

論文 2000-37SD-12-10

램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기 및 디지털 습도 조절기에서의 응용

(A Capacitance Deviation-to-Time Interval Converter Based on Ramp-Integration and Its Application to a Digital Humidity Controller)

朴志晩*, 鄭元燮**
(Ji Mann Park and Won sup Chung)

요 약

새로운 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기를 제안했다. 제안된 회로는 상하대칭으로 두 개의 전류 미러, 두 개의 슈미트 트리거, 그리고 제어 논리-회로로 구성된다. 전체 회로를 개별 소자들로 꾸며, 실험한 결과, 제안된 변환기의 센서 커패시터가 295 pF에서 375 pF까지의 커패시턴스 변화에서 1%보다 작은 시간 간격(펄스 폭)의 선형 오차를 가진다는 것을 알았다. 제안된 변환기가 335 pF의 센서 커패시턴스를 가질 때, 측정된 용량차와 시간차는 각각 40 pF와 0.2 ms이었다. 이 시간차를 빠르고 안정된 클럭으로 카운트함으로써 고 분해능을 제공한다는 것을 알았다. 새로운 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기를 사용하여 디지털 습도 조절기를 설계하고 실험하였다. 제안된 회로는 전원 전압이나 온도 변화에도 불구하고 용량차에는 거의 영향을 받지 않는다. 또한, 제안된 회로는 적은 수의 MOS 소자로 실현되므로, 작은 칩 면적 위에 집적화 할 수 있는 특징을 갖는다. 따라서 이 회로는 온-칩(on-chip) 인터페이스 회로로 적합하다.

Abstract

A novel capacitance deviation-to-time interval converter based on ramp-integration is presented. It consists of two current mirrors, two schmitt triggers, and control digital circuits by the upper and lower sides, symmetrically. Total circuit has been with discrete components. The results show that the proposed converter has a linearity error of less than 1% at the time interval(pulse width) over a capacitance deviation from 295 pF to 375 pF. A capacitance deviation of 40 pF and time interval of 0.2 ms was measured for sensor capacitance of 335 pF. Therefore, the high-resolution can be known by counting the fast and stable clock pulses gated into a counter for time interval. The application of a novel capacitance deviation-to-time interval converter to a digital humidity controller is also presented. The presented circuit is insensitive to the capacitance difference in disregard of voltage source or temperature deviation. Besides the accuracy, it features the small MOS device count integrable onto a small chip area. The circuit is thus particularly suitable for the on-chip interface.

* 正會員, 韓國電子通信研究員
(ETRI)

** 正會員, 淸州大學校 電子·情報通信·半導體工學部
(School of Electronic Information & Communi-
cation, Semiconductor Eng. Chongju Univ.)

接受日字: 2000年3月22日, 수정완료일: 2000年11月22日

I. 서론

센서의 개발은 계측·제어 시스템의 성능 향상과 응용 범위 확대를 위한 필수 불가결의 선결과제로서 각종 가전기기, 산업기기, 의용기술, 농업기술 등에 폭 넓게 응용된다. 또한, 인간 생명의 안전 확보, 환경 보

전, 극한 환경에의 진출, 인간의 감각 모방 면에서 볼 때, 센서의 중요성 및 활용 가치도는 매우 높게 인식된다.

아날로그 형태로 출력되는 센서 신호를 보다 정확하고 효율적으로 처리하기 위해서는, 아날로그 형태의 신호 값을 디지털 신호로 변화시켜야 한다. 디지털 출력을 갖는 센서는 직접 마이크로 컴퓨터와 결합이 가능하다. 이러한 센서를 이용하므로 디지털 프로세서 제어를 보다 용이하고 효과적으로 할 수 있다.

센서의 종류는 크게 두 가지, 즉 물리 센서와 화학 센서로 표현된다. 본 논문에서 나타내고자하는 물리 센서는 저항형, 용량형 등 많은 종류가 있고, 이들은 지능화, 다원화로 진행되고 있다. 이들 중에서 50% 이상을 차지하는 것은 저항형 센서이다. 이 센서의 대표적인 한 응용 분야는 저항형 압력 센서인 스트레인 게이지를 브리지(bridge) 회로에 적용하여 디지털 전자 저울을 실현하는 것이다. 이 방식은 다음과 같은 문제점을 가지고 있다. 첫째, 브리지의 저항 값이 센서의 저항 값에 맞추어 정확히 조종해 주어야 하는 점이다. 둘째는, 브리지의 오프셋 저항을 전압의 형태로 검출한 뒤 이를 디지털 값으로 변화시키기 때문에 측정의 정확도가 떨어진다는 점이다^{[1],[2]}.

한편, 용량형 센서는 압력, 속도, 습도 등에 측정이 용이하고 광범위하게 사용된다^[3]. 용량형 센서 특성의 직선화, 보상, 조정 등을 마이크로프로세서로 수행하기 위해서는 감지된 용량을 반드시 디지털 값으로 변환되어야 한다.

