

논문 2015-52-11-5

이차원 마이크로볼로미터 FPA를 위한 이 단계 바이어스 전류 억제 방식을 갖는 픽셀 단위의 전류 미러 신호취득 회로

(Pixel-level Current Mirroring Injection with 2-step Bias-current Suppression for 2-D Microbolometer FPAs)

황 치 호*, 우 두 형**

(Chi Ho Hwang and Doo Hyung Woo[©])

요 약

본 연구를 통해서 초점면 배열 이차원 마이크로볼로미터를 위한 픽셀 단위의 신호취득 회로를 연구하였다. 높은 응답도와 긴 적분시간을 갖는 픽셀 단위의 구조를 위해 이 단계 바이어스 전류 억제 방식을 갖는 전류 미러 입력회로를 제안하였다. 제안하는 회로는 0.35- μm 2-poly 4-metal CMOS 공정을 이용하여 설계했고, 마이크로볼로미터의 배열 크기는 320×240 이며 픽셀 크기는 $50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ 이다. 제안하는 이 단계 바이어스 전류 억제 방식은 넓은 보정 범위에서 충분히 작은 보정 오차를 보이며, 설계 파라미터를 조정하여 보정 범위와 보정 오차를 간단히 최적화할 수 있다. 제안하는 회로는 높은 응답도와 1 ms 이상의 긴 적분시간을 갖기 때문에 회로의 잡음등가온도차(NETD)를 26 mK까지 개선할 수 있고, 이는 기존회로의 잡음등가온도차인 67 mK에 비해 매우 개선된 수치이다.

Abstract

A pixel-level readout circuit is studied for 2-dimensional microbolometer focal plane arrays (FPAs). A current mirroring injection (CMI) input circuit with 2-step current-mode bias suppression is proposed for a pixel-level architecture with high responsivity and long integration time. The proposed circuit has been designed using a 0.35- μm 2-poly 4-metal CMOS process for a 320×240 microbolometer array with a pixel size of $50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$. The proposed 2-step bias-current suppression has sufficiently low calibration error with wide calibration range, and the calibration range and error can be easily optimized by controlling some design parameters. Due to high responsivity and a long integration time of more than 1 ms, the noise equivalent temperature difference (NETD) of the proposed circuit can be improved to 26 mK, which is much better than that of the conventional circuits, 67 mK.

Keywords : Uncooled infrared detector, microbolometer, readout integrated circuit, current mode background suppression

* 정회원, 국방과학 연구소

(The Agency for Defense Development)

