論文96-33A-12-16

전류-제어 트랜스어드미턴스 증폭기와 그것을 이용한 FDNR의 설계

(A Current-Controlling Transadmittance Amplifier Application to FDNR)

朴 志 晩 *, 鄭 元 燮 *

(Ji-Mann Park and Won-Sup Chung)

요 약

전류-제어 트랜스어드미턴스 증폭기를 제안했다. 제안된 트랜스어드미턴스 증폭기는 선형 트랜스어드미터, 전류 이득 셀, 그리고 세 개의 전류 미러로 구성된다. 제안된 트랜스어드미턴스 증폭기를 이용하여 전류-제어 FDNR(frequency-dependent negative resistor)을 설계했다. 설계 이론의 타당성을 증명하기 위해, 브레드보드 실험 결과들을 제시했다. 제시된 결과들은 이론적인 예측과 실험적인 동작이 잘 일치한다는 것을 보여준다.

Abstract

A current-controlling transadmittance amplifier is proposed. It consists of a linear transadmittor and a current gain cell followed by three current mirrors. The proposed transadmittance amplifier is used to design a current-controlling frequency-dependent negative resistor(FDNR). Experimental results are presented to verify theoretical predictions. The results show close agreement between predicted behaviour and experimental performance.

I. 서 론

트랜스어드미턴스(transadmittance) 증폭기는 트랜스컨덕턴스(transconductance) 증폭기와 마찬가지로 그것의 입력은 전압이고 그것의 출력은 전류인 증폭기이다. 이들 두 증폭기 사이에는 다음과 같은 차이점이 있다. 즉, 후자의 입·출력 전달비는 주파수와 무관한 컨덕턴스인데 비해 전자의 입·출력 전달비는 주파수의 함수인 어드미턴스라는 차이점이 있다. 트랜스컨덕턴스 증폭기에 대해서는 다수의 논문들이 발표된 바 있으나[1],[2], 트랜스어드미턴스 증폭기에 대해서는 아직 보고된 논문이 없다. '트랜스어드미턴스'라는 개념과 용어 역시 본 논문에서 처음으로 사용되었다는 것을 참고로 언급해 둔다. 본 논문에서는, 전류-제어 트랜스어드미턴스 증폭기를 제안하고, 그것의 유용성과 응용성을 검토하고자 한다. 본 논문에서 제안될 전류-제어 트랜스어드미턴스 증폭기는 다음과 같은 특징을 지니고 있다. 즉, 그것의 트랜스어드미턴스가 바이어스 전류로 제어될 수 있다는 특징을 지니고 있다. 이 증폭기는 또, 신호를 전압이 아닌 전류의 형태로 처리하는 전류-모드 회로이기 때문에 고주파 특성이 우수하다는 일반적인 특징도 지니고 있다[3],[4].

전류-제어 트랜스어드미턴스 증폭기의 응용성을 확인하기 위해, 이 증폭기를 이용해 전류-제어 미분기를 실현했고, 이 미분기를 다시 이용해 전류-제어 FDNR (frequency-dependent negative resistor)을 설계했다. FDNR은 사다리형(ladder type) 능동 여파기 구성에서 기본이 되는 빌딩 블록(building block) 회로이다[5]. 전류-제어 FDNR의 성능을 확인하기 위해, 수동 RLC 2차 저역-통과 여파기 회로를 $1/s$ 변환시키고 변환된 회로를 FDNR로 구성한 다음, 그 결과의 회로를 컴퓨터 시뮬레이션했다. 시뮬레이션 결과, 저주

* 正會員, 淸州大學校 半導體工學科

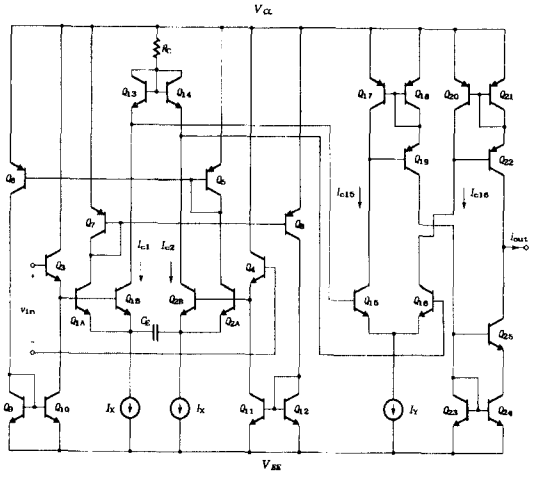
(Dept. of Semiconductor Eng., Chongju Univ.)

