

論文 96-33B-7-9

선형 OTA를 이용한 사인과 동조형 전압-제어 발진기

(A Sinusoidal tuned VCO Using Linear OTA's)

朴志晚*, 鄭元燮*

(Ji-Mann Park and Won-Sup Chung)

요 약

선형 OTA를 이용한 사인과 전압-제어 발진기(VCO)를 설계했다. 설계된 회로는 비반전 증폭기, 하드 리미터, 그리고 두 개의 선형 OTA와 두 개의 접지된 커패시터로 실현한 전류-제어 LC-동조 회로로 구성된다. 설계된 회로를 개별 소자들로 꾸며 실험한 결과, VCO가 5 μA 에서 100 μA 까지의 바이어스 전류 범위에서 (또는 775.7 Hz에서 20.371 kHz까지의 발진 주파수 범위에서) 6.5%보다 작은 선형 오차와 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ 보다 작은 온도 계수를 가진다는 것을 알았다. 발진기가 5 V의 피크간 진폭을 가지고 발진할 때 측정된 발진 파형의 총고조파 왜곡은 0.6%이었다.

Abstract

A sinusoidal tuned VCO based on linear OTA's has been designed for instrumentation and measurement applications. It consists of a noninverting amplifier, a hard limiter, and a current controllable LC-tuned circuit which is realized by two linear OTA's and two grounded capacitors. A prototype circuit has been built with discrete components. The experimental results show that the proposed VCO has a linearity error of less than 6.5 percent and a temperature coefficient of less than 200 ppm/ $^{\circ}\text{C}$ over a bias current range from 5 μA to 100 μA (or an oscillation frequency range from 775.5 Hz to 20.371 kHz). A total harmonic distortion of 0.6 percent was measured for a peak-to-peak amplitude of 5 V.

1. 서 론

사인과 발진기는 사인 파형의 신호를 발생시키는 중요한 회로이다. 특히, 저주파 전압(또는 전류)-제어 사인과 발진기는, 그것의 저주파 발진 주파수가 직류 전압(또는 전류)에 비례하는 발진기로서 센서(sensor) 신호 처리 및 계측·제어 시스템에 폭 넓게 응용된다.

사인과 전압-제어 발진기(voltage-controlled oscillator: VCO)에 요구되는 성능은 다음의 세 가지로 요

약된다¹⁾. 첫째, 발진 파형의 왜곡이 작아야 한다. 즉, 낮은 총고조파 왜곡(total-harmonic distortion: THD)을 가져야 한다. 둘째, 넓은 범위에 걸쳐 선형인 주파수 대 전압 특성을 가져야 한다. 셋째, 발진 주파수가 낮은 온도 계수를 가져야 한다. 사인과 VCO를 계측·제어 시스템에 응용할 때에는, 두번째와 세번째 성능이 특히 중요하다.

사인과 VCO를 실현하는 방법은 크게 두 가지로 나뉜다. 즉, 그 중의 하나는 연산 증폭기(operational amplifier)와 저항 및 커패시터로 발진기를 구성하는 것이고 또 다른 하나는 연산 트랜스컨덕턴스 증폭기(operational transconductance amplifier: OTA)와 저항 및 커패시터로 발진기를 구성하는 것이다. 전자는 트라이오드(triode) 영역에서 동작하는 FET를 전압-

* 正會員, 淸州大學校 半導體工學科

(Dept. of Semiconductor Eng., Chung-Ju Univ.)

※ 이 논문은 1994년도 서울대학교 반도체공동연구소 연구비에 의하여 연구되었음.

接受日: 1995年5月1日, 수정완료일: 1996年6月20日

제어 저항으로 사용하여 발진 주파수를 가변시키는데 반해^[2], 후자는 능동 소자인 OTA의 트랜스컨덕턴스를 전압으로 제어함으로써 발진 주파수를 가변시킨다^[3]. 후자가 더 넓은 주파수 가변 범위를 제공하기 때문에 사인과 VCO 실현에 더 선호된다.

