

2세대 전류 컨베이어를 이용한 쌍안정 멀티바이브레이터 설계 및 저항형 브리지 센서에의 응용

Bistable Multivibrator Using Second Generation Current Conveyor and Its Application to Resistive Bridge Sensor

정 원 섭*[★], 박 준 민*

Won-Sup Chung*[★], Jun-Min Park*

Abstract

A simple resistance deviation-to-time period converter is proposed for interfacing resistive half-bridge sensors. It consists of two 2nd generation current conveyors(CCII)s. The proposed converter has simpler circuit configuration than the conventional converters using operational amplifiers or operational transconductance amplifiers(OTAs). The proposed converter was simulated using CCII implemented with AD844 IC chips. The simulation results show that the converter has a conversion sensitivity of 0.01934 ms/ Ω over a range of 100-500 Ω resistance deviations and a linearity error less than $\pm 0.002\%$.

요 약

저항형 센서 브리지들을 인터페이스 하기 위한 간단한 저항 편차-시간 주기 변환기를 제안한다. 제안된 변환기는 두 개의 2세대 전류 컨베이어(current conveyor II: CCII)로 구성된다. 제안된 변환기는 연산 증폭기 또는 연산 트랜스컨덕턴스 증폭기(OTA)로 구성되는 기존의 변환기들보다 회로 구성이 간단하다는 장점을 가진다. 제안된 변환기를 AD844로 구현한 CCII를 이용하여 PSPICE 시뮬레이션을 진행하였다. 실험 결과는, 변환기가 100~500 Ω 의 저항 편차 범위에 걸쳐서 0.01934 ms/ Ω 의 변환 감도를 가지며 선형 오차는 $\pm 0.002\%$ 이내라는 것을 보여준다.

Key words : Resistive bridge sensor, Resistive bridge circuit, Bistable multivibrator, Resistance deviation-to-time period converter, Smart sensor

1. 서론

스트레인 게이지(strain gage)를 이용한 저항형 센서 브리지는 높은 감도를 가지기 때문에 산업용

프로세서 컨트롤 시스템 그리고 의료용 기기 등에 널리 사용된다[1]. 저항형 센서 브리지를 디지털 시스템에 접속하기 위해서는, 브리지 센서들의 저항 편차를 디지털화 할 수 있는 정밀한 인터페이스 회

* Dept. of Semiconductor Engineering, Cheongju University

★ Corresponding author

E-mail : circuit@cju.ac.kr, Tel : +82-43-229-8462

※ Acknowledgment

This work was supported by the research grant of Cheongju University (2018. 03. 01-2020. 02. 28)

Circuit simulation tools were supported in part by IDEC in Korea

Manuscript received Jun. 4, 2019; revised Jun. 24, 2019; accepted Jun. 26, 2019.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

로가 요구된다. 저항 편차를 디지털 형태로 변환시키는 가장 간단한 방법은 저항 편차를 주기(주파수) 또는 시간 차로 변환시키는 것이다. 저항 편차-주기(주파수) 변환은 여러 형태의 발진기 회로에 기초를 둔다[2]-[5]. 저항 편차-시간차 변환은 전류-제어 쌍안정 멀티바이브레이터를 이용한 펄스-폭 변조기에 기초한다[6]-[9]. 하지만 이들 두 가지 방법에 기초한 변환기들은 센서 브리지의 저항 편차를 얻기 위해 정합된 두 개의 전압-전류 변환 회로 또는 정합된 두 개의 쌍안정 멀티바이브레이터를 필요로 한다. 이에 따라, 이 변환기들은 회로가 복잡하고, 정밀도를 높이기 위해서는 정합된 능동 소자들과 저항기들이 필요하다는 단점을 가진다.

본 논문에서는, 간단한 회로 구성으로 구현한 하프-브리지 저항 편차-주기 변환기를 제안한다. 이 변환기는, 기존의 회로 방식들과는 달리, 한 개의 2세대 전류 컨베이어(current conveyor II: CCII)로 구성된 쌍안정 멀티바이브레이터를 필요로 하기 때문에, 기존 논문들보다 회로 구성이 간단하다는 장점을 가진다.

