

## 가변형 저항 센서를 위한 새로운 방식의 인터페이스 회로 설계에 관한 연구

°김 동용\*, 박 지만\*\*, 차 형우\*\*\*, 정 원섭\*\*\*

\*청주대학교 전자공학과, \*\*한국전자통신연구소, \*\*\*청주대학교 전자·정보통신·반도체 공학부  
360-764 충북 청주시 상당구 내덕동 36번지

### The Study about the New Method of Interface Circuit Design for Variable Resistive Sensors

°Dong-Yong Kim\*, Ji-Mann Park\*\*, Hyeong-Woo Cha\*\*\*, and Won-Sup Chung\*\*\*

\*Dept. of Electronic Eng., Chongju Univ., \*\*ETRI

\*\*\*School of Electronic, Information & Communication, Semiconductor Eng., Chongju Univ.  
36 Naedok-dong, Sangdang-gu, Chongju-shi, 360-764  
TEL : (0431) 229-8462, E-mail : Edison1@shinbiro.com

#### Abstract

A new interface circuit for variable resistive sensors is proposed. The interface circuit compose of only two strain gages, a voltage-to-current converter, and current mirror with two outputs. A new dual slope A/D converter based on linear operational transconductance amplifier for the testing of prototype interface circuit is also described. The theory of operation is presented and experimental results are used to verify the theoretical predictions. The results show close agreement between predicted behaviour and experimental performance.

#### I. 서 론

1843년 휘스톤 브리지(Wheatstone bridge) 회로가 발표된 이래로[1], 센서(sensor)의 물리적인 현상을 전압으로 바꾸기 위해서 휘스톤 브리지 회로가 일반적으로 사용되고 있다. 이것은 브리지 회로가 기본적으로 직렬로 연결된 두 개의 소자를 병렬로 접속시켜 바이어스 전압 또는 전류를 인가되는 구조를 갖고 있으며, 병렬로 연결된 두 단자의 전압 차가 센서의 물리적인 현상에 비례하기 때문이다.

특히, 네 개의 브리지 소자 대신에 특성이 균일한 센서를 대각으로 서로 쌍을 이루도록 구성할 경우(예를 들면, 스트레인 게이지를 사용한 전자 저울), 온도 특성과 직선성 등이 우수하여 중량, 압력, 습도, 그리고 유량 등의 측정에 폭넓게 사용되고 있다. 그러나, 이 경우 네 개의 센서가 요구되어 가격 상승과 기계적인 장착이 어려운 단점이 있다. 이에 반해, 두 개의 소자가 직렬로 연결된 절반(half 또는 1/2) 브리지 회로는

제작이 용이하고 제작비가 낮지만, 전체 온도 범위에서 심각한 오프셋(offset) 전압이 존재한다[2]-[4].

한편, 브리지 회로를 구동하기 위한 방법으로는 정전압 또는 정전류 바이어스법이 있으며, 센서 소자의 특성에 따라 선택하여 사용할 수 있다. 일반적으로, 저항형 압력센서에는 휘스톤 브리지에 정전류를 인가시켜 센서의 물리적인 특성인 저항 변화를 전압으로 얻어내고 있다. 이 경우 저항 변화가 매우 작기 때문에 정밀한 신호 검출이 어려운 문제점이 있다[5]-[6].

본 논문에서는, 종래의 휘스톤 브리지 구성의 단점과 정전류 구동 휘스톤 브리지의 문제점을 해결하기 위해 새로운 구성의 저항형 센서 인터페이스 회로를 제안한다. 제안한 인터페이스 회로에는 두 개의 저항형 센서에 동일한 정전류를 각각 인가함으로써 두 배의 검출 효과를 얻을 수 있을 것이다. 또한, 본 인터페이스 회로를 검출하기 위해 선형 트랜스컨덕턴스 증폭기(operational transconductance amplifier:OTA)를 기초한 새로운 이중 적분 A/D 변환기를 제안한다. 제안한 두 가지의 회로는 저항형 센서인 2개의 스트레인 게이지(strain gage:SG)와 개별 소자들을 사용해 브레드보드 상에서 실험하여 그 동작 원리와 성능을 확인한다.

#### II. 회로 구성 및 동작원리

##### II-1. 새로운 방식의 저항형 센서 인터페이스 회로

본 논문에서 제안한 저항형 센서 인터페이스 회로의 블록도를 그림 1에 나타냈다. 이 블록도에서와 같이 제안한 인터페이스 회로는 저항형 센서 구동을 위한 전압-전류(voltage-to-current:V-I) 변환기와 전류 미



그림 1. 제안한 저항형 센서 인터페이스 회로의 블록도.