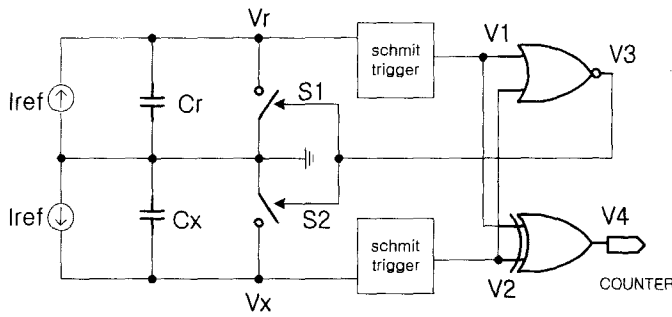
센서의 용량을 디지털 값으로 변환시키는 가장 손쉬운 방법은 이완 발진기를 사용하여 용량을 주파수로 변환하는 것이다^{[4],[5]}. 이러한 주파수 변환은 회로 구성이 간단하고 데이터 전송이 용이하지만, 반도체 센서는 일반적으로 용량 변화가 매우 작고, 큰 오프셋(offset) 용량을 갖기 때문에 높은 분해능을 기대할 수 없다^{[6],[7]}. 용량 변화를 디지털 수로 정확히 변환시키는 다른 방법은 스위치-커패시터를 사용하여 용량형 센서와 기준 용량과의 용량차를 검출한 다음, 이를 2 진수로 변환시키는 것이다^{[8],[9]}. 이 변환 회로는 많은 장점을 가지고 있으나, 회로의 동작이 감지된 용량 뿐만 아니라 연산증폭기의 유한 이득 및 기준 전압과 회로에 포함된 용량값에 의존되기 때문에, 충분한 분해능을 제공하지 못한다.

위의 문제점들을 해결하기 위해, 새로운 램프-적분

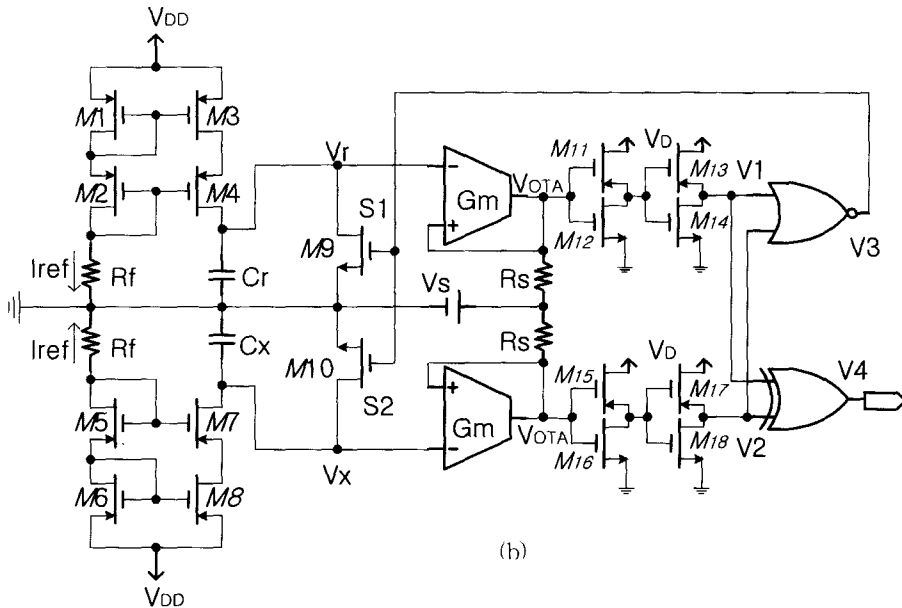
을 이용한 용량차-시간차 변환기 회로를 제안한다. 제안된 변환기는 용량형 습도 센서를 이용한 아날로그-디지털 인터페이스 회로라고 말할 수 있다. 이 회로는 두 커패시터의 용량 변화량을 직접 시간 간격(펄스 폭)으로 전환시켜준다. 제안된 회로는 다음과 같은 특징을 가지고 있다. 첫 번째는, 용량차를 이용한 상하대칭 구성이므로 주위 환경 즉, 전압 전원이거나 온도 변화에 거의 영향을 받지 않고 용량의 변화량을 선형적인 시간 간격으로 변화시켜준다. 두 번째는 기존의 회로들보다 매우 간단하고 전체 인터페이스 회로를 MOS 소자로 구성했기에 집적화 하기에 유리하다. 세 번째는, 클럭을 사용하지 않고 용량차를 얻을 수 있고 용량차에 의해 출력된 펄스 폭을 빠르고 정확한 디지털 클럭을 이용한다면, 높은 분해능을 얻을 수 있다는 것이다. 네 번째는, 연산 증폭기를 이용한 슈미트 트리거 대신에 전압-전류 변환기인 OTA를 이용한 슈미트 트리거를 실현한 것이다. 마지막으로, 제안된 인터페이스 회로 구성을 조금만 변형시킨다면, 다양한 응용 회로들을 만들 수 있다. 이와 같은 장점을 증명하기 위해, 개별 소자를 이용하여 새로운 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기 실현하였고, 제안된 변환기를 디지털 습도 조절기에 응용함으로써, 설계 이론의 타당성을 입증한다.

