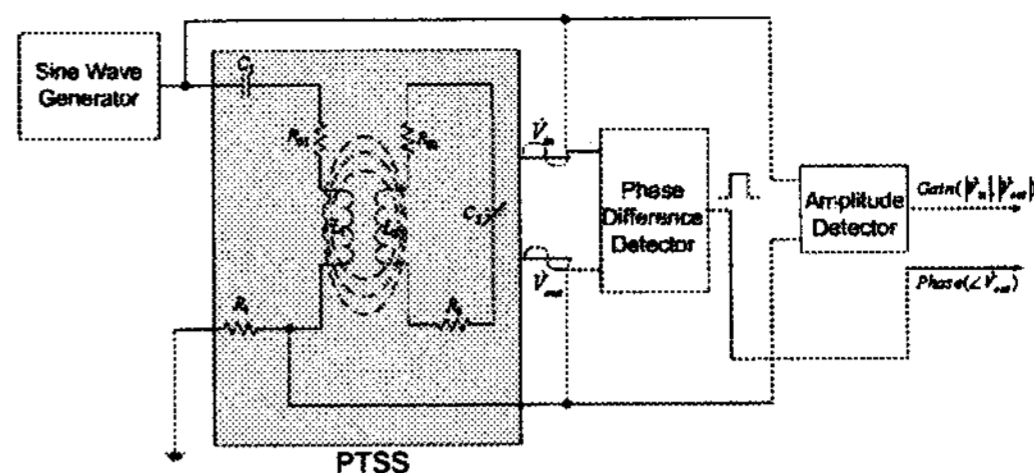
여기서, ω_{span} 은 시스템에 입력되는 각속도의 범위를 나타내며, k 번째 데이터 쌍에 사용되는 설계행렬 $A(k) = [a_{11} \ a_{12}; a_{21} \ a_{22}]$ 의 각 요소 값을 결정하는 인자로 사용된다.