러단(current mirror stages)이 사용되며 센서의 전압 검출을 위해 계측 증폭기(instrumental amplifier), 그리고 안정된 직류 출력 전압을 얻기 위한 저역-통과 여파기(LPF)로 구성된다.

그림 1에 나타낸 블록도를 회로로 실현한 것을 그림 2에 나타냈다. 이 회로에서 제너 다이오드(ZD),  $OA_1$ ,  $M_1$ , 그리고  $R_{adj}$ 는 V-I 변환기를 형성하고,  $M_2 - M_4$ 는 전류 미러를 형성하며 저항형 센서  $R_{S1}$ 과  $R_{S2}$ 와 함께 정전류 바이어스 브리지 회로를 구성하고 있다. 또한,  $OA_2 - OA_4$ 와 주변 저항들은 완충 입력 차동 증폭기를 형성하고  $OA_5$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_1$ , 그리고  $R_2$ 는 저역-통과 여파기를 형성한다.

회로 동작은 다음과 같다. 제너 다이오드(ZD)의 양단에 형성된 기준 전압  $V_Z$ 는 전압 폴로워(voltage follower)를 통해서 저항  $R_{adj}$  사이에 나타난다. 따라서,  $R_{adj}$ 에 흐르는 출력 전류  $I_Z$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$I_Z = \frac{V_Z}{R_{adj}} \quad (1)$$

제너 전압  $V_Z$ 이 일정하다고 가정하면, 전류  $I_Z$ 는 가변 저항  $R_{adj}$ 에 의존한다. 따라서, 이 회로는 저항  $R_{adj}$ 의 적절한 조절로 임의의 전류 값을 설정할 수 있다. 이 전류는 pMOS 전류 미러의  $M_2$ 에 입력되어  $I_Z = I_D$ 가 되고, 이 전류는  $M_3$ 와  $M_4$ 에 의해 복제되어 저항형 센서  $R_{S1}$ 과  $R_{S2}$ 에 각각 인가된다. 전류 미러를 형성하는 pMOS 트랜지스터가 정합되었다고 가정하면 전류 미러의 입력 전류  $I_D = I_{D2} = I_{D3} = I_{D4}$ 가 된다. 그러나, 전류 미러에서  $M_2$ 의 드레인-소스 전압  $v_{DS}$ 는  $M_3$ 와  $M_4$ 의 드레인-소스 전압과 다르기 때문에 얼리 효과(Early effect)를 고려하면  $M_3$ 와  $M_4$ 의 드레인 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_D = K(v_{GS} - V_t)^2(1 + \lambda v_{DS}) \quad (2)$$

여기서,  $K = 1/2\mu_p C_{ox} (W/L)$ ,  $V_{GS}$ 는 게이트 소스 전압,  $V_t$ 는 문턱 전압, 그리고  $\lambda$ 는 채널에 관한 파라미터이다. 그러나, 저항형 센서의 경우(특히 스트레인 게이지), 물리적인 변화에 따른 저항 변화가 아주 작기 때문에(스트레인 게이지의 경우 1Ω이하)  $M_3$ 와  $M_4$ 의  $v_{DS}$  값은 거의 일정할 것이다. 따라서, 그림 2의 회로에 사용된 저항형 센서에는 동일한 전류가 흐를 것이다.

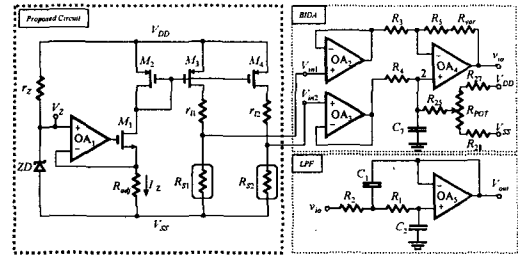


그림 2. 제안한 2개의 저항형 센서(SG)만을 사용한 스트레인 검출 회로.