OTA와 저항 및 커패시터를 함께 사용하여 사인과 VCO를 설계하는 데에는 다음의 세 가지 발진기 구조가 이용된다. 첫째는 두 개의 적분기 루프(loop)에 기초를 두고 있는 쿼드러처(quadrature) 발진기 구조이고, 둘째는 상태-변수형 대역-통과 여파기에 기초를 두고 있는 대역-통과형 발진기 구조이다^[4]. 끝으로, 셋째는 시뮬레이티드 인덕터(simulated inductor)에 기초한 콜피츠(Colpitts) 발진기 구조이다. 이들 중에서 콜피츠 발진기 구조가 가장 낮은(발진 주파수) 온도 계수를 가지기 때문에, 계측-제어 시스템에 응용되는 사인과 VCO는 이 구조에 기초하는 것이 유리하다^[5]. 콜피츠 VCO는, 그러나, 다른 발진기 구조들에 기초한 VCO들보다 좁은 주파수 가변 범위를 가진다는 단점도 함께 지니고 있다.

본 논문에서는 OTA를 이용한 LC-동조 회로에 기초를 두고 있는 새로운 VCO, 즉 LC-동조형 VCO를 제안한다. 제안된 LC-동조형 VCO는, 그것의 발진 주파수 온도 계수는 콜피츠 VCO와 비슷하지만, 콜피츠 VCO보다 더 넓은 주파수 가변 범위를 제공한다. OTA를 이용한 LC-동조형 VCO에서, 발진 주파수의 온도 계수를 결정하는 것은 능동 소자인 OTA들의 온도 특성이다. 따라서, 낮은 온도 계수의 발진 주파수를 얻으려면, 좋은 온도 특성을 갖는 OTA가 요구된다. 본 논문에서는 기존의 OTA와는 달리, 트랜스컨덕턴스가 온도의 영향을 거의 받지 않는 선형 OTA를 이용하여 LC-동조형 사인과 VCO를 실현한 다음, 실현된 VCO의 성능 및 유용성을 개별 소자들을 이용한 실험을 통해 검토하고자 한다.

II. 회로 구성 및 동작 원리

본 논문에서 고려할 LC-동조형 사인과 발진기의 블록도를 그림 1에 나타냈다. 블록도는 발진 주파수를 선택하기 위한 LC-동조 회로와 전체 회로의 루프 이득을 1로 유지하기 위한 비반전 증폭기, 그리고 발진 파형의 진폭을 조절하기 위한 하드 리미터(hard limiter)로 구성된다.

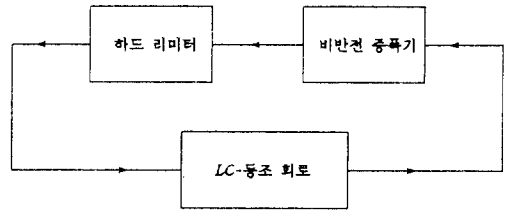


그림 1. LC-동조형 사인과 발진기의 블록도

Fig. 1. Block diagram of a LC-tuned sinusoidal oscillator.

이 블록도에 의거해 설계한 사인과 발진기를 그림 2에 나타냈다. 그림에서, 커패시터 C와 인덕터 L은 LC-동조 회로를 형성한다. 연산 증폭기 OA와 R₁, R₂ 저항은 비반전 증폭기를 형성하며, 다이오드 D₁과 D₂ 그리고 R₃ 저항은 하드 리미터를 형성한다. 끝으로, R_{Q1}과 R_{Q2} 저항은 전압 감쇠기로 동작하며, 동조 회로의 선택도를 결정한다. 발진기는 다음과 같이 동작한다. 즉, 발진이 이미 시작되었다고 가정하면, LC-동조 회로의 출력에 동조 회로의 동조 주파수 f₀와 동일한 주파수의 사인파가 나타날 것이다. 이 사인파 신호 v_o는 비반전 증폭기에 의해 증폭된 다음, 하드 리미터에 인가될 것이다. 하드 리미터는 사인파 신호의 진폭을 리미팅하여 주파수가 f₀인 구형파를 출력시킬 것이다. 이 구형파는 다시 LC-동조 회로에 인가될 것이고, 동조 회로는 고조파들을 여파하고 기본 주파수가 f₀인 사인파를 출력시킬 것이다. 사인파의 깨끗함의 정도는 동조 회로의 선택도를 결정하는 R_{Q1}과 R_{Q2} 저항에 의해서 정해질 것이다.

그림 2의 회로에서 루프 이득을 구하면,

$$L(s) = \frac{R_{Q2}}{R_{Q1} + R_{Q2}} \frac{s \frac{1}{C} \left(\frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{R_{Q1} R_{Q2}} \right)}{s^2 + s \frac{1}{C} \left(\frac{R_{Q1} + R_{Q2}}{R_{Q1} R_{Q2}} \right) + \frac{1}{LC}} \left(1 - \frac{R_2}{R_1} \right) \quad (1)$$

를 얻을 것이다. 따라서, 발진기는 루프 이득의 위상이 0이 되는 주파수 즉

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2)$$

에서 발진할 것이며, 이 주파수에서 발진을 지속시키기 위해서는 루프 이득의 크기를 1로 유지해 줘야 할 것이다. 이는,

$$\frac{R_{Q1}}{R_{Q1} + R_{Q2}} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = 1 \quad (3)$$

이 되도록 R_1 과 R_2 저항을 선택함으로써 성취될 것이다.