2.3 실험장치의 구성

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

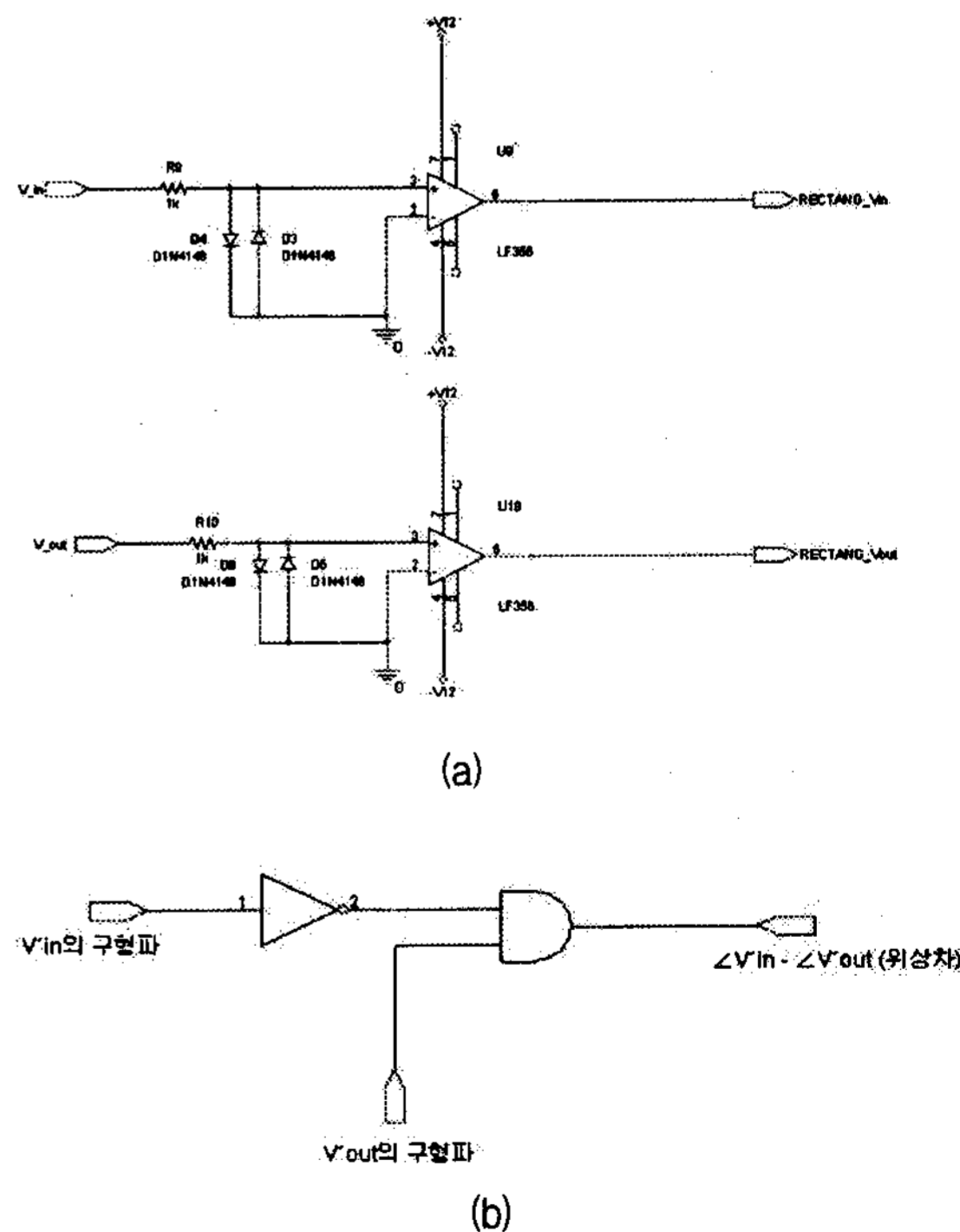


(a)



(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 Transceiver부와 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 위상값을 측정해야 한다. 이를 위해 Transceiver부에 R_1 양단에 걸린 출력전압 V_{out} 과 입력전압 V_{in} 의 위상을 감지하는 위상차 감지장치(Phasor Difference Detector) 그리고, V_{out} 과 V_{in} 의 크기를 감지하는 진폭감지장치(Amplitude Detector)를 구성하였다.



(a)
그림 7 (a) 위상차 감지 장치내 구형파 변환회로
(b) 위상차 감지 장치내 위상차를 나타내는 펄스 발생 회로
Fig. 7 (a) Rectangle wave converter in Phase detector
(b) Exclusive OR circuit between V_{in} and V_{out} in Phase detector

위상차 감지 장치는 그림 7과 같이 R_1 양단에

결린 출력전압 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.

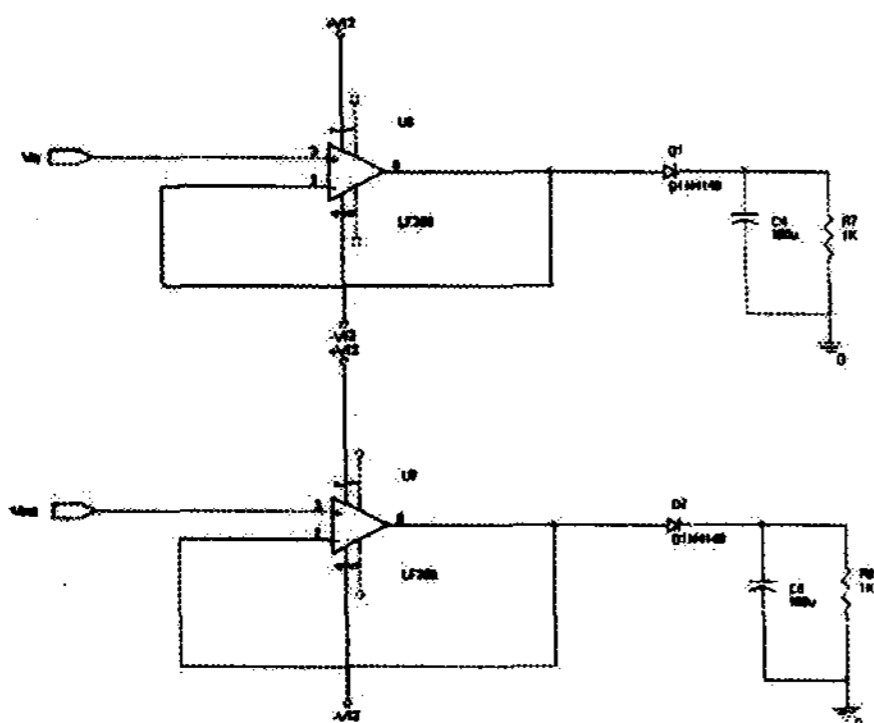


그림 8 진폭 감지장치
Fig. 8 Amplitude Detector

또한 진폭 감지장치는 그림8과 같이 출력전압 V_{out} 과 입력전압 V_{in} 을 DC전압으로 바꾸어 그림 7의 위상차 감지장치에서 얻어진 펄스와 함께 데이터취득장치(Data Acquisition Device)로 보낸다.