물리적인 현상(압력)에 따른 저항형 센서  $R_{S1}$ 와  $R_{S2}$ 의 저항 변화가 다음과 같이 주어진다면,

$$R_{S1} = R_{S0} + \Delta R, \quad R_{S2} = R_{S0} - \Delta R \quad (3)$$

$R_{S1}$ 과  $R_{S2}$ 에 나타나는 전압은 아래와 같이 구해진다.

$$V_{in1} = I_D \times R_{S1}, \quad V_{in2} = I_D \times R_{S2} \quad (4)$$

따라서, 두 센서에 나타나는 전압차  $V_{in}$ 은 다음과 같이 주어진다.

$$V_{in} = V_{in1} - V_{in2} = I_D (R_{S1} - R_{S2}) = 2I_D \Delta R \quad (5)$$

이 식은 종래의 전류 바이어스법에 의한 네 개의 센서를 사용한 브리지 구성의 출력 전압차가  $V_{four} = I_D \Delta R$ 인 것[6]-[7]과 비교할 때, 출력이 2배로 증가된다는 것을 알 수 있다.

검출된 센서의 전압차  $V_{in}$ 은 다음 단의 완충 입력을 가진 계측 증폭기(완충 입력 차동 증폭기)에 인가된다. 그림 2에서  $R_3 = R_4$ 로 정합되어 있다고 가정하면, 이 계측 증폭기의 출력  $v_{io}$ 는 다음과 같이 주어진다.

$$v_{io} = -\frac{R_5 + R_{var}}{R_3} V_{in} = A_i (2 I_D \Delta R) \quad (6)$$

여기서,  $R_{var}$ 는 이득 조절을 용이하게 하기 위해 사용된 정밀 가변저항이며,  $A_i = -(R_5 + R_{var})/R_3$ 로 계측 증폭기의 이득이다. 이 계측 증폭기의 출력 전압  $v_{io}$ 는 저역 통과 여파기를 거쳐 A/D 변환기의 입력 전압으로 인가되어 디지털 값으로 표현될 수 있을 것이다.

최종단에 사용된 저역 통과 여파기는 커패시터  $C$ 가 대칭성이 있는 전압 제어 전압 전원(VCVS)형의 2차 버터워스(Butterworth) 저역 통과 여파기를 선정하였다. 이 여파기의 전달함수  $T(s)$ 와 차단주파수  $f_c$ 를 다음과 같이 나타낼 수 있다[8]-[9].

$$T(s) = \frac{1}{s^2 + \left( \frac{1}{R_1 C_1} + \frac{1}{R_2 C_2} \right) s + \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (7)$$

$$f_c = \frac{1}{2\pi} \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2} \quad (8)$$

여기서,  $R = R_1 = R_2$ ,  $C = C_1 = C_2$  인 경우,

$$f_c = \frac{1}{2\pi} RC \quad (9)$$

가 된다. 위 식에서  $RC$  값을 작게 하여  $f_c$  를 낮추면, 안정된 직류 출력 전압을 얻을 수 있다.

따라서, 여파기의 출력 전압은  $v_{out} = V_{io}$  이 된다.

### II-2. 선형 OTA를 기초로 한 저항 편차-시간 간격 변환기

전기식 지시저울의 중량표시는 A/D 변환속도보다는 정밀도가 우선적으로 요구되므로 지금까지 대부분의 저울용 A/D 변환기는 주로 이중 적분형 A/D 변환기가 많이 사용되고 있다. 본 논문에서는 선형 OTA 를 기초로 하여 이중 적분형 A/D 변환기 방식을 채용한 새로운 저항 편차-시간 간격 변환기를 제안한다. 제안한 변환기의 블록도를 그림 3에 나타냈다.

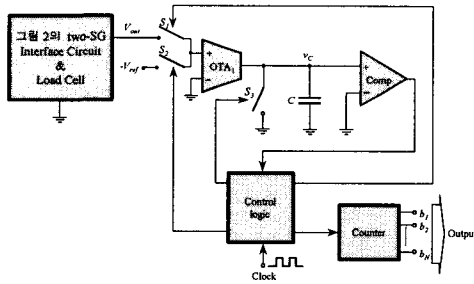


그림 3. 선형 OTA를 이용한 저항 편차-시간 간격 변환기.

이 변환기는 OTA를 이용한 적분기, 비교기, 그리고 제어 논리로 구성된다. 연산 증폭기를 사용한 종래의 이중 적분형 A/D 변환기와 다른 점은 적분기를 선형성이 우수한 OTA와 접지된 커패시터를 사용해 실현한 것이다[10]-[11]. 따라서, 종래의 이중 적분형 A/D 변환기의 아날로그 입력 전압에 대한 디지털 출력 관계식을 제안한 저항 편차-시간 간격 변환기에 적용하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$n_{io} = n_{ref} \left( \frac{V_{io}}{V_{ref}} \right) \quad (10)$$