接受日字:1995年11月18日, 수정완료일:1996年11月25日

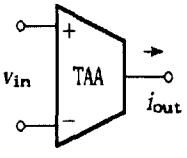
파로부터 약 100 kHz의 동작 주파수 범위에서는 전류-제어 FDNR 여파기가 수동 RLC 여파기와 거의 일치하는 전달 특성을 보인다는 것을 확인했다.

Ⅱ. 전류-제어 트랜스어드미턴스 증폭기

본 연구에서 제안한 트랜스어드미턴스 증폭기의 회로도와 회로 기호를 그림 1(a)와 (b)에 각각 나타냈다.



(a)



$$Y_m = \frac{i_{out}(s)}{v_{in}(s)} = \frac{I_Y}{I_X} sC_E$$

(b)

그림 1. (a) 바이폴라 선형 트랜스어드미턴스 증폭기와 (b) 회로 기호

Fig. 1. (a) Bipolar linear transadmittance amplifier and (b) its circuit symbol.

이 회로는 트랜스컨덕턴스 증폭기에 기초를 두고 있다[1]. 즉, 이 회로는 참고문헌 1의 회로에서 이미터 디제너레이션(degeneration) 저항을 커패시터로 대체한 것이다. 비록 하나의 소자만을 대체했지만, 회로의 기능은 다음에 설명될 바와 같이 전혀 다르다. 회로는 트랜지스터 $Q_1 \sim Q_{12}$로 형성되는 선형 트랜스어드미터(transadmittor)와 $Q_{13} \sim Q_{16}$으로 형성되는 전류 이득 셀(cell), 그리고 $Q_{17} \sim Q_{25}$로 형성되는 차동-전류 단일-전류 변환기로 구성된다. 선형 트랜스어드미터의 입력 회로에서 루프 방정식을 세우면,

$$v_{in} = V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_s} + V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_s} + \frac{(I_{c1} - I_{c2})}{sC} \quad (1)$$
$$V_T \ln \frac{I_{c2}}{I_s} - V_T \ln \frac{I_{c1}}{I_s}$$

을 얻는다. 여기서, V_T는 트랜지스터의 열전압이고 I_s는 포화 전류이다. 윗식을 정리하면, $I_{c1} - I_{c2} = sCv_{in}$을 얻는다. I_{c1}과 I_{c2}의 합이 I_X이므로, I_{c1}과 I_{c2}는 다음과 같이 주어진다.

$$I_{c1} = \frac{I_X}{2} + \frac{sC_E}{2} v_{in} \quad (2a)$$

$$I_{c2} = \frac{I_X}{2} - \frac{sC_E}{2} v_{in} \quad (2b)$$

이 식들에서, C_E는 이미터 디제너레이션 커패시턴스이고, I_X는 트랜스어드미터를 바이어스시키기 위한 직류 전류이다. I_{c1}과 I_{c2} 전류는 이제 전류 이득 셀을 구동하며, 전류 이득 셀은 이들 입력 전류와 다음과 같은 비례 관계를 가지는 출력 전류 I_{c15}와 I_{c16}을 Q_{15}와 Q_{16}의 컬렉터 리드(lead)에 흘린다.

$$\frac{I_{c1}}{I_{c2}} = \frac{I_{c16}}{I_{c15}} \quad (3)$$

I_{c15}와 I_{c16}은 세 개의 전류 미러(mirror)로 구성되는 차동-전류 단일-전류 변환기에 의해 빼어져 출력 단자에 나타난다. 따라서 출력 전류 i_{out}은,

$$i_{out} = I_{c16} - I_{c15} \quad (4)$$

이다. 한편, $I_{c16} + I_{c15} = I_Y$이므로, I_{c15}와 I_{c16}은 각각 다음과 같이 나타내어진다.