II. 제안한 변환기 회로 구성 및 동작 원리

본 논문에서 제안할 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기를 그림 1에 나타냈다. 여기서 I_{ref} 는 정전류이고, C_x 는 용량형 센서이고 C_r 은 센서의 용량과 비교될 기준 용량이다. 전체 회로는 크게 3 가지 블록 즉, 두 개의 정전류인 캐스코드 전류 미러, 두 개의 OTA-R 슈미트 트리거, 그리고 제어 논리 회로로 구성된다. 회로 동작은 크게 두 가지 상태 즉, 검출 상태와 초기화 상태로 나뉘어진다. 그림 2는 $C_x \geq C_r$ 일 때, 그림 1의 동작 파형을 나타낸 것이다. 이 회로는 센서의 용량 C_x 와 기준 커패시터 C_r 사이의 용량차 $\Delta C = (C_x - C_r)$ 를 검출하고, 검출된 신호를 제어 논리 회로에 의해 시간 간격(Δt)으로 표현된다. 각각의 상태에 대한 자세한 동작을 다음에 기술한다.



(a)



(b)

그림 1. (a) 제안된 변환기의 블록도와 (b) 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기 회로도

Fig. 1. The block diagram of the proposed converter. (a) and the circuit diagram of the capacitance deviation-to-time interval converter based on ramp-integration (b)

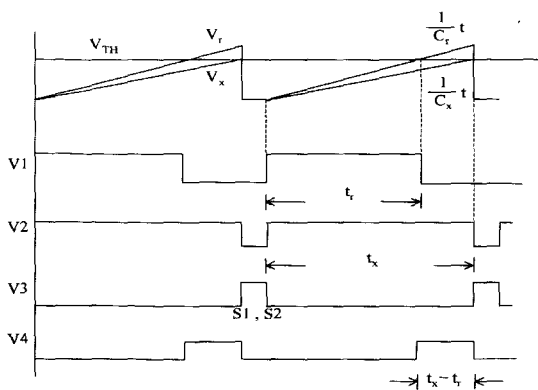


그림 2. 그림 1의 동작 파형

Fig. 2. Waveforms of Fig. 1.

1. 검출 상태

(1) 전류 미러 및 용량형 센서로 구성된 적분기

검출 상태에서 M_9 와 M_{10} 으로 이루어진 MOS 스위치 S_1 과 S_2 는 오프(off)이다. 이 상태에서 동작하는 회로 구성은 그림 1과 동일하고 상하대칭으로 구성된다. 회로는 MOS 트랜지스터 $M_1 \sim M_4$ 와 $M_5 \sim M_8$ 로 형성된 두 개의 PMOS 캐스코드 전류 미러, OTA-R로 형성된 두 개의 슈미트 트리거, 그리고 CMOS 게이트 소자들로 형성된 제어 논리-회로로 구성된다.

우선, 제안된 변환기의 동작 파형을 살펴보고, 검출 상태의 회로가 스위치 오프 상태에서 출발한다고 가정하자. 스위치가 오프 상태가 되면, 두 개의 전류 미러

에서 생성된 정전류 I_{ref} 가 각각의 센서 커패시터 C_x 와 기준 커패시터 C_r 을 흘러들어 간다. 여기서, 정전류 I_{ref} 를 구성하는 모든 트랜지스터는 정합(match) 되어 있다. 이러한 개념은 한 개의 전류원과 한 개의 커패시터로 구성되는 적분 회로를 구상시킬 수 있다는 것을 보여준다.

I_{ref} 가 커패시터에 처음으로 흘러들어 가는 시간, 즉 처음 충전 시간을 t_0 로 놓자. 그리고 정전류가 어떤 시간(t_1)까지 센서 커패시터와 기준 커패시터에 충전되는 전압들을 구하면,

$$V_x = \frac{1}{C_x} \int_{t_0}^{t_1} I_{ref} dt \quad (1a)$$

$$V_r = \frac{1}{C_r} \int_{t_0}^{t_1} I_{ref} dt \quad (1b)$$

이 된다. 또한, 회로의 동작이 $t_0=0$ 에서 시작한다고 가정하고 (1) 식을 다시 정리하면,

$$V_x = \frac{I_{ref}}{C_x} t_1 \quad (2a)$$

$$V_r = \frac{I_{ref}}{C_r} t_1 \quad (2b)$$

이 된다. 이들 커패시터에 충전된 전압 V_x , V_r 은 OTA를 기초로 하여 형성된 각각의 슈미트 트리거 회로로 보내진다.

(2) OTA-R 슈미트 트리거

OTA-R 슈미트 트리거 실현시키기 위한 OTA를 그림 3에 나타냈다^[10].

OTA의 선형 및 포화 동작을 설명하면, 다음과 같이 표현할 수 있다. 그림 3에서 $M_1 \sim M_4$ 는 차동 입력단을 형성하며 $M_5 \sim M_6, M_9 \sim M_{11}$ 은 PMOS 단순 전류 미러이고, $M_{12} \sim M_{13}, M_{14} \sim M_{16}$ 은 NMOS 단순 전류 미러로 형성된다. r_s 는 소스 디제너레이션 저항이고, I_b 는 회로를 바이어스시키기 위한 직류 전원이자 이 회로 역시, OTA 내부 트랜지스터가 정합되어 있다면, OTA 입력단에서 루프(loop) 방정식을 적용하여, 입력 전압을 구하면, $V_i = i_r r_s$ 이 된다. 여기서, i_r 는 r_s 에 흐르는 전류이다. r_s 양 단자에서 전류 방정식 세우고, 출력 전류를 구하면, $I_o = (2/r_s) V_i$ 이 된다.