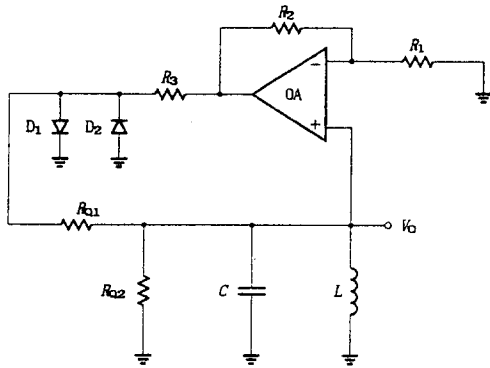


그림 2. LC-동조형 사인파 발진기 회로도
Fig. 2. Circuit diagram of the LC-tuned sinusoidal oscillator.

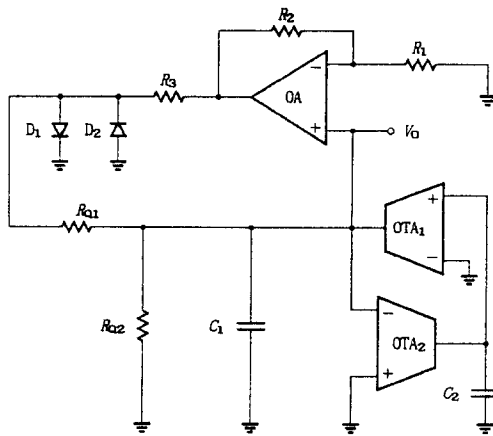


그림 3. 선형 OTA를 이용한 LC-동조형 사인파 VCO
Fig. 3. Circuit diagram of the LC-tuned sinusoidal VCO using linear OTA's.

그림 2에 보인 사인파 발진기의 발진 주파수를 전압으로 제어하기 위한 방안을 그림 3에 나타냈다. 그림 3에서, OTA_1 , OTA_2 , 그리고 커패시터 C_2 는 시뮬레이티드 인덕터(simulated inductor)를 형성한다. OTA_1 과 OTA_2 가 이상적이라고 가정했을 때, 시뮬레이티드 인덕터의 등가 인덕턴스 L_{eq} 는 다음과 같이 주어질 것이다^[6].

$$L_{eq} = \frac{C_2}{G_{m1} G_{m2}} \quad (4)$$

여기서 G_{m1} 과 G_{m2} 는 각각 OTA_1 과 OTA_2 의 트랜스

컨덕턴스를 의미한다. (4) 식으로 주어진 등가 인덕턴스가 커패시터 C_1 과 함께 병렬 동조 회로를 형성하므로, 발진기의 발진 주파수는 다음과 같이 표현될 것이다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_1}} = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{G_{m1}G_{m2}}{C_1C_2}} \quad (5)$$

통상적으로, OTA의 트랜스컨덕턴스 G_m 은 직류 바이어스(bias) 전류에 정비례한다. 따라서, 그림 3의 회로에서 OTA_1 과 OTA_2 를 정합시키고 똑같은 직류 전류로 바이어스시킨다면, 직류 전류에 정비례하는 발진 주파수를 얻을 수 있을 것이다.

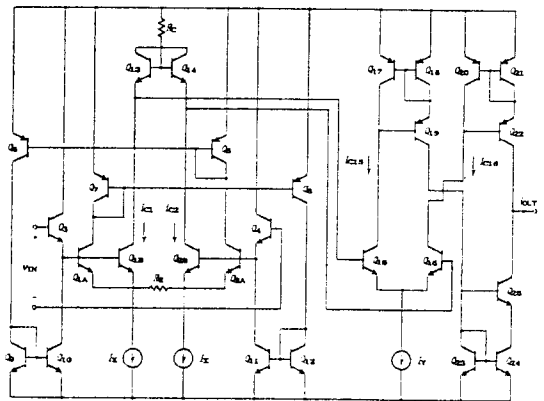


그림 4. VCO 실현에 사용된 선형 OTA
Fig. 4. Circuit diagram of the linear OTA used for the VCO realization.