$$I_{c15} = \frac{I_Y}{2} + \frac{i_{out}}{2} \quad (5a)$$

$$I_{c16} = \frac{I_Y}{2} - \frac{i_{out}}{2} \quad (5b)$$

이 식에서 I_Y는 전류 이득 셀의 차동쌍 Q_{15}와 Q_{16}을 바이어스시키기 위한 직류 전류이다. (2a), (2b) 식과 (5a), (5b) 식을 (3) 식에 대입하면, 트랜스어드미턴스 증폭기의 최종의 입·출력 관계식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$i_{out} = \frac{I_Y}{I_X} sC_E v_{in} \quad (6)$$

따라서, 이 트랜스어드미턴스 증폭기의 트랜스어드미턴스 Y_m은 $(I_Y/I_X)sC_E$로 주어진다. 트랜스어드미턴스가 직류 바이어스 전류들의 비에 직접 비례하므로, 동일한 온도 특성을 갖는 정전류 전원들로 I_Y와 I_X를 공급하면 이들의 온도 계수가 상쇄되어 온도 안정한 트랜스어드미턴스를 얻을 수 있다는 점에 주목할 필요가 있다. 이 증폭기의 입력 선형 범위는 (2) 식으로부터 알 수 있다. 즉,

$$v_{in} < \left| \frac{I_X}{\omega C_E} \right|$$

Ⅲ. 전류-제어 FDNR

트랜스어드미턴스 증폭기를 이용하여 설계한 FDNR의 회로도를 그림 2(a)에 나타냈다. 이 회로도에서, TAA_1으로 표시된 트랜스어드미턴스 증폭기는 저항 R_1과 함께 반전 미분기를 형성하며, TAA_2로 표시된 트랜스어드미턴스 증폭기는 전압-전류 변환기 역할을 한다. FDNR 회로는 다음과 같이 동작한다: 입력 전압 v_i가 반전 미분기에 의해 반전 미분되므로, 미분기의 출력 전압 v_c는 다음과 같이 주어진다.

$$v_c = -Y_{m1} R_1 v_i \tag{7}$$

여기서 Y_{m1}은 TAA_1의 트랜스어드미턴스이다. TAA_2는 v_c 전압을 받아서, 이를 전류로 변환시켜 출력시킨다. 따라서, TAA_2의 출력 전류 i_o는

$$i_o = Y_{m2} v_c \tag{8}$$

이다. 여기서 Y_{m2}는 TAA_2의 트랜스어드미턴스이다. i_o의 방향이 입력 전류 i_i의 방향과 반대이므로, $i_i = -i_o$이다. 따라서, 입력 전류 i_i와 입력 전압 v_i 사이에는 다음의 관계식이 성립한다.

$$i_i = Y_{m1} Y_{m2} R_1 v_i \tag{9}$$

결국, 이 회로의 입력 어드미턴스는

$$Y_{in}(s) = \frac{i_i(s)}{v_i(s)} = Y_{m1} Y_{m2} R_1 \tag{10}$$

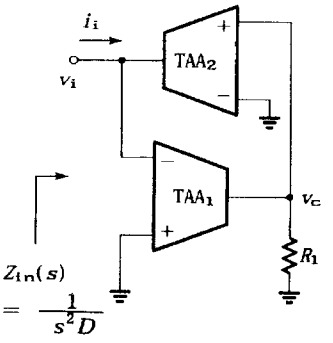
이다. 여기서, $Y_{m1} = Y_{m2} = Y_m$으로 가정하고, (6) 식의 Y_m을 (10) 식에 대입하면,

$$Y_{in}(s) = \left(\frac{I_Y}{I_X}\right)^2 (sC_E)^2 R_1 \tag{11}$$

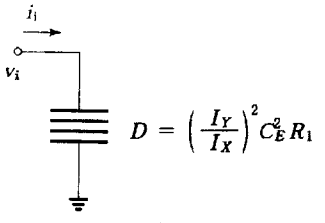
이 얻어진다. (11) 식을 임피던스로 표현하면,

$$Z_{in}(s) = \left(\frac{I_X}{I_Y}\right)^2 \frac{1}{(sC_E)^2 R_1} = \frac{1}{s^2 D} \tag{12}$$

로 쓸 수 있다. 여기서 $D = (I_Y/I_X)^2 C_E^2 R_1$이다. 그림 2(b)에 전류 제어 FDNR의 기호를 나타냈다. FDNR로 실현된 여파기와 발진기의 차단 주파수와 발진 주파수는 $1/\sqrt{D}$에 비례한다[16]. 따라서, 본 논문에서 제안한 FDNR로 실현된 여파기나 발진기의 차단 주파수 또는 발진 주파수는 $(I_X/I_Y)(1/C_E\sqrt{R_1})$에 비례한다.