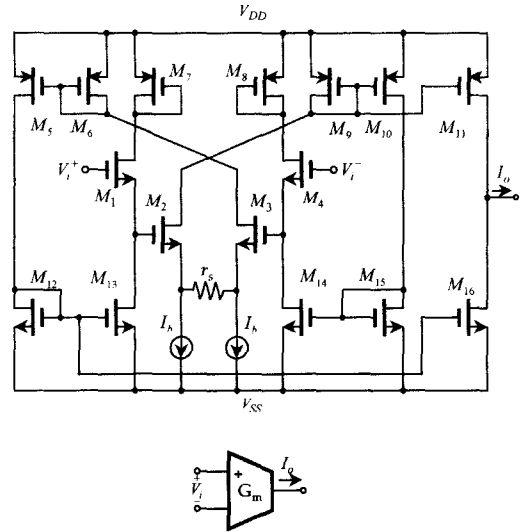


그림 3. 실험에 사용된 OTA
Fig. 3. OTA used for experimentation.

위의 입력 전압과 출력 전류는 OTA가 선형 영역에서 동작할 때 표현되는 수식들이다. 한편, OTA가 포화 영역에 있을 경우, 즉 $|V_i| > I_b r_s$ 일 때, 표현된 출력 전류, I_o 는 두 개의 바이어스 전류의 합, $2I_b$ 가 된다. 본 논문에서는 선형 영역이 아닌, 포화 영역에서 동작하는 OTA-R 슈미트 트리거를 구현했다.

본 논문에서 제한한 변환기 회로의 한 부분이고 상하대칭 구조를 갖는 슈미트 트리거 회로를 그림 4(b)에 나타냈다. 이 슈미트 트리거 회로는 2개의 OTA, 2개의 저항 R_s , 그리고 전압 전원 V_s 로 구성된다.

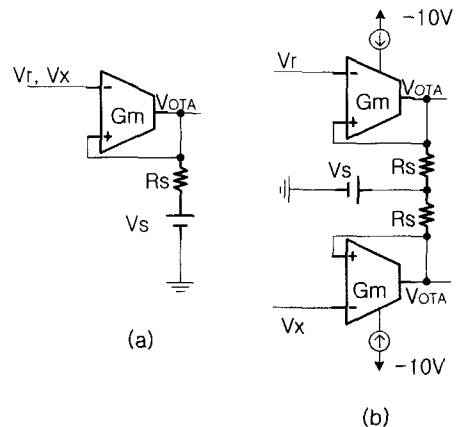


그림 4. (a) OTA-R 슈미트 트리거와 (b) 그림 4(a)에 의거한 슈미트 트리거
Fig. 4. OTA-R schmitt trigger (a) and schmitt trigger based on Fig. 4(a) (b).

그림 4의 (a)와 (b)의 동작 특성은 동일하다. 그림 3의 회로에서 슈미트 트리거의 입력 신호 전압, V_x 와 V_r 이 임의의 문턱 전압 레벨, V_{TH} 보다 작다고 가정하여 보자. 그러면, OTA의 두 입력 단자 전압은 $V_+ > V_-$ 로 나타나고, OTA는 플러스쪽으로 포화되어 자신의 바이어스 전류 I_b 를 저항 R_s 와 전압 전원 V_s 통해 접지로 흘린다. 따라서, 슈미트 트리거의 출력 신호 전압 V_{OTA} 는

$$V_{OTA} = 2I_b R_s + V_s = L_+, (V_+ > V_-) \quad (3)$$

로 포화될 것이다. 그림 4에 알 수 있듯이, 문턱 전압 V_{TH} 은 입력 신호 전압과 비교하는 전압이므로 + 쪽의 단자 전압, V_+ 인 동시에, OTA의 출력 단자에 연결되어 있으므로 OTA의 출력 전압이 된다.

$$V_{TH} = 2I_b R_s + V_s = V_+, (V_+ > V_-) \quad (4)$$

$V_+ > V_-$ 상태에서 슈미트 트리거의 입력단 전압이 증가하여 V_{TH} 보다 커지면 OTA의 두 입력 단자 사이에 마이너스 전압이 나타나고, 즉 $V_+ < V_-$ 이므로 OTA는 마이너스 쪽으로 포화되어 자신의 바이어스 전류 I_b 를 저항 R_s 와 전압 전원 V_s 통해 접지로부터 흘러 들어온다. 이 때, OTA의 출력 전류는 플러스 쪽의 포화에 반대 방향이 되고, 슈미트 트리거의 출력 전압.

$$V_{OTA} = -2I_b R_s + V_s = L_-, (V_+ < V_-) \quad (5)$$

로 포화될 것이고, 문턱 전압 역시 OTA의 출력 전압과 동일하게 표현된다.

$$V_{TL} = -2I_b R_s + V_s = V_-, (V_+ < V_-) \quad (6)$$

이 된다. OTA-R 슈미트 트리거 회로의 전달 특성을 그림 5에 나타냈다.

그림 2로부터 알 수 있듯이, 두 커패시터에 걸리는 전압이 문턱 전압까지 도달되는 시간이 다를지언정, 슈미트 트리거의 스위칭은 문턱 전압에 도달되는 순간에 발생한다. 센서 커패시터와 기준 커패시터에 충전되는 적분 전압 V_x , V_r 은 슈미트 트리거의 문턱 전압에 도달될 때까지, 슈미트 트리거의 출력 전압을 플러스 포화 전압으로 유지한다. 그리고, 적분 전압이 V_{TH} 보다 커지는 순간 슈미트 트리거가 이를 감지하

여 자신의 출력 상태를 플러스 포화 전압에서 마이너스 포화 전압으로 바꾼다. 슈미트 트리거의 출력 상태의 변화는 제어 논리-회로에 의해 인식되고, 이 제어 논리-회로는 다음의 측정 사이클을 위한 "1" 또는 "0" 신호를 내보낸다.