데이터취득장치는 신호처리분야에서 널리 쓰이는 TMS320F2406 DSP가 탑재된 모듈로 구현되었다. 위상차를 나타내는 펄스폭을 측정하기 위해 TMS320F2406에서 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	1.35[mH]	Initial value of C_2	1000[pF]
C_1	0.001[pF]	Initial value of M	2[mH]
L_2	1[mH]		
C_2	603[pF]	ω_{span}	105.5[kHz] ~192.3[kHz]
	709[pF]		105[kHz] ~171.2[kHz]
	760[pF]		105.5[kHz] ~173.6[kHz]
R_1	760[Ω]	R_2	0[Ω]
R_{01}	60[Ω]	R_{02}	59[Ω]
Number of Data Pairs (N)	28	Distance between Coil 1 and Coil 2	3.7[cm]

실험을 위해 원격 RF센서시스템의 파라메타를 표 2와 같이 설정하였으며 추정대상이 되는 C_2 와 M 은 시불변으로 가정한다. 이러한 조건하에서 얻어진 입출력 전압 V_{in} 와 V_{out} 는 그림 9와 같은

크기와 위상차를 가지는 정현파의 형태로 측정된다.

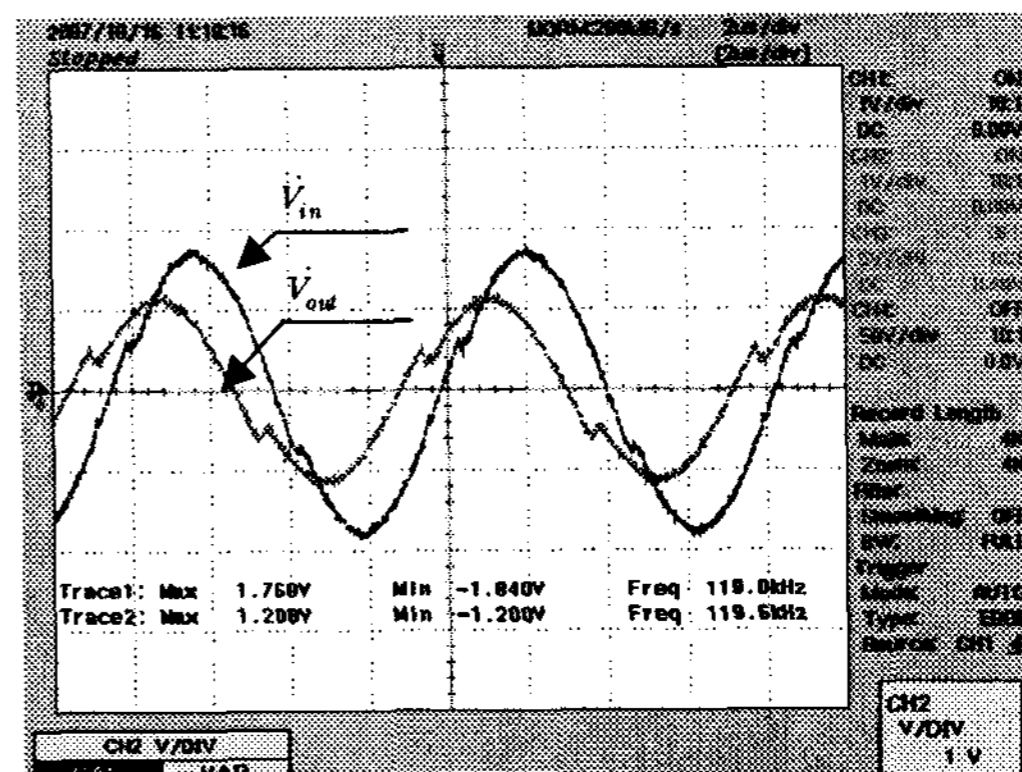
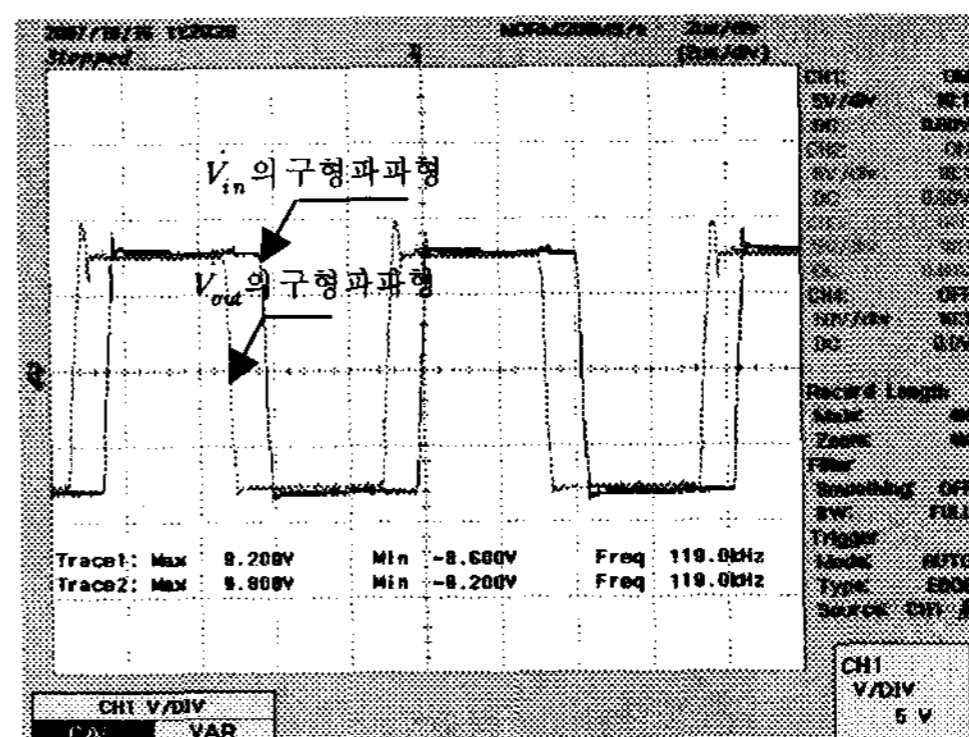
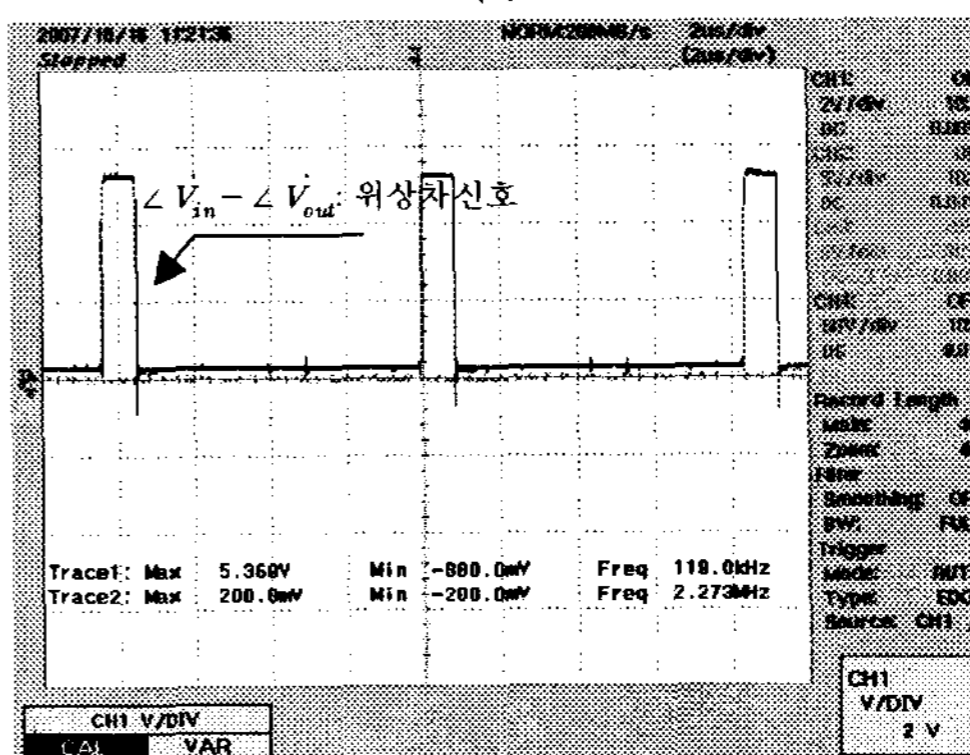