(a)



(b)

그림 2. (a) 트랜스어드미턴스 증폭기를 이용하여 실현한 FDNR과 (b) 회로 기호

Fig. 2. (a) FDNR realized using the trans-admittance amplifier and (b) its circuit symbol.

Ⅳ. 실험 결과 및 고찰

그림 1(a)의 트랜스어드미턴스 증폭기 회로를 개별 소자들을 사용하여 브레드보드상에 구성했다. 트랜지스터는 *npn* 트랜지스터 어레이(array)인 LM3046과 *pnp* 트랜지스터 어레이인 MPQ2907을 사용했다. 저항 R_C = 40 kΩ, 커패시터 C_E = 1 nF을 사용했다. 전체 회로의 공급 전압은 V_{CC} = 10 V 그리고 V_{EE} = −10 V이었다. I_X = 25 μA, I_Y = 50 μA로

고정시키고 사인파 입력 v_{in}의 주파수를 1 kHz로 고정시킨 상태에서 측정한 증폭기의 입·출력 전달 특성, 즉 i_{out} 대 v_{in} 특성을 그림 3에 나타냈다.

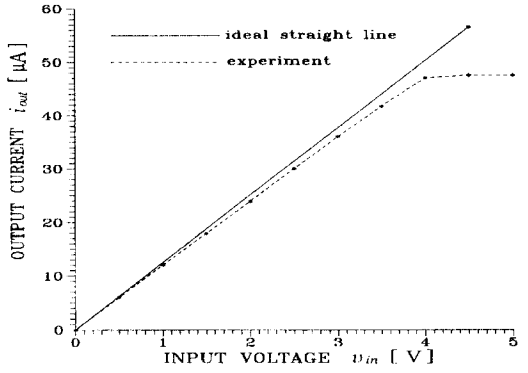


그림 3. 트랜스어드미턴스 증폭기의 전달 특성
Fig. 3. Transfer characteristics of the transadmittance amplifier.

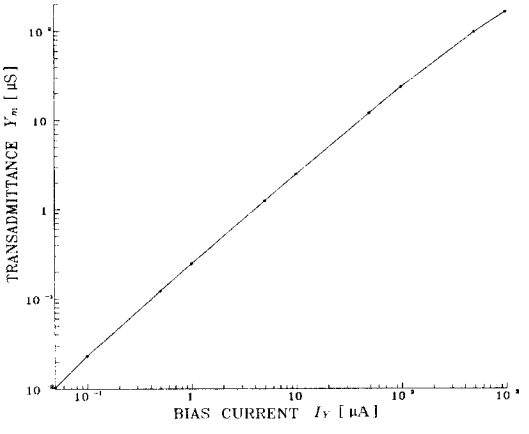


그림 4. 트랜스어드미턴스 대 바이어스 전류 특성
Fig. 4. Transadmittance versus bias current characteristics.

이 그림은, 실험치와 이상적인 직선 사이에 6.4%의 편차가 허용된다면, 입력 선형 범위가 4 V까지 확장된다는 것을 보여준다. 트랜스어드미턴스 대 바이어스 전류비 사이의 관계를 구하기 위해, $v_{in} = 0.5 \sin(2\pi 10^3 t)$ 볼트로 고정시키고 I_Y를 0.05 μA~1 mA까지 변화시키면서 트랜스어드미턴스 Y_m을 측정했다. 그 결과를 도시한 것이 그림 4의 그래프이다. 이 그래프로부터, 트랜스어드미턴스 Y_m이 0.05 μA~500 μA의 I_Y의 범위내에서 I_Y에 선형적으로 의존한다는 것을 알 수 있다. 온도에 대한 출력 전류의 의존성 역시 실험했다. I_Y = 50 μA일 때, 입력 전압에 대한 온도 의존성을 그림 5에 나타냈다. 이 그림은 25℃일 때의 출력 전류에서 −25℃와 75℃일 때의 출력 전류를 뺀 출력 오프셋 전류들을 도시한 것이다.