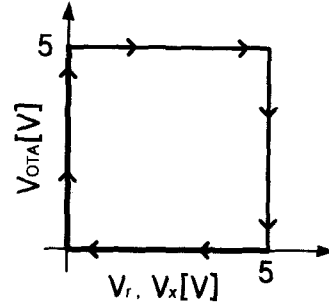


그림 5. 그림 4의 전달 특성

Fig. 5. Transfer characteristics of Fig. 4.

(3) 제어 논리-회로

OTA의 출력 전압은 두 가지 형태로 출력된다. OTA가 플러스 쪽으로 포화되었을 경우, 5V가 되고, 마이너스 쪽으로 포화되었을 경우, 0V된다. 이들 출력 전압은 제어 논리-회로인 NOR 게이트와 EX-OR 게이트로 입력된다. NOR 게이트는 센서 커패시터 C_x 쪽의 OTA가 마이너스로 포화되는 순간, 스위치 제어로 사용된다. 그리고 EX-OR 게이트는 C_r 쪽의 OTA가 마이너스로 포화되는 시간과 C_x 쪽의 OTA가 마이너스로 포화되는 시간 사이를 펄스 폭으로 산출한다.

제안된 변환기의 용량 변화를 시간의 변화로 표현하기 위해, (2) 식에서 충전 전압 V_x , V_r 를 문턱 전압 V_{TH} 와 동일한 크기의 전압이라고 가정하자. 이 때, C_x , C_r 커패시터의 용량이 다르다면, V_{TH} 까지 도달되는 두 커패시터에 충전되는 적분 전압을 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{TH} = \frac{I_{ref}}{C_x} t_x \quad (7a)$$

$$V_{TH} = \frac{I_{ref}}{C_r} t_r \quad (7b)$$

여기서 t_x , t_r 는 각각의 C_x , C_r 에 충전되는 전압이 문턱 전압까지 도달되는 시간을 나타낸다. (7) 식을 연립하여 풀면, Δt 가 다음과 같이 표현된다

것을 알 수 있다.

$$t_x - t_r = \frac{V_{TH}}{I_{ref}} (C_x - C_r)$$

즉, $\Delta t = \frac{V_{TH}}{I_{ref}} \Delta C$ (8)

식 (8)은, 시간 간격 Δt 가 커패시터들의 용량차 ΔC 에 정비례하고 온도에 무관하다는 것을 보여준다. 여기서, I_{ref} 와 OTA 내부의 직류 바이어스 전류 I_b 가 정-전류원이고 두 개의 커패시터 정합되었다고 보자. 그러면, V_{TH}/I_{ref} 는 상수이고 ΔC 는 변수로 놓을 수 있다. 한편, 일반적인 용량형 커패시터는 습도에 의해서만 용량이 변해야 하지만, 온도에 대해서 용량의 변화가 발생된다는 것을 알 수 있다. 따라서, 본 논문은 온도 계수가 포함된 두 커패시터를 $C_x = C_x + \Delta kC$ 와 $C_r = C_r + \Delta kC$ 로 표현할 수 있다. 이 수식을 식 (8)에 대입하면, 온도에 의한 용량 ΔkC 는 제거되어 순수한 용량만 검출할 수 있다. 결국, 물리적인 아날로그 변화량을 Δt 로 만들었고, 이 펄스 폭(Δt)을 빠르고 안정된 클럭으로 카운트함으로써 분해능이 높은 디지털 수의 변화량을 얻을 수 있다는 것도 말해 준다.

2. 초기화 상태

초기화 상태에서 S_1 과 S_2 는 온(on)이다. 초기화 상태에서 동작하는 회로 구성은 검출상태와 동일하다. 단지, MOS 스위치 M_9, M_{10} 은 두 커패시터에 충전된 전압 V_x, V_r 을 각각의 스위치를 통하여 접지로 방전시켜 0 V로 만든다.

초기화 상태의 동작을 그림 2로부터 간략하게 살펴 보면, 다음과 같다. 우선, V_x 입력 신호 전압을 갖는 슈미트 트리거의 출력 전압이 L-일 때, 순간적으로 V_1, V_2 의 신호는 "0"이 된다. 이 신호는 NOT-OR 게이트를 걸쳐서 스위치를 온시킨다. 동시에, EX-OR 게이트의 출력 신호는 "0"이 된다. 상하대칭인 두 개의 슈미트 트리거의 출력 전압을 제어 논리-회로가 디지털 소자의 지연 시간(수 μs 이내) 동안 온 상태에 있다가 신호 검출 상태인 스위치 오프로 전환된다.

한편, 스위치가 온되었을 때, OTA에의 입력 신호 전압 V_- 도 0 V가 된다. 이 순간에 OTA의 입력 단자의 전압을 비교하면, $V_+ > V_-$ 가 된다. 이는 OTA 가 다시 플러스 쪽으로 포화된다는 것을 말해준다.