그림 9 측정된 정현파 입출력 전압 파형
Fig. 9 Measured Input-output Sine Wave Form

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) 같은 위상차를 나타내는 펄스열을 발생시킨다.



(a)



(b)

그림 10 (a) 변형된 입출력 구형파 파형
(b) 입출력 전압의 위상차 펄스
Fig. 10 (a) Transformed Rectangle Wave Form
(b) Phase Difference Pulse between Input and Output Rectangle Wave

또한 입출력 전압 V_{in} 및 V_{out} 은 그림 8과 같은 진폭 감지 장치를 거쳐 그림 11과 같은 DC전압으로 변환된다. 변환된 DC전압은 위상차 감지 장치에서 얻어진 펄스와 함께 데이터 취득장치로 보내어진다.

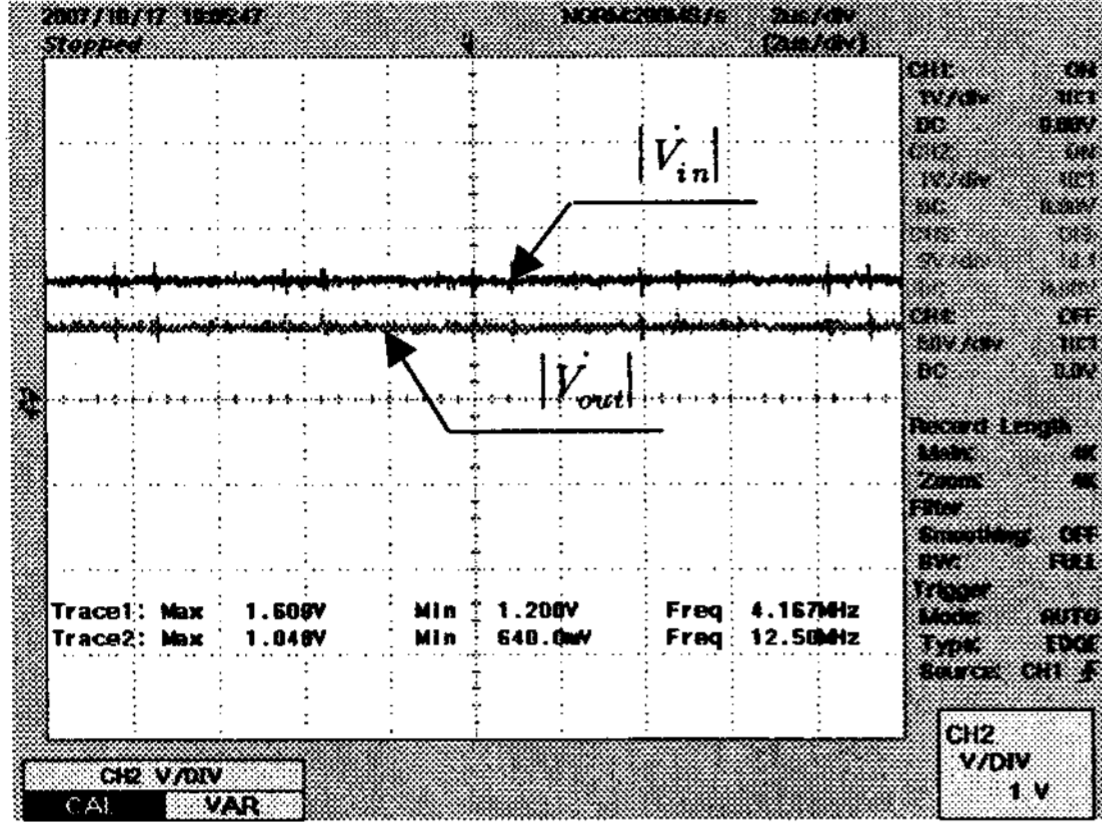


그림 11 진폭감지장치에 의한 V_{in} 과 V_{out} 의 DC변환 전압
Fig. 11 DC Voltage of V_{in} and V_{out} by Amplitude Detector

위상차 감지 장치와 진폭 감지 장치를 통해 수집된 데이터는 표 1의 기지의 출력변수 Z 를 구하는데 사용되며 각주파수 ω 와 함께 추정을 위한 데이터쌍 (ω, Z)을 형성한다. 대표적으로 정전용량형 센서값 C_2 가 603[pF]인 경우의 V_{in} 과 V_{out} 의 크기와 위상차 그리고 주파수 데이터를 표3 과 같이 나타내었다.