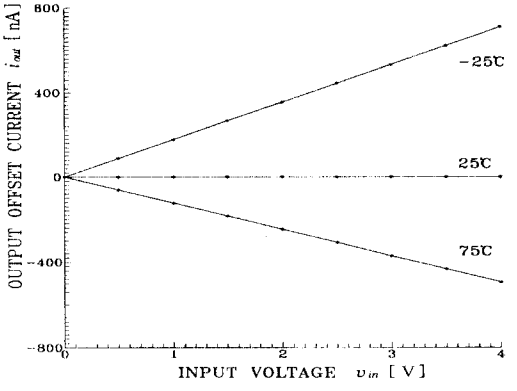


그림 5. 트랜스어드미턴스 증폭기의 온도 특성
Fig. 5. Temperature characteristics of the transadmittance amplifier.

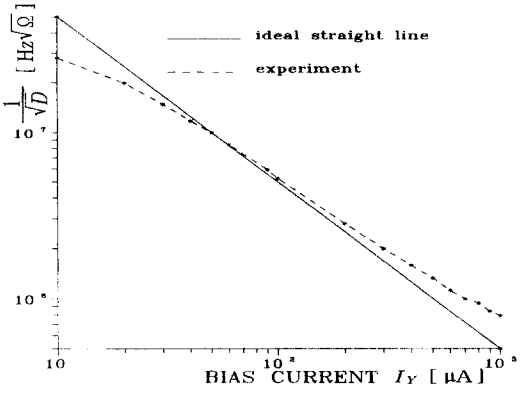
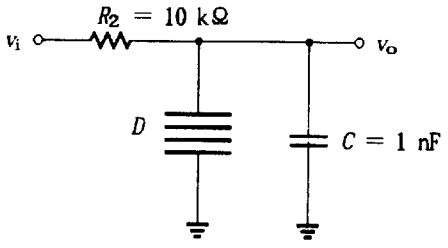


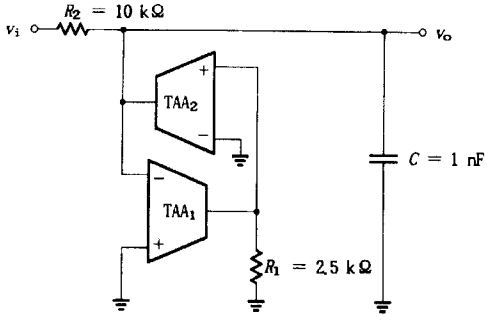
그림 6. FDNR의 I_Y에 대한 $1/\sqrt{D}$의 특성
Fig. 6. $1/\sqrt{D}$ versus I_Y characteristics of the FDNR.

그림 2의 FDNR 회로에서, 미분기의 저항 R_1 = 2.5 kΩ으로 선택한 다음, TAA_1과 TAA_2의 바이어스 전류 I_X는 각각 25 μA로 고정시키고, I_Y를 각각 10 μA에서 1 mA까지 동시에 변화시키면서 측정한 $1/\sqrt{D}$ 대 I_Y의 관계를 그림 6에 나타냈다. 여기서, $1/\sqrt{D}$의 값은, 그림 7에 보인 RC-FDNR 2차 저역-통과 여파기를 이용해 D를 측정한 다음, 이를 환산하여 구한 것이다. 그림 6으로부터, I_Y 가

40 μA~500 μA인 범위내에서는, $1/\sqrt{D}$가 바이어스 전류 I_Y에 선형적으로 반비례한다는 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 7. (a) RC FDNR 2차 저역-통과 여파기
(b) 트랜스어드미턴스로 실현된 RC-FDNR 2차 저역-통과 여파기

Fig. 7. (a) RC FDNR second-order low-pass filter (b) RC-FDNR second-order low-pass filter based on the transadmittance amplifier.