III. 디지털 습도 조절기에서의 응용

새로운 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기의 응용으로서, 디지털 습도 조절기를 실현하였다. 습도 조절기의 실현은 그림 1의 회로를 개별 소자로 구성했고, 제어기 부분의 소자는 EPROM, 디지털 비교기, 카운터, 디스플레이 소자들로 구성했다. 이를 그림 6에 나타냈다.

습도 조절기의 전체 회로는 크게 3가지 블록 즉, 그림 1로 구성된 제안된 변환기, ON/OFF 제어기, 그리고 습도기가 포함된 항습 시스템으로 구성된다. 이들의 동작은 제안한 변환기에서 출력된 Δt 를 크리스탈(crystal) 발진기에 의해 생성된 클럭으로 카운팅하여 현재 습도를 표현한다. 그리고, 항습 시스템에서 요구하는 습도를 설정하면, 자동적으로 현재 습도와 설정 습도를 비교해 온/오프 스위칭을 실시하는 회로이다. 디지털 회로의 구성은 다양하게 표현할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 디지털 회로의 구체적인 동작 설명은 표현하지 않을 것이다.

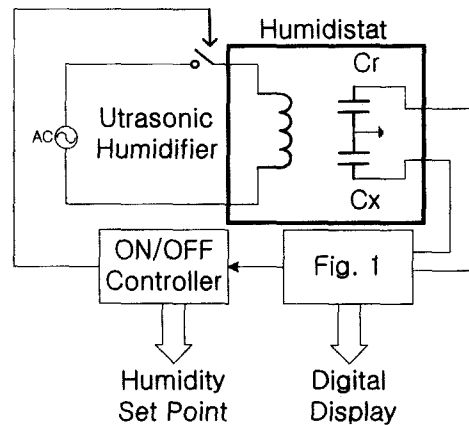


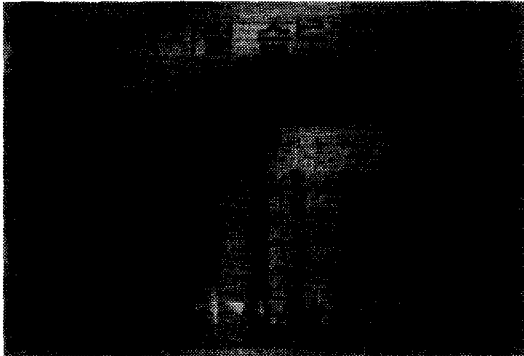
그림 6. 제안한 변환기를 이용한 디지털 습도 조절기
Fig. 6. Digital Humidity controller using the proposed converter.

IV. 실험 및 검토

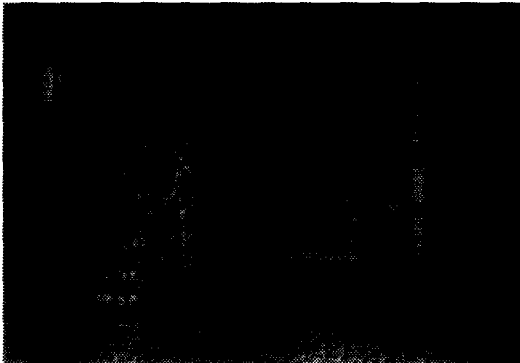
MOS 트랜지스터로 나타난 OTA 사진과 용량차-시간차 변환기 사진을 각각 그림 7과 8에 나타냈다. 그림 1을 개별 소자로 구성했다. 실험에 사용된 두 개의 전류 미러와 두 개의 슈미트 트리거는 GD4007 소자인 CMOS 어레이(array)를 사용하여 구성했다^[11].



그림 7. MOS 트랜지스터 어레이로 구성된 OTA
Fig. 7. OTA based on the MOS transistor array.



(a)



(b)

그림 8. (a) PCB와 브레드보드로 구현된 디지털 습도 계와 (b) 디지털 습도 조절기의 PCB

Fig. 8. (a) Digital hygrometer implemented on the PCB and breadboard, and (b) PCB of the Digital humidity controller.

그리고, 제어 논리-회로는 NOR 게이트와 EX-OR 게이트를 CMOS 디지털 소자로 구성했다. 그림 1의 회로에서, OTA의 출력단과 제어 논리-회로 사이에 CMOS로 구성된 버퍼(buffer)를 삽입하였고 이를 시뮬레이션 한 것을 그림 9에 표현했다. 이 버퍼의 삽입

은 아날로그인 OTA와 디지털 회로 사이에 완충 역할을 하기 위한 것이다. 이 버퍼 대신에 클럭과 동시에 사용할 수 있는 D 플립 플롭, NOT 게이트와 동시에 사용할 수 있는 RS 플립 플롭 등 다양한 제어 논리-회로로 구현될 수 있을 것이다.

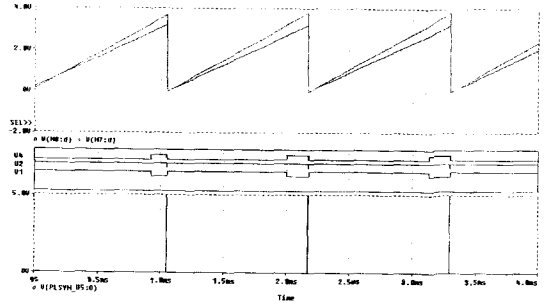


그림 9. 그림 1의 시뮬레이션 파형
Fig. 9. Simulation waveforms of Fig. 1.