II. 본론

1. CCII의 회로 구성과 단자 특성

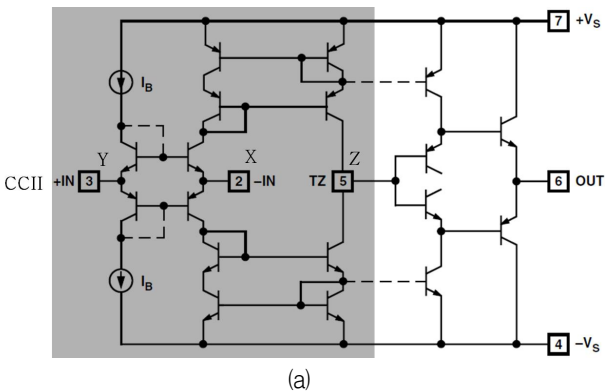


Fig. 1. (a) circuit diagram of the AD844, (b) CCII symbol. 그림 1. (a) AD844의 내부 회로도, (b) CCII의 블록도

그림 1에 CCII로 사용이 가능한 집적회로 AD844의 내부 회로도와 CCII의 블록도를 나타내었다. X 입력 단자는 낮은 입력 임피던스를 가지며, 입력 전류 i_x 를 높은 임피던스의 출력 단자 Z로 운반한다(convey). Y 입력 단자는 높은 임피던스를 가지며, 입력 전압 v_y 를 X 단자에 반사시킨다. 따라서 CCII의 입-출력 관계는 식 (1)에 보인 행렬 식으로 요약된다.

$$\begin{bmatrix} i_y \\ v_x \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_y \\ i_x \\ v_z \end{bmatrix} \quad (1)$$

2. CCII에 기초한 쌍안정 멀티바이브레이터

CCII를 이용하여 쌍안정 멀티바이브레이터를 구성한 회로를 그림 2에 나타내었다[10]. 이 회로는 CCII와 저항형 센서 $R - \Delta R$ 과 $R + \Delta R$, 그리고 단자 X에 직렬로 접속된 저항 R_x 로 구성된다. 여기서 $R - \Delta R$ 과 $R + \Delta R$ 은 하프 브리지(half-bridge) 저항형 센서이다. R 은 기준 저항이며 ΔR 은 물리량 또는 화학량에 따라 변화하는 저항형 센서의 편차 저항 값이다. 회로는 정귀환(positive feedback)을 구현하기 위해, 출력 단자 Z와 Y 입력 단자 사이에 저항형 센서들로 구성된 전압 분배 회로를 형성하고 있다. 그림 3에 쌍안정 멀티바이브레이터 회로의 입-출력 전압 전달 특성을 나타내었다. 쌍안정 멀티바이브레이터는 두 개의 안정 상태를 가지며, 한쪽 안정 상태에 무한히 머무를 수 있고 오직 트리거 될 때에만 다른 안정 상태로 옮겨진다. 단자 Y로는 전류가 흐르지 않기 때문에 $R - \Delta R$ 과 $R + \Delta R$ 를 직렬 관계로 볼 수 있다. 따라서 안정 상태에서 출력 단자에 흐르는 포화 전류는 다음과 같다.

$$I_{satH} = -\frac{V_{satH}}{2R} \quad (2)$$

$$I_{satL} = \frac{V_{satL}}{2R} \quad (3)$$

여기서 양(+)의 출력 포화 전압 $V_{satH} = V_s - 3.6V$ 이고, 음(-)의 포화 전압 $V_{satL} = -V_s + 3.6V$ 이다. V_s 는 7번 단자에 인가된 양의 공급기 전압을 의미하고, $-V_s$ 는 4번 단자에 인가된 음의 공급기 전압을 의미한다.

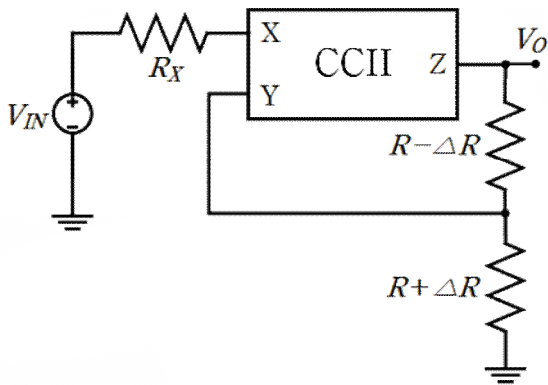


Fig. 2. Circuit diagram of the bistable multivibrator using a CCII.