FDNR의 주파수 특성을 고찰하기 위해, 그림 7(b)에 보인 2차 저역-통과 여파기를 저주파에서부터 고주파에 걸쳐 SPICE 시뮬레이션했다. 시뮬레이션 결과, 저주파에서부터 약 100 kHz의 동작 주파수 범위에서는 RC-FDNR 여파기가 수동 RLC 여파기와 거의 일치하는 전달 특성을 보인다는 것을 확인했다. 그림 8은 I_Y = 50 μA, C_E = 25 pF, C = 200 pF, R_1 = 1 kΩ, 그리고 R_2 = 350 Ω일 때의 RC-FDNR 여파기의 전달 특성을 나타낸 것이다. 트랜지스터들의 기생 용량 때문에 RC-FDNR 여파기의 차단 특성이 수동 여파기의 그것보다 완만해졌다는 것을 알 수 있다. RC-FDNR 여파기의 차단 주파수 f_c는 2.07 MHz이었고, 이 차단 주파수의 온도 안정성은 123.6 ppm/℃이었다.

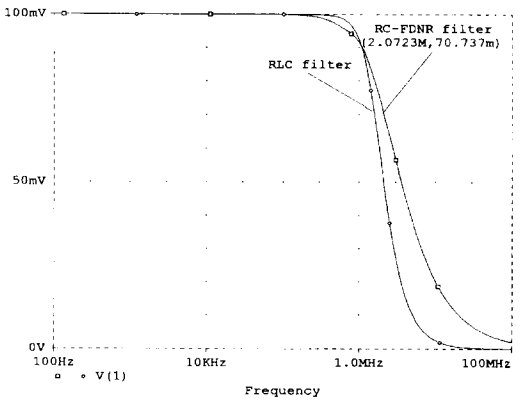


그림 8. RLC 여파기와 RC-FDNR 여파기의 전달 특성

Fig. 8. Transfer characteristics of RLC and RC-FDNR filters.

V. 결 론

바이폴라 선형 트랜스어드미턴스 증폭기에 대해 기술했다. 이 증폭기는 우수한 선형성과 온도 안정성을 가질 뿐 아니라, 그것의 트랜스어드미턴스가 전기적으로 제어될 수 있다는 장점을 지닌다. 트랜스어드미턴스 증폭기를 전류-제어 FDNR의 실현에 응용했다. 실현된 FDNR 역시 양호한 선형성과 온도 안정성을 가진다. 따라서, 이를 응용하면, 전류-제어 여파기, 전류-제어 발진기, 그리고 전류-제어 공진기 등의 개발이 가능할 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

[1] W.-S. Chung, K.-H. Kim, and H.-W. Cha, "A linear operational transconductance amplifier for instrumentation applications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-41, pp. 413-443, June 1992.

[2] Z. Wang and W. Guggenbuhl, "A voltage-controllable linear MOS transconductor using bias offset technique," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. SC-25, pp. 315-317, 1990.

[3] Toumazou, C., F. J. Lidgey, and D. G. Haigh, eds., *Analogue IC Design: The Current-Mode Approach*, London: peter Peregrinus Ltd. 1990.

[4] S.-S. Lee, Rajesh H. Zele, David J. Allstot, and Guojin Liang, "CMOS continuous-time current-mode filters for high-frequency applications" *IEEE Solid-State Circuits*, vol. 28, pp. 323-328, March 1993.

[5] L. T. Bruton, "Network transfer using the concept of frequency-dependent negative resistance," *IEEE Trans. Circuit Theory*, vol. CT-16, pp. 406-408, August 1969.

[6] A. B. Williams, *Electronic Filter Design Handbook*, McGraw-Hill, 1981.

저 자 소 개

鄭 元 燮(正會員) 第 33卷 B編 第 10號 參照

1955年 11月 3日生. 1977年 2月 한양대학교 전자통신공학과 졸업. 1979年 8月 한양대학교 대학원 전자통신공학과 공학석사 학위 취득. 1986年 3月 일본 정강(Shizuoka)대학교 전자과학연구과 공학박사 학위 취득. 1986年 4月 ~ 현재 청주대학교 반도체공학과 교수. 주관심분야는 Bipolar 및 CMOS 애널로그 집적회로 설계, 센서신호 처리 설계 등임.

朴 志 曉(正會員) 第 33卷 B編 第 10號 參照

1967年 9月 28日生. 1989年 2月 청주대학교 반도체공학과 졸업. 1993年 2月 청주대학교 대학원 전자공학과 공학석사 학위 취득. 1994年 3月 ~ 현재 청주대학교 대학원 전자공학과 박사 과정 재학중. 주관심분야는 Bipolar 및 CMOS 애널로그 집적회로 설계, 센서신호 처리 설계 등임.