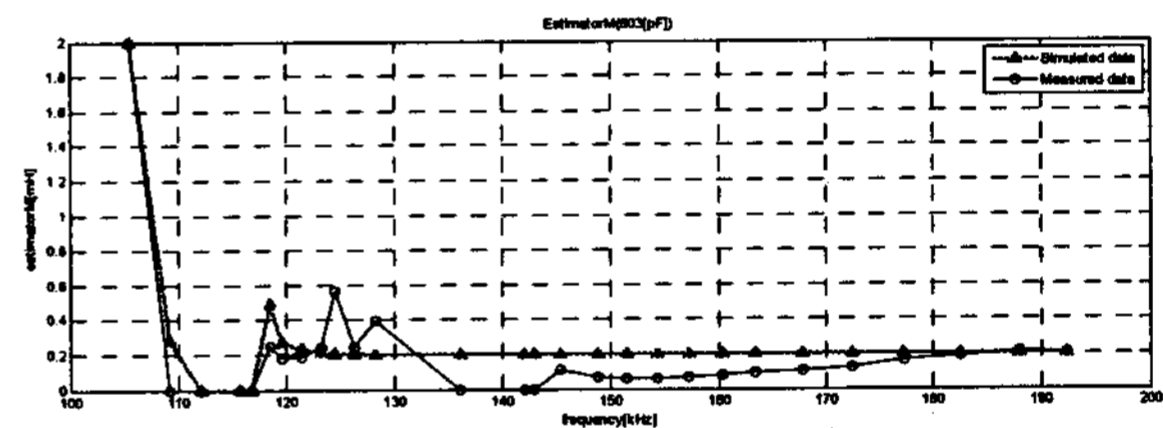
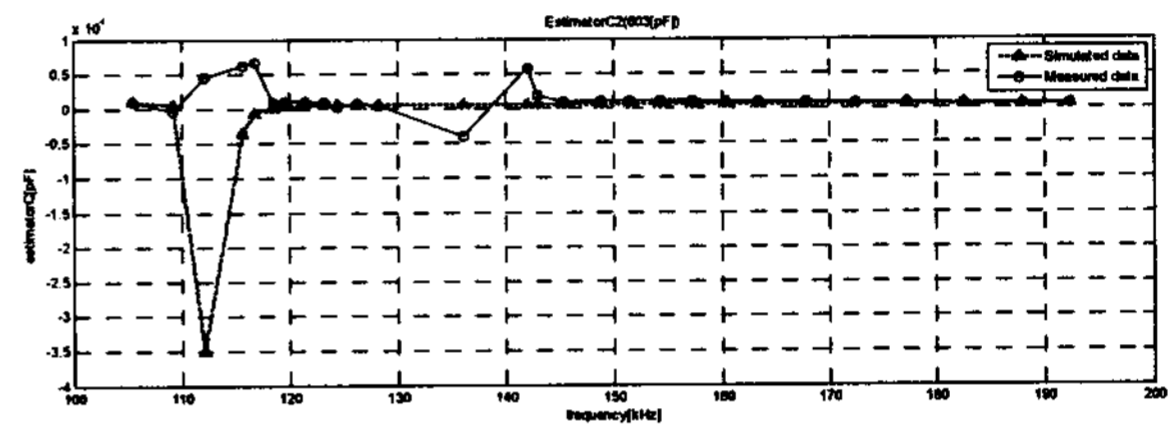
표 3 원격 RF 센서 시스템으로부터 얻어진 측정데이터
Table. 3 Measured Data from Passive Telemetry RF Sensor System

	603 [pF]			Frequency [kHz]
	$ V_{in} $	$ V_{out} $	$\angle V_{out}$ [nsec]	
1	3.04	2.32	912	105.5
2	3.04	2.4	800	109.2
3	3.04	2.48	700	112.1
4	3.04	2.56	588	115.7
5	3.04	2.56	552	116.8
6	3.04	2.6	500	118.5
7	3.04	2.64	452	119.6
8	3.04	2.68	400	121.4
9	3.04	2.72	344	123.2
10	3.04	2.72	296	124.4
11	3.04	2.76	248	126.3
12	3.04	2.8	192	128.2
13	3.04	2.8	0	136
14	3.04	2.8	-120	142
15	3.04	2.76	-140	142.9
16	3.04	2.72	-186	145.3
17	3.04	2.68	-252	148.8
18	3.04	2.64	-300	151.5
19	3.04	2.6	-348	154.3
20	3.04	2.56	-396	157.2
21	3.04	2.48	-452	160.3
22	3.04	2.4	-492	163.4
23	3.04	2.28	-548	167.8
24	3.04	2.2	-596	172.4
25	3.04	2.04	-656	177.3
26	3.04	1.88	-700	182.5
27	3.04	1.6	-748	188
28	3.04	1.24	-700	192.3