그림 1의 (b)에서, 전류 미러의 V_{DD} 는 +10 V 이고, 슈미트 트리거를 구성하고 있는 CMOS OTA의 바이어스 전압은 $\pm 10 V$ 이었다. 그리고 MOS 스위치 소자인 MC4016과 디지털 소자들은 +5 V 로 바이어스 시켰다. 실험에 사용된 신호 전원들은 $I_{ref} = 1 \mu A$, $V_{TH} = V_D = 5 V$, 그리고 $V_s = 2.5 V$ 이다. 실험에 사용된 소자값들은 $R_s = 50 k\Omega$ 이고, 습도에 영향을 받지 못하게 코팅하여 사용된 기준 커패시터의 $C_r = 295 pF$ 로 놓고, 그리고 용량형 습도 센서의 $C_x = C_r + \Delta C$ 이다. 이 두 개의 커패시터는 $0.73 pF / \%RH$ 의 변화율과 $\pm 2 \%RH$ 의 직선성을 가지는 일본 쿠라베 (KURABE)사의 KH-5100 용량형 습도 센서이다^{[12]-[14]}.

전체 인터페이스 회로가 $\pm 0.1 V$ 의 전압 전원 변동과 $\pm 10 ^\circ C$ 의 온도 변화를 가질 때, C_x 를 변화시키면서 (295 pF 에서 375 pF 까지) 측정된 디지털 출력을 그림 10에 나타냈다. 그림 10은 주어진 범위에서 C_x 의 변환 감도가 $5 \mu sec / pF$ 이고, 커패시턴스 변화 따른 시간 간격(펄스 폭) 오차는 1% 보다 작다는 것을 보여준다. 또한, 주위 환경, 즉 전압 전원이나 온도 변화에 대해, 시간 간격이 영향을 받지 않음을 알 수 있을 것이다. 결국, 이는 측정 결과가 이론에 의한 예상값에 거의 일치함을 나타내는 것이다. 용량차로 발생된 시간 간격, 즉 $\Delta t = (5 V / 1 \mu A) (C_x - 295 pF)$

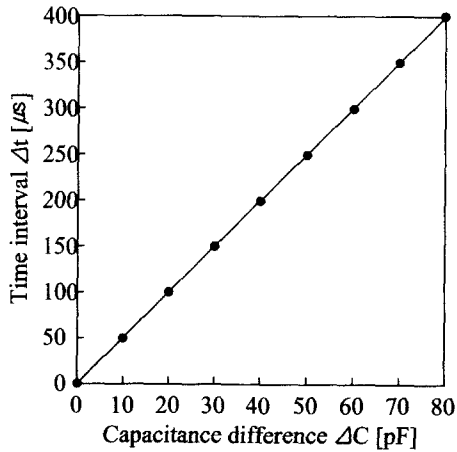
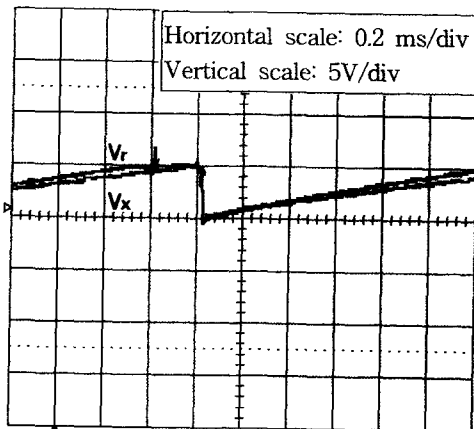


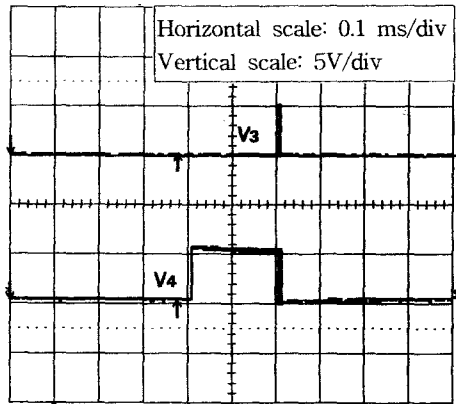
그림 10. 제안된 변환기에 의한 용량차와 시간 간격에 대한 특성

Fig. 10. Capacitance difference versus time interval characteristics by the presented converter.

을 20MHz 클럭을 이용한다면, 13비트 분해능을 얻을 수 있다^[10]. 20MHz 보다 더 큰 클럭 주파수를 이용하면, 13비트보다 훨씬 높은 분해능을 쉽게 얻을 수 있다. 제안된 변환기가 335 pF의 센서 커패시턴스를 가질 때, 측정된 용량차와 시간차는 각각 40 pF와 0.2 ms 이었다. 이 때, 실험적으로 관측된 파형을 그림 11에 나타냈다. 이 시간차를 빠르고 안정된 클럭으로 카운트함으로써 고 분해능을 제공한다는 것을 알았다. 새로운 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기를 사용하여 디지털 습도 조절기를 설계하고 실험하였다. 그것 역시 예상대로 잘 동작하였다.



(a)



(b)

그림 11. 실험적으로 관측된 파형

Fig. 11. Experimentally observed waveforms.