본 연구에서 사용할 선형 OTA의 회로도를 그림 4에 나타냈다^[7]. 이 회로의 입·출력 관계를 나타내는 트랜스컨덕턴스는

$$G_m = \frac{i_{OUT}}{v_{IN}} = \frac{I_Y}{I_X} \frac{1}{R_E} \quad (6)$$

이다. 여기서, I_X 와 I_Y 는 OTA의 직류 바이어스 전류를 나타내고, R_E 는 입력 차동단의 이미터 디제너레이션(emitter degeneration) 저항을 나타낸다. 따라서, 정합된 두 개의 선형 OTA를 사용하여 그림 3의 사인파 VCO를 구성한 다음, 두 OTA를 똑같은 직류 전류로 바이어스시킨다면, 다음과 같은 주파수를 가지는 사인파가 VCO의 출력 단자에 나타날 것이다. 즉,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R_E \sqrt{C_1 C_2}} \frac{I_Y}{I_X} \quad (7)$$

이 식은, VCO의 발진 주파수가 OTA들의 바이어스 전류 I_Y 에 정비례하고 온도와 무관하다는 것을 말해준다. 지금까지는 OTA와 연산 증폭기가 이상적인 경우에 대해 논했다. 그러나, 실제의 경우에는 OTA의 비이상적인 특성 때문에, 발진 주파수의 범위가 제한되고 고조파 왜곡이 생긴다.

III. 2차 효과

OTA들의 2차 효과는 발진기 응용에 특히 중요하다. 왜냐하면, 이 때문에 발진이 소멸되거나 진폭 왜곡이 커질 수 있기 때문이다. VCO의 성능에 영향을 미치는 OTA 기생(parasitic) 성분들은 다음의 두 가지, 즉 유한 입력 임피던스와 출력 임피던스 그리고 주파수에 의존하는 트랜스컨덕턴스이다. 이 성분들을 포함시킨 OTA 매크로모델(macromodel)을 그림 5에 나타냈다.

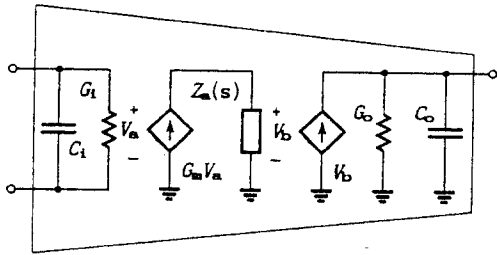


그림 5. OTA의 2차 매크로모델
Fig. 5. Second-order OTA macromodel.

그림에서, $Z_o(s) = \omega / (s + \omega_c)$ 를 나타내고, ω_c 는 트랜스컨덕턴스가 3-dB 떨어지는 주파수를 의미하며 그 값은 통례적으로 수 MHz 이상이다. OTA 매크로모델을 이용하여 시뮬레이티드 인덕터 회로의 등가 어드미턴스를 구하면,

$$Y_{in} \approx (G_i + G_o) + s(C_i + C_o) + \frac{1}{s \frac{C_o^2}{G_m^2} + \left(\frac{G_i + G_o}{G_m} - \frac{2C_o \omega}{G_m \omega_c} \right)} \quad (8)$$

이 얻어질 것이다. 이 식을 등가 회로로 표현한 것이 그림 6의 회로이다. 그림에 보인 기생 성분들 중에서, 컨덕턴스 $(G_i + G_o)$ 와 커패시턴스 $(C_i + C_o)$ 는 각각 그림 3의 회로에서 R_{Q1} 와 C_1 에 병렬로 나타나기 때문에, R_{Q1} 와 C_1 을 이들 기생 성분들보다 크게 선택함으로써 그 영향을 줄일 수 있을 것이다. 따라서, 발진에 영향을 미치는 것은 등가 인덕턴스와 직렬로 나타나는 저항 r_s 이다. 이 직렬 저항은 저주파에서 그

영향이 두드러지며, $(G_i + G_o)/G_m^2$ 으로 근사화될 수 있을 것이다. 그림 3의 발진기 회로에서, r_s 저항을 고려해 놓고 $R_{Q1} = R_{Q2} = R_1 = R_2 = R$, $G_{m1} = G_{m2} = G_m$, 그리고 $C_1 = C_2 = C$ 로 하여 루프 이득을 다시 구하면,