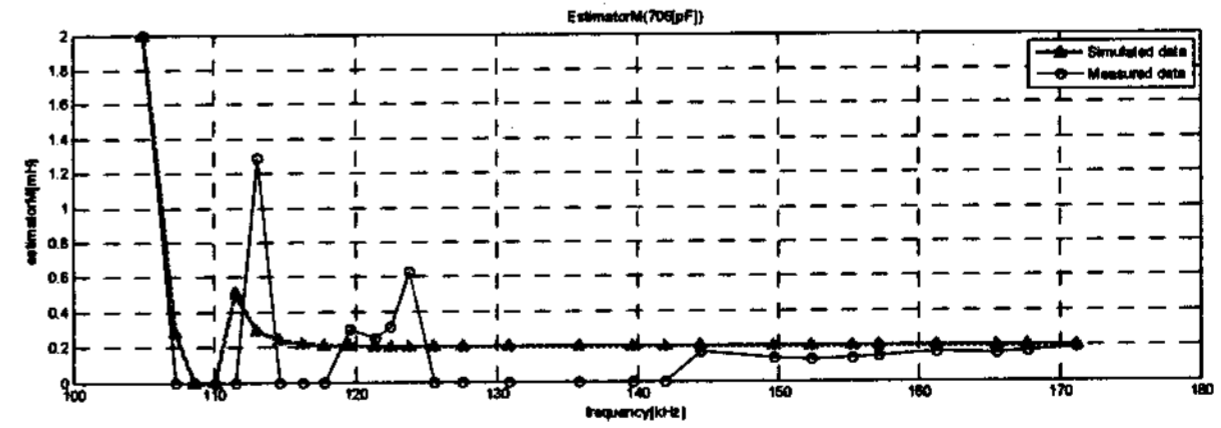
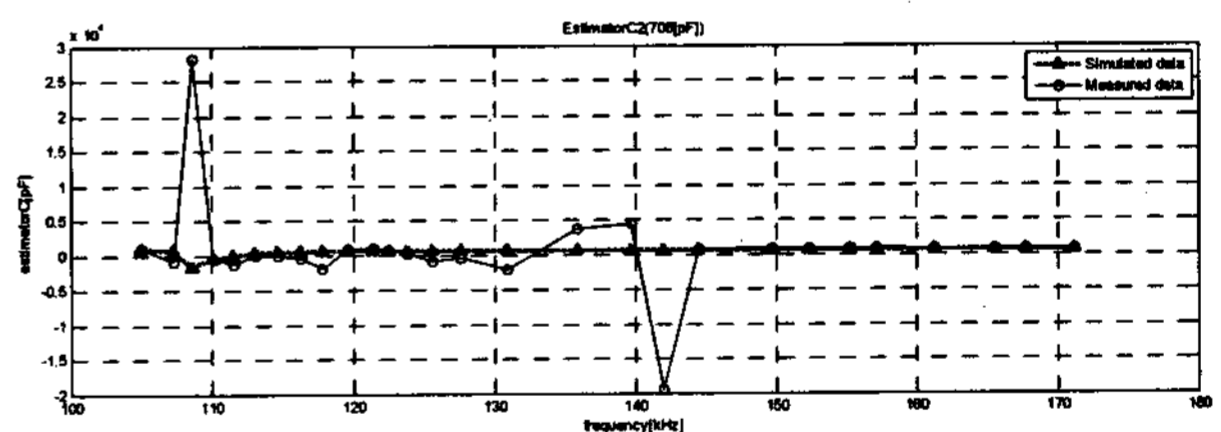
여기서, $\angle V_{out}$ 는 입력전압 V_{in} 과 R_1 양단에 걸리는 출력전압 V_{out} 사이의 위상차를 의미한다. $\angle V_{out}$ 에 나타나는 부호는 입출력 전압 V_{in} 과 V_{out} 간 위상의 진,지상을 의미하는 것으로 + 부호는 출력전압 V_{out} 이 입력전압 V_{in} 에 비해 진상임을 나타내며 - 부호는 출력전압 V_{out} 이 입력전압 V_{in} 에 비해 지상임을 나타낸다.

실험은 C_2 가 603[pF]과 706[pF] 그리고 760[pF]일 때 각각 수행되었으며 각각의 C_2 에 대한 데이터쌍 (ω, Z)을 도출하였다. 또한 C_2 각 시블변으로 가정하므로 λ 는 1로 설정한다.