V. 결론

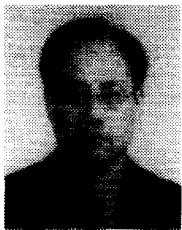
새로운 램프-적분을 이용한 용량차-시간차 변환기를 제안했다. 특히, 제안된 변환기의 아날로그 부분은 정확하게 상하대칭으로 구성된다. 이 전체 회로를 브레드보드 실험한 결과, 측정된 범위 내에서 용량차-시간차가 이론치와 실험치가 거의 일치하였다. 또한, 측정된 용량차는 온도 등과 같은 주변 환경에 영향을 받지 않고 용량차만 시간의 변화량으로 나타났다. 이를 빠르고 안정된 클럭으로 카운트함으로써 고 분해능 및 주변 환경에 안정된 변환기를 제공할 수 있다. 제안한 변환기를 응용하기 위해, 디지털 습도 조절기를 설계하고 실험하였다. 이를 응용하면, 고 정밀 디지털 습도 조절기, 휴대용 디지털 습도계, 그리고 온도, 압력, 습도에 이용되는 고 정밀 센서 신호 처리 회로를 쉽게 제작할 수 있을 것이다. 제안된 변환기는 전체 구성에 필요한 소자수가 적고 MOS 소자들로 구성되었기 때문에, IC로 쉽게 개발될 것이다.

참 고 문 헌

- [1] H. J. Weiss, "Measuring resistance deviations quickly and more accurately" ELEC. Eng., No. 8, pp. 41-43, 1972.
- [2] 정원섭, 김홍배 "측은 저항체 센서를 이용한 온도차-주파수 변환기" 대한전자공학회지 제 25권 제 4호, pp. 9-12, 1989

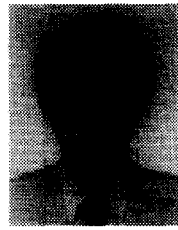
- [3] Y.S. Lee and K.D. Wise, "A batch-fabricated silicon capacitive pressure transducer with low temperature sensitivity," *IEEE Trans. Electron Devices*, Vol. ED-29, pp. 42~48, Jan. 1982.
- [4] P.J. Ross, "A water-level sensor using a capacitance to frequency converter," *J. Phys. E : Sci. Instrum.*, Vol. 16, pp. 827~828, 1983.
- [5] A. Hannborg, T. E. Hansen, P. A. Ohlcker, E. Calson, B. Dahl, and O. Holwech, "A new integrated capacitive pressure sensor with frequency modulated output," in *Dig. Int. Conf. Solid-state sensors and actuators*, pp. 186~188, 1985.2.
- [6] J. E. Brignell, "Interfacing solid state sensors with digital systems," *J. Phys E : Sci. Instrum.*, Vol. 18, pp. 559~565, 1985.
- [7] G.J. Yeh, I. Dendo, and W.H. Ko, "switched-capacitor interface circuit for capacitive transducers," in *Dig. Int. Conf. Solid-state Sensors and Actuators*, pp. 60~63, 1985.
- [8] K. Watanabe and W.-S. Chung, "A switched-capacitor interface for intelligent capacitive transducers," *IEEE Trans. Instrum. and Meas.*, Vol. IM-35, No. 4, pp. 472~476, Dec. 1986.
- [9] K. Mochizuki and K. Watanabe, "A high-resolution, linear resistance-to-frequency converter," *IEEE Instrum. Meas.* Vol. 45, No. 3, pp. 761-764, June 1996.
- [10] 김건, 박지만, 정원섭 "문턱 레벨과 포화 레벨을 전류로 제어할 수 있는 OTA-R 슈미트 트리거," *대한전자공학회논문지* 제 33권 B편 제 10호, pp. 20-26, 1996. 10
- [11] *CMOS Databook*, LG semiconductor corp., 1997.
- [12] H. Shimizu, H. Matsumoto, M. Asakura, and K. Watanabe, "A digital hygrometer," *IEEE Instrum. Meas.* Vol. 37, No. 2, pp. 300-304, June 1988.
- [13] H. Shibata, M. Ito, M. Asakura, and K. Watanabe, "A digital hygrometer using a polyimide film relative humidity sensor," *IEEE Instrum. Meas.* Vol. 45, No. 2, pp. 564-569, April 1988
- [14] Technical note CAT. NO SE-103, KURABE INDUSTRIAL CO., LTD, 1997.

 저 자 소개



朴志晩(正會員)

1967년 9월 28일생. 1989년 2월 청주대학교 반도체공학과 졸업. 1993년 2월 청주대학교 대학원 전자공학과 공학석사. 1997년 2월 청주대학교 대학원 전자공학과 공학박사. 1998년 3월~현재: 한국전자통신연구원 선임연구원. 주관심분야: Bipolar 및 CMOS 아날로그 회로 설계, 센서 신호 처리 설계, CAD 등임



鄭元燮(正會員)

1955년 11월 3일생. 1977년 2월 한양대학교 전자통신공학과 졸업. 1979년 8월 한양대학교 대학원 전자통신공학과 공학석사. 1986년 3월 일본 정강(Shizuoka)대학교 전자과학연구과 공학박사. 1986년 4월~현재: 청주대학교 전자·정보통신·반도체공학부 교수. 주관심분야: Bipolar 및 CMOS 아날로그 회로 설계, 센서 신호 처리 설계 등임