그림 2. CCII를 이용한 쌍안정 멀티바이브레이터의 회로도

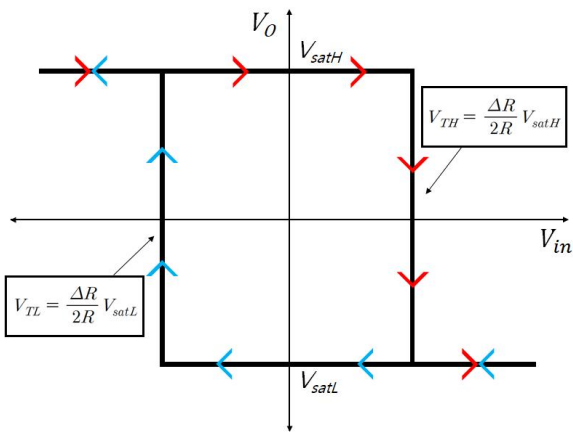


Fig. 3. Transfer characteristic of the bistable multivibrator composed of CCII

그림 3. CCII를 이용한 쌍안정 멀티바이브레이터의 전달 특성

입력 전압이 문턱 전압을 넘어설 때 안정 상태가 바뀌게 되는데, 출력이 V_{satH} 에서 V_{satL} 로 바뀔 때의 입력 전압이 양의 문턱 전압 V_{TH} 이고, V_{satL} 에서 V_{satH} 로 바뀔 때의 입력 전압이 음의 문턱 전압 V_{TL} 이다. 양의 문턱 전압 V_{TH} 는 출력 포화 전압이 V_{satH} 라고 가정하고 구할 수 있다. 안정 상태를 바꾸기 위해서는 전류 i_x 가 전류 i_z 보다 같거나 커야 한다. 즉,

$$i_x \geq i_z \quad (4)$$

옴(ohm)의 법칙을 이용하면, 이 식을 다음과 같은 전압의 식으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{v_{in} - v_y}{R_x} \geq -\frac{V_{satH}}{2R} \quad (5)$$

이때 v_y 는 $V_{satH}(R + \Delta R) / [(R - \Delta R) + (R + \Delta R)]$ 이다. 만일 R_x 를 R 로 선택하면 문턱 전압 V_{TH} 은

$$V_{TH} = \frac{\Delta R}{2R} V_{satH} \quad (6)$$

이다. 음의 문턱 전압 V_{TL} 은 쌍안정 멀티바이브레이터의 출력 전압을 V_{satL} 이라 하고 위와 같은 방법으로 구하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{TL} = \frac{\Delta R}{2R} V_{satL} \quad (7)$$

식 (6)과 (7)은, 그림 2에 보인 쌍안정 멀티바이브레이터 회로의 문턱 전압들이 저항형 센서의 저항 변화량 ΔR 에 정비례한다는 것을 보여준다.

3. 저항 편차-시간 주기 변환기

본 논문에서 제안한 저항 편차-시간 주기 변환기를 그림 4에 나타내었다. 전체 회로는 크게 세 개의 블록으로 구성된다. 즉, 적분기(CCII(1), R_C , C), 전압 완충기(버퍼), 쌍안정 멀티바이브레이터(CCII(2), R , $R - \Delta R$, $R + \Delta R$)로 구성된다.

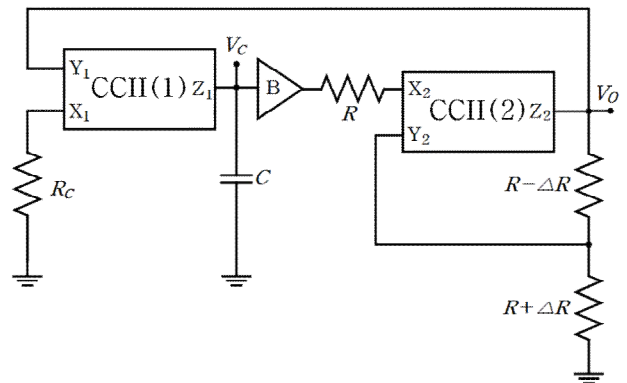


Fig. 4. Circuit diagram of the resistance deviation-to-time period converter composed of CCII's.