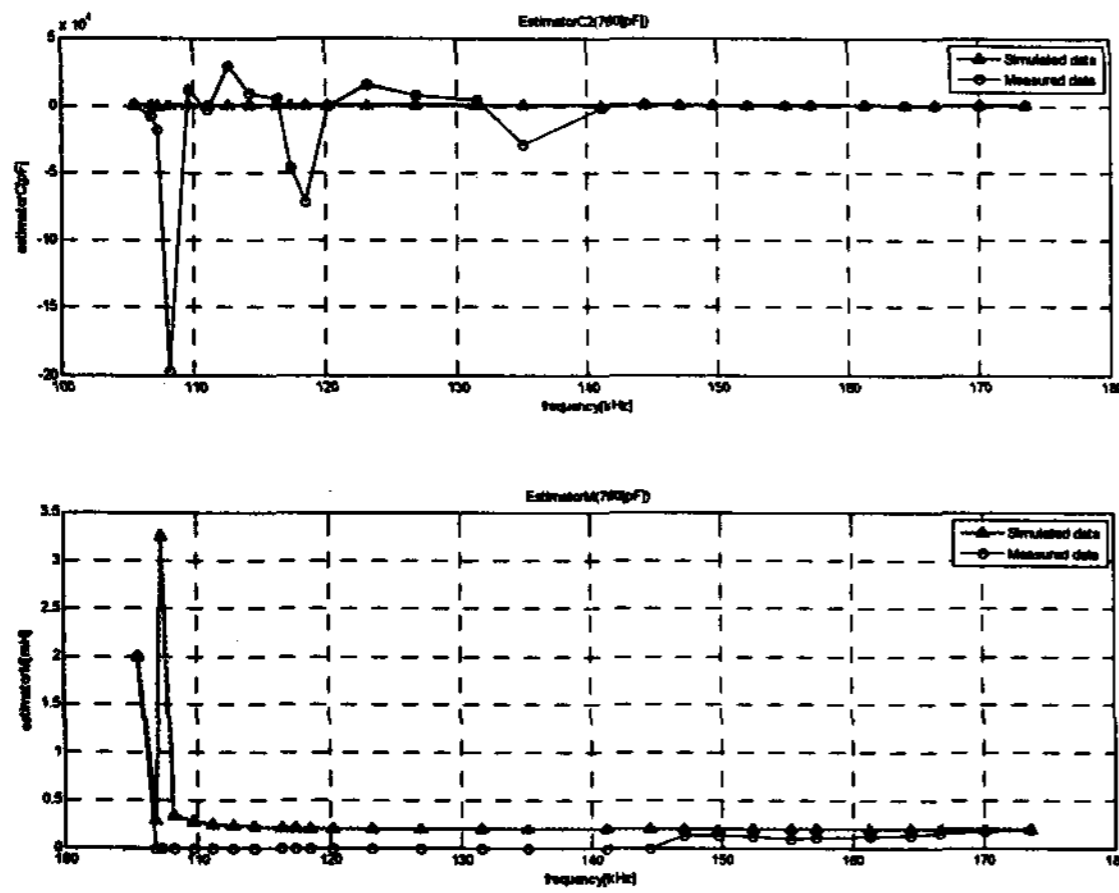
그림 12는 각각의 C_2 에 대해서 수집된 데이터를 이용하여 추정대상인 C_2 를 추정한 수렴패턴을 나타낸다.



(a)



(b)



(c)
 그림 12 정전용량 파라메타 C_2 추정의 수렴패턴
 (a) $C_2 = 603 [pF]$ (b) $C_2 = 706 [pF]$ (c) $C_2 = 760 [pF]$
 Fig. 12 Convergence Patterns of C_2
 (a) $C_2 = 603 [pF]$ (b) $C_2 = 706 [pF]$ (c) $C_2 = 760 [pF]$

- Δ 으로 표기된 수렴추이는 모델을 기반으로 한 모의 실험에 의한 추정 결과이며, -o은 장치를 통해 직접 수집된 측정데이터를 사용한 추정 결과이다. 수집된 측정데이터를 이용한 추정에서는 C_2 가 603 [pF]과 706 [pF] 및 760 [pF]일 때, 제안한 원격 RF 센서 시스템은 RLS 알고리즘으로 각각의 C_2 에 대해 7.8[%]와 1.8[%] 그리고 1.2[%]의 퍼센트 오차를 가지며 추정을 완료하였다.

3. 결론

본 연구에서는 기존의 IC 칩 내장 형태의 원격 RF 센서 시스템이 가지는 구조의 복잡성 및 전력소모를 해결하기 위해 유도결합원리를 이용한 새로운 시스템 모델을 제안하였다. Sensor 부를 구성하는 소자가 오직 R, L 그리고 C 이었으므로 구조의 단순성 및 저 전력소모를 실현할 수 있을 것으로 사료된다. 또한 페이지법을 이용하여 수학 모델을 유도하였으며, 실제 장치를 통해 수집된 데이터를 이용할 경우 모델기반의 RLS 알고리즘은 미지의 파라메타 C_2 를 최대 7.8[%] 최소 1.2[%] 퍼센트오차로 추정가능하였다. 이러한 오차는 계측의 정밀도에서 비롯된 오차로서 추후 개선되어야 하나, 추정되는 추이가 목표값으로 수렴되어 가는 것으로 보아 RLS 알고리즘은 훌륭한 추정기로서 가능성을 보였다. 추후 본 연구에서 제안한 정전용량형 원격 RF 센서 시스템이 잡음환경에서 범용적으로 사용가능하도록 정밀한 계측장치의 개발이 필요할 것이다.

감사의 글

본 논문은 한국전력공사에서 지원한 전력변환 시스템 신기술 연구센터 (과제번호 2006-0273)의 사업으로 수행되었습니다

참 고 문 헌

- [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 (2001) 29~38
- [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] www.microstrain.com
- [7] American National Standards Institute, Safety Level of Electromagnetic Radiation with respect to Personnel, ANSI C95.1-1974, IEEE, NewYork, NY, 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