여기서,  $n_{io}$  와  $n_{ref}$  는 저항 편차-시간 간격 변환기의 미지의 압력 신호에 대한 카운팅(counting)된 값과 기준 신호에 대한 카운터 값을 각각 의미한다. 그림 2에 나타난 인터페이스의 출력 신호를 이 변환기에 인가할 경우, 이 변환기에서 저항형 센서의 저항 변화량  $\Delta R$  에 해당하는 최종 디지털 개수(카운팅 수)는 다음과 같이 주어진다.

$$n_{io} = n_{ref} \left( A_i \frac{2 I_D \Delta R}{V_{ref}} \right) \quad (11)$$

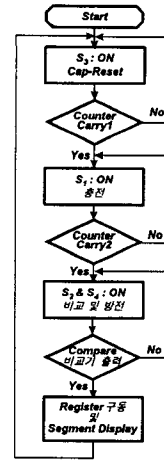


그림 4. 그림 3의 제어 알고리즘의 순서도.

그림 4는 제안한 선형 OTA를 이용한 저항 편차 시간 간격 변환기의 검증을 위해 사용된 제어 알고리즘을 나타낸 것이다. 전체 신호-처리회로의 응답 속도를 일정하게 하기 위해 전체 카운터 출력 캐리(Carry1)를 제어에 사용하여 커패시터의 초기 리셋 시간이 유동적으로 변화되도록 하였다. 여기서, (총 카운팅 시간 = 방전 카운팅 시간 + 커패시터 초기 리셋 잔여 카운팅 시간)이며, 따라서 (전체 수행 주기 = 충전 카운팅 시간 + 총 카운팅 시간)가 되며, 이를 통해 시스템은 일정한 전체 수행 주기를 얻을 수 있다.

### III. 실험 결과 및 검토

그림 2와 3에 제안한 회로의 동작 원리와 그 성능 검사를 저항형 센서인 스트레인 게이지와 개별 소자를 사용하여 확인하였다. MM사의 J2A-13-S033K-350의 스트레인 게이지를 (주)하나계기공업의 HS-7800P 시스템에 적용하기 위해, 그림 2에 나타난 회로의 최종 출력을 +1.7 ~ -1.7 V 범위로 설정하였다. 그림 2의 회로에서  $OA_1$ 은 OP-07,  $M_1$ 는 nMOS BUZ71,  $M_2$  -  $M_4$ 는 GD4007 소자를 사용하였고, ZD는 1N4733 (5.1V), 그리고  $R_{adj} = 470\Omega$ 로 설정하여  $I_D = 6.0$  mA가 되게 하였으며,  $r_{11} = r_{12} = 1k\Omega$ 을 사용하였다. 완충 입력 차동 증폭기와 LPF에 사용된  $OA_2$  -  $OA_5$ 는 LM324를 사용하였으며, 소자들을 적절히 조절하여, 이득  $A_i = 625$  [V/V]로, 차단주파수  $f_c \cong 2.8$  Hz로 설정하였다.

선형 OTA를 기초로한 저항 편차-시간 간격 변환기에 사용된 개별소자로는 OTA의 내부 회로 구성에 MC14007, 비교기에 LM311, 그리고 디지털 제어부는 EPROM 27C64Q에 프로그램으로 처리하였다.

그림 5는 스트레인 게이지를 로드 셀(load cell)에 부착하여, 로드 셀에 인가한 무게에 대한 센서의 저항

변화를 나타낸 것이다. 이 결과로부터 압력에 대한 센서의 저항 변화가 선형임을 알 수 있다. 그림 6은 로드 셀에 부착된 센서를 그림 2에 연결한 후, 로드 셀에 인가한 무게에 대한 센서의 단자간 전압차  $V_{in} = V_{in1} - V_{in2}$ 의 변화를 나타낸 것이다. 이 그림으로부터 실제로 측정된 결과가 -1.32 mV의 오프셋 전압이 있다는 것을 알 수 있다. 이 오프셋은 두 개의 스트레인 게이지의 부정합에 기인한 결과로 사료된다 [12]. 이 오프셋 전압을 완충 입력 차동 증폭기의 레벨 시프팅(level shifting)단의 저항  $R_{POT}$ 을 이용하여 조절할 수 있다. 또한, 이 전압차  $V_{in}$ 은 오프셋 전압, 식 (5), 그리고 그림 5의 결과를 이용하여 계산한 결과

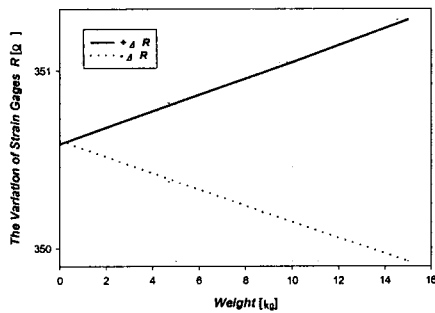


그림 5. 무게 변화에 따른 스트레인 게이지의 저항 변화.