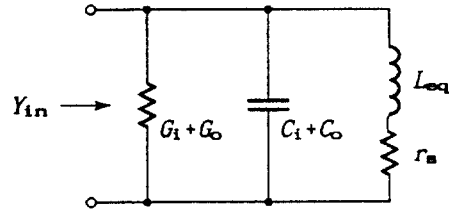


그림 6. 시뮬레이티드 인덕터의 등가 어드미턴스
Fig. 6. Equivalent admittance of the simulated inductor.

$$L(s) = \frac{\frac{2}{RC}s + \frac{2r_s}{RL_{eq}C}}{s^2 + \left(\frac{2}{RC} + \frac{r_s}{L_{eq}} \right)s + \frac{1}{L_{eq}C} + \frac{2r_s}{RL_{eq}C}} \quad (9)$$

를 얻을 것이다. 따라서 특성 방정식의 근은 다음과 같이 구해질 것이다.

$$s = -\frac{(G_i + G_o)}{2C} \pm j\omega_0 \quad (10)$$

여기서 $\omega_0 = G_m/C$ 이다. 이 식은, 특성 방정식의 근이 기생 효과에 의해 $-(G_i + G_o)/2C$ 만큼 좌반 평면으로 이동한다는 것과 이에 따라 발진이 소멸한다는 것을 말해 준다.

한편, 발진기가 고주파에서 동작할 때는, (8) 식으로부터 알 수 있듯이, r_s 저항의 값이 작아져 발진기 성능에 거의 영향을 미치지 않을 것이다. 발진기의 고주파 한계는 OTA의 트랜스컨덕턴스 대 바이어스 전류 특성에 의해서 결정된다. 즉, 발진 주파수를 높이려면, OTA들의 I_Y 바이어스 전류를 크게 하여 트랜스컨덕턴스 G_m 을 높여야 한다. 그러나, I_Y 를 너무 크게 하면, OTA의 G_m 대 I_Y 특성이 더 이상 선형성을 유지하지 못하고¹⁷⁾, 이에 따라 VCO의 발진 주파수 대 바이어스 전류 특성이 비선형적이 된다.

IV. 실험 결과 및 검토

그림 3의 사인파 VCO 회로를 개별 소자들을 사용해 브레드보드상에 구성했다. 실험에 사용된 선형

OTA는 *npn* 트랜지스터 어레이(array)인 LM3046과 *pnp* 트랜지스터 어레이인 MPQ2907로 구성했다. 발진기의 커패시터는 $C_1 = C_2 = 1 \text{ nF}$ 이었고, 이들의 오차 허용도와 온도 계수는 각각 $\pm 15\%$ 와 $+350 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 였다. 저항기들은 $R_1 = R_2 = R_3 = 10 \text{ k}\Omega$ 및 $R_{Q1} = R_{Q2} = 1 \text{ M}\Omega$ 이었고, 이들의 오차 허용도와 온도 계수는 각각 $\pm 1\%$ 와 $-45 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 였다. 다이오드는 1N5226B를 사용했고, 연산 증폭기는 LF357을 사용했다. 전체 회로의 공급 전압은 $\pm 10 \text{ V}$ 이었다.

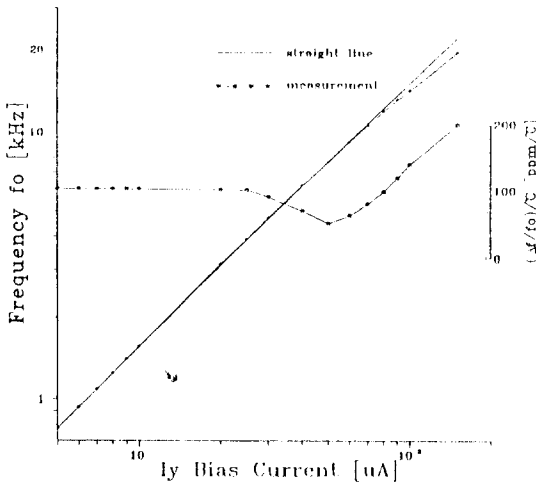


그림 7. VCO의 발진 주파수 대 바이어스 전류 특성과 온도 안정도

Fig. 7. Oscillation frequency versus bias current characteristics and the frequency stability obtained by the prototype VCO.