그림 4. CCII로 구성된 저항 편차-시간 주기 변환기의 회로도

저항 편차-시간 주기 변환기에 연관된 파형들을 그림 5에 나타내었다. 변환기가 어떻게 동작하는지 알아보기 위해, 쌍안정 멀티바이브레이터의 출력 전압이 V_{satH} 에 있다고 가정하면, 적분기를 구성한 CCII(1)의 단자 특성에 의해 V_{satH}/R_C 크기의 전류가 R_C 와 C 에 흐를 것이다. 따라서 적분기의 출력 전압 V_C 는 그림 5에 나타낸 것처럼 V_{satH}/CR_C

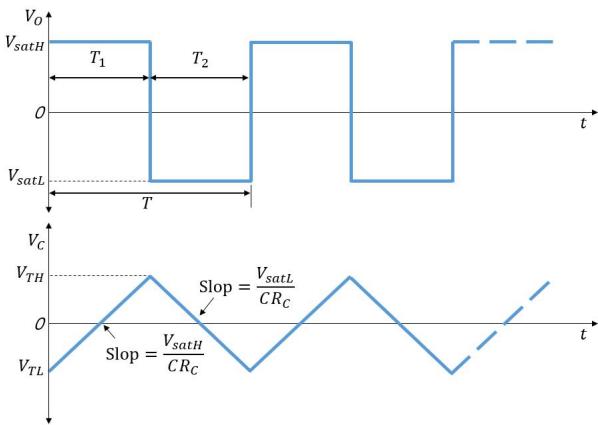


Fig. 5. Voltage waveforms of the resistance deviation-to-time period converter.

그림 5. 저항 편차-시간 주기 변환기의 출력 전압파형과 적분기 출력 전압파형

의 기울기로 선형적으로 증가할 것이다. 이 동작은 적분기의 출력 전압이 V_{TH} 에 도달할 때까지 계속 될 것이다. 적분기의 전압이 V_{TH} 에 도달할 때 쌍안정 멀티바이브레이터는 상태를 바꾸어 출력 전압이 V_{satL} 이 될 것이다. 이 순간 R_C 와 C 에 흐르는 전류의 방향은 반대가 될 것이고, 그 값은 V_{satL}/R_C 가 된다. 따라서 적분기의 출력 전압은 V_{satL}/CR_C 의 기울기로 선형적으로 감소할 것이다. 이 동작은 적분기의 출력 전압이 V_{TL} 에 도달할 때까지 계속 될 것이고, 적분기의 출력 전압이 V_{TL} 에 도달하는 순간 쌍안정 멀티바이브레이터는 다시 상태를 바꿀 것이며 출력 전압은 V_{satH} 가 될 것이다. 이 때 R_C 와 C 에 흐르는 전류의 방향은 반대가 되어 적분기의 출력 전압이 선형적으로 증가하면서 새로운 주기가 시작된다.

앞의 설명으로부터 주기 T 에 대한 식을 다음과 같이 구할 수 있다. 즉, 출력이 양의 포화 전압에 머무르는 반주기 T_1 에 대해서는 그림 5로부터

$$\frac{V_{satH}}{CR_C} = \frac{V_{TH} - V_{TL}}{T_1} \tag{8}$$

를 얻을 수 있고, 이 식에 식 (6)과 식 (7)을 대입을 하면

$$T_1 = CR_C \frac{\Delta R}{R} \tag{9}$$

를 얻을 수 있다. 마찬가지로 출력이 음의 포화 전

압에 머무르는 반주기 T_2 에 대해서는

$$\frac{V_{satL}}{CR_C} = \frac{V_{TL} - V_{TH}}{T_2} \tag{10}$$

를 얻을 수 있고, 이 식에 식 (6)과 식 (7)을 대입을 하면

$$T_2 = CR_C \frac{\Delta R}{R} \tag{11}$$

를 얻는다. 식 (9)과 식 (11)을 결합하면 출력 파형의 한 주기 T 가 다음과 같이 구해진다.

$$T = T_1 + T_2 = 2CR_C \frac{\Delta R}{R} \tag{12}$$

이 식은 저항 편차-시간 주기 변환기의 출력 파형의 주기가 센서의 저항 편차에 정비례하는 것을 보여준다. 변환 감도는

$$\frac{\partial T}{\partial \Delta R} = \frac{2CR_C}{R} \tag{13}$$

이다.

4. 실험 및 고찰

그림 2에 보인 쌍안정 멀티바이브레이터 회로를 CCII로 사용이 가능한 AD844 IC와 수동 소자를 사용하여 PSPICE로 시뮬레이션 하였다. 저항형 센서의 기준 저항 R 은 1 kΩ이고, 수동 저항 R_x 도 1 kΩ으로 선택하였다. CCII의 공급 전압은 ±6 V이다. 입-출력 전압 전달 특성을 얻기 위해, 멀티바이브레이터에 주파수가 1 kHz이고, 피크간 전압이 4 V인 삼각파를 인가하였다. 그림 6은 저항 편차에 따른 쌍안정 멀티바이브레이터의 전달 특성들을 나타낸 것이다. 그림 7은 저항 편차의 변화에 대한 양의 문턱 전압 V_{TH} 의 변화를 측정하여 그래프로 나타낸 것이다. ΔR 를 가변저항을 사용하여 100 Ω부터 500 Ω까지 변화시켰다. 이 저항 편차 범위에서 변환 감도는 1.123 mV/Ω이고 선형 오차는 ±0.01%이다. 그림 8은 저항 편차에 대한 음의 문턱 전압 V_{TL} 의 특성을 나타낸 것이다. 100-500 Ω의 저항 편차 범위에서 변환 감도는 -1.122 mV/Ω이고 선형 오차는 ±0.01%이다.

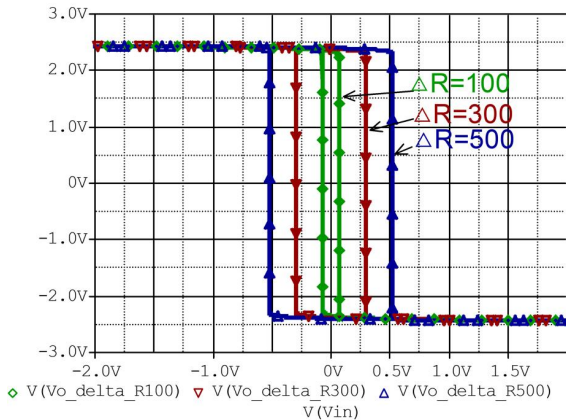


Fig. 6. Transfer characteristics of the bistable multivibrator shown in Fig. 2 ($\Delta R = 100 \text{ ohm}$, $\Delta R = 300 \text{ ohm}$, $\Delta R = 500 \text{ ohm}$).

그림 6. 그림 2에 보인 쌍안정 멀티바이브레이터의 저항 편차에 대한 전달 특성들($\Delta R = 100 \text{ ohm}$, $\Delta R = 300 \text{ ohm}$, $\Delta R = 500 \text{ ohm}$)

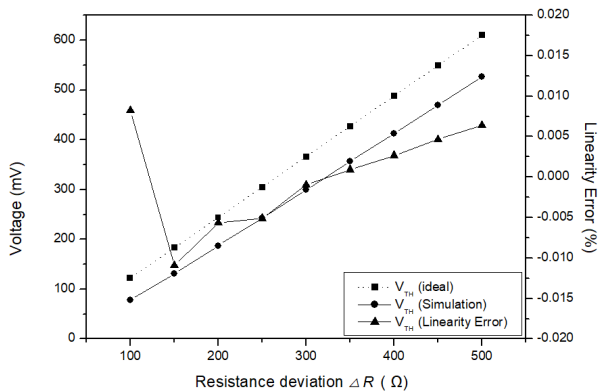


Fig. 7. Measured positive threshold voltage V_{TH} versus resistance deviation and its linearity error

그림 7. 저항 편차에 대한 양의 문턱 전압 V_{TH} 의 특성 및 선형 오차

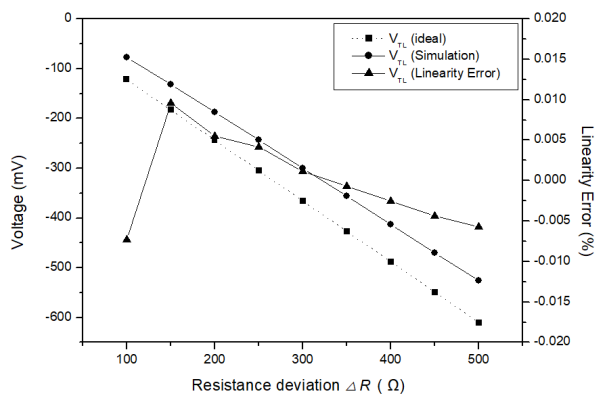


Fig. 8. Measured negative threshold voltage V_{TL} versus resistance deviation and its linearity error

그림 8. 저항 편차에 대한 음의 문턱 전압 V_{TL} 의 특성 및 선형 오차

그림 4에 보인 저항 편차-시간 주기 변환기 회로를 PSPICE로 시뮬레이션 하였다. 적분기를 구성하는 CC II(1)과 전압 완충기는 AD844에 내장된 회로를 사용하였다. 적분기의 수동 소자 값들은 $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 10 \mu\text{F}$ 이다. 그림 9는 $\Delta R = 300 \Omega$ 일 때의 변환기의 출력 구형 파형과 적분 커패시터 파형을 관측한 것이다. 그림 10은 저항 편차-시간 주기 변환기의 저항 편차의 변화에 대한 시간 주기의 변화를 측정하여 그래프로 나타낸 것이다. 100-500 Ω 의 저항 편차 범위에서 변환 감도는 $0.01934 \text{ ms}/\Omega$ 이고 최대 선형 오차는 $\pm 0.002\%$ 이내이다. 그래

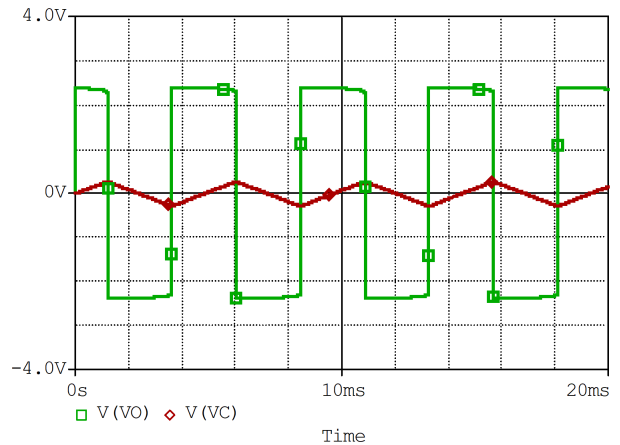


Fig. 9. The waveform of the output voltage and integral capacitor voltage for $\Delta R = 300 \Omega$. Its period is 4.42 ms.

그림 9. 저항 편차 ΔR 이 300 Ω 일 때, 저항 편차-시간 주기 변환기의 출력 파형과 적분 커패시터 전압 파형. 주기는 4.42 ms이다.

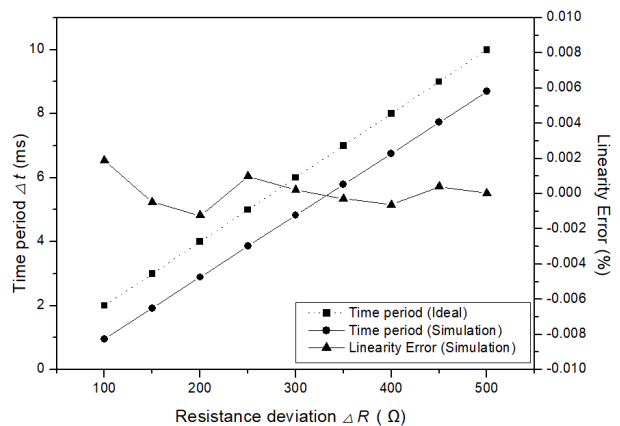


Fig. 10. Measured period versus resistance deviation and its linearity error of the resistance deviation-to-time period converter

그림 10. 저항 편차-시간 주기 변환기의 저항 편차에 대한 주기 특성 및 선형 오차

프에서 소자들을 이상적이라고 가정하여 계산한 결과와 실험값이 차이가 나는데, 이는 X 단자의 저항이 0이 아닌 유한한 값(약 50 Ω)을 가지며, Y 단자의 입력 저항도 무한대가 아닌 유한한 값(약 10 MΩ)을 가지기 때문에 생기는 오프셋 시간(약 1 ms)을 나타낸다.

III. 결론

CCII를 이용한 저항 편차-시간 주기 변환기를 제안하였다. 제안된 회로는 CCII로 사용이 가능한 AD844 소자로 시뮬레이션 하였다. 제안된 변환기의 장점은 회로 구성에 필요한 소자수가 적어 간단한 구성의 회로 구현이 가능하다는 것이다. 따라서 제안된 회로는 마이크로프로세서에 직접 연결할 수 있는 스마트 센서 구현에 이용하기 쉽다는 장점도 가진다.

References

- [1] J. J. Carr, "Sensors and Circuits," PTR Prentice-Hall, Inc 1993.
- [2] W.-S. Chung and K. Watanabe, "A temperature difference-to-frequency converter using resistance temperature detectors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.39, no.4, pp.676-677, 1990.
- [3] V. Ferrari, A. Ghisla, Zs Kovasc Vajna, D. Marioli, and A. Taroni, "ASIC front-end interface with frequency and duty cycle output for resistive bridge sensors," *Sens. Actuators A, Phys.*, vol.138, no.1, pp.112-119, 2007.
DOI: 10.1016/j.sna.2007.04.060
- [4] W.-S. Chung, C.-S. Won, and H. Kim, "Bridge resistance deviation-to-period converter with high linearity," *IEICE Electronics Express*, vol.6, no.23, pp.1663-1668, 2009.
DOI: 10.1587/elex.6.1663
- [5] J.-G. Shin and W.-S. Chung, "Resistance-to-frequency converter for resistive bridge sensors," *Journal of KIIT*, vol.12, no.12, 2014.
- [6] H. Kim, W.-S. Chung, H.-J. Kim, and S.-H. Son, "A resistance deviation-to-pulsewidth converter

for resistive sensors," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol.58, no.2, pp.397-400, 2009.

DOI: 10.1109/TIM.2008.2003318

[7] W.-S. Chung, M.-Y. An, and S.-H. Son, "A Simple resistance-to-time converter for resistive bridge sensors," *IEICE Electronics Express*, vol.5, no.9, pp.310-315, 2008. DOI: 10.1587/elex.5.310

[8] W.-S. Chung, M.-K. Kim, and O. Yang, "Simple and high-sensitive resistance-to-time converter using current-mode Schmitt triggers," *IEICE Electronics Express*, vol.9, no.24, pp.1867-1873, 2012. DOI: 10.1587/elex.9.1867

[9] Z.-H. Shang, W.-S. Chung, and S.-H. Son, "A Resistance Deviation-To-Time Interval Converter Based On Dual-Slope Integration," *j. inst. korea. electr. electron. eng.*, vol.19, no.4, pp.479-485, 2015.
DOI: 10.7471/ikeee.2015.19.4.479

[10] G. Di Cataldo, G. Palumbo, and S. Pennisi, "A Schmitt trigger by means of a CCII+," *International Journal of Circuit Theory and Applications*, Vol.23, pp.161-165, 1995.

BIOGRAPHY

Won-Sup Chung (Member)



1977 : BS degree in Electrical Communication Engineering, Hanyang University
1979 : MS degree in Electrical Communication Engineering, Hanyang University.

1986 : PhD degree in Electrical Science Engineering, Shizuoka University.

From 1986 to present : professor in Department of Semiconductor Engineering, Cheongju University.

Jun-Min Park (Member)



2018 : BS degree in Semiconductor Engineering, Cheongju University
2018~ : Course of MS in Semiconductor Engineering, Cheongju University