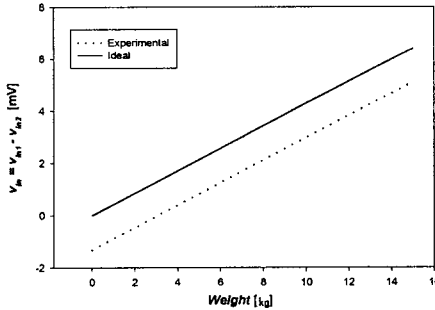


그림 6. 무게 변화에 따른 로드 셀의 단자 전압 특성.

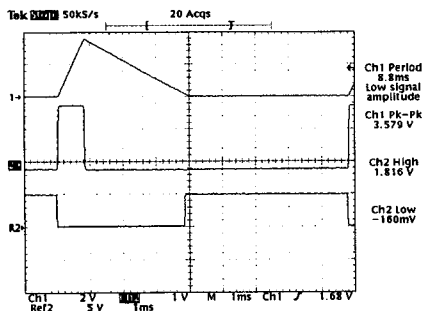


그림 7. 선형 OTA를 기초로한 저항 편차-시간 간격 변환기의 출력 결과 파형.

와 일치 된다는 것을 알 수 있다.

그림 7은 10kg의 무게를 로드 셀에 인가한 경우, 그림 3의 저항 편차-시간 간격 변환기의 동작 파형을 나타낸 것이다. 위로부터, OTA 출력단의 파형,  $v_{out} = V_{io}$  입력단자의 파형, 그리고 비교기 출력파형을 보여주고 있다.

#### IV. 결론

가변형 저항 센서를 위한 새로운 방식의 인터페이스 회로를 제안하였다. 제안된 회로는 스트레인 게이지를 사용하여 그 동작 원리와 성능을 확인하였다. 또한, 선형 OTA를 기초로 한 이중 적분형 A/D 변환기를 제안하였으며, 센서 인터페이스 회로를 이 변환기의 입력단에 적용하여 전체의 동작 원리와 그 성능을 확인했다. 제안된 센서 인터페이스 회로에는 두 개의 저항형 센서를 사용하면서 네 개의 센서를 사용한 종래의 인터페이스 회로보다 2배의 성능 향상을 보였다. 따라서, 본 논문에서 제안된 인터페이스 회로는 가변형 저항 센서가 사용되는 계측 시스템에 유용하게 사용될 것으로 기대된다.

#### 참고 문헌

- [1] S. C. Wheastone, "An account of several new instruments and processes for determining the constants of a voltaic circuit", *Philos. Trans. R. Soc. Lond.*, vol.133, no. 1843, pp.303-329.
- [2] K. F. Anderson, "The New Current Loop: An Instrumentation and Measurement Circuit Topology", *IEEE Trans. on instrumentation and measurement*, Vol.46, No.5, Oct. 1997, pp 1061-1067.
- [3] Joseph J. Carr, "Sensors and Circuits", *PTR Prentice Hall*, 1993, pp 43-4.
- [4] R. L. Hannah and S. E. Reed, "Strain Gage User's Handbook", *Chapman & Hall*, 1994, pp 79-97.
- [5] 谷腰欣司, "센서應用回路 100選", 世和, 1992.
- [6] Mohammed Ismail & Terri Fiez, "ANALOG VLSI", *McGraw-Hill*, 1994.
- [7] Tandeske & Duane, "Pressure Sensors : Selection and Application", 1991, page 161-172.
- [8] A. J. Peyton and V. Walsh, "Analog Electronics with Op Amps", *Campridge univ. Press*, 1993, pp 83-84
- [9] Arthur B. Williams, "Electronic Filter Design Handbook", *McGraw-Hill*, ch. 3, 1981.
- [10] Sedra & Smith, "Laboratory manual for Micro-electronic Circuits 3th", *SAUNDERS HBJ*, 1991.
- [11] W.-S. Chung and H.-W. Cha, "Bipolar linear trans-conductor", *Electronics. Letters*, vol. 26, May 1990, pp 619-620.
- [12] 韓應教, "스트레인 게이지-理論과 應用-", 普成 文化史, 1988.