OTA의 $R_E = R_C = 40 \text{ k}\Omega$ 으로 하고 $I_X = 25 \mu\text{A}$ 로 고정시킨 다음에, I_Y 를 가변시키면서 발진 주파수를 측정할 결과를 그림 7에 나타냈다. 이 그림으로부터, I_Y 가 $5 \sim 50 \mu\text{A}$ 의 범위에서는 발진 주파수 f_0 가 바이어스 전류 I_Y 에 의해 선형적으로 제어된다는 것을 알 수 있다. 만일 6.5%의 편차가 허용된다면, 선형 범위는 $100 \mu\text{A}$ 까지 확장될 것이다. 발진 주파수 대 바이어스 전류 특성의 비선형성은, III절에서 논했듯이, OTA의 비선형적인 트랜스컨덕턴스 대 바이어스 전류비에 기인한다.

전체 회로를 항온조에 넣고, 온도를 25°C 에서 55°C 까지 변화시키면서 측정된 발진기의 온도 안정도 역시 그림 7에 나타냈다. 이 그림은, 발진기가 $775.5 \text{ Hz} \sim 20.371 \text{ kHz}$ 의 주파수 범위에서 약 $200 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$ 의

온도 드리프트를 가진다는 것을 보여준다. 이 드리프트 값은 OTA를 이용한 기존의 사인파 발진기의 그것보다 5배 적은 것이다^[5].

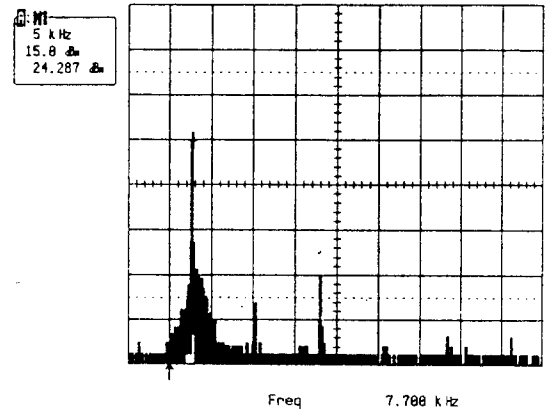


그림 8. $I_Y = 50 \mu\text{A}$ 일 때 실험적으로 관측된 주파수 스펙트럼

Fig. 8. Experimentally observed frequency spectrum with $I_Y = 50 \mu\text{A}$.

그림 8에, $I_Y = 50 \mu\text{A}$ 일 때 즉 발진기가 5 V 의 피크간(peak-to-peak) 진폭으로 약 7.7 kHz 에서 발진할 때 측정된 스펙트럼을 나타냈다. 이 스펙트럼은, 발진 파형의 피크간 진폭이 5 V 일 때 파형의 총고조파 왜곡이 0.6%라는 것을 말해준다.

V. 결론

선형 OTA를 이용한 LC-동조형 사인파 VCO를 실현했다. 실현된 VCO는 LC-동조 회로에 기초를 두고 있기 때문에 비교적 넓은 주파수 가변 범위를 제공한다. 또한, 실현된 VCO는 온도 특성이 우수한 선형 OTA를 채용하고 있기 때문에 양호한 발진 주파수 대 제어 전류 특성과 온도 특성을 가진다. 따라서 이를 응용하면, 고성능 계측·제어 회로 및 센서 신호 처리 회로 개발이 가능할 것이다. 개별 소자들을 사용해 실험한 결과, 이론적인 예상치와 실험치가 잘 일치한다는 것을 확인했다.

참고 문헌

[1] A. B. Grebene, "Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design," ch. 11, John

- Wiley and Sons, 1984.
- [2] M. Hribsek and R. W. Newcomb, "VCO controlled by one variable resistor," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-23, pp. 166-169, Mar. 1976.
- [3] *General Purpose Linear Devices databook*, National Semiconductor Corp., Santa Clara, CA, 1989.
- [4] A. Rodriguez-Vazquez, *et al.*, "On the design of voltage-controlled sinusoidal oscillators using OTA's," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. CAS-37, pp. 198-211, Feb. 1990.
- [5] W.-S. Chung and K. Watanabe, "A linear temperature-to-frequency converter using an integrable Colpitts oscillator," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-34, pp. 534-537, Dec. 1985.
- [6] 정 원섭, 박 지만 "전류-제어 인덕터의 시뮬레이션을 위한 능동-RC 회로 합성" 대한 전자공학회 논문지, 제30-B권, 제6호, pp. 8-13, 1993년 6월
- [7] 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. 441-443, June 1992.

 저 자 소 개

鄭元燮(正會員)

1955年 11月 3日生 1977年 2月 한양대학교 전자통신 공학과 졸업. 1979年 8月 한양대학교 대학원 전자통신 공학과 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, 센스신호 처리 설계 등임.

朴志暎(準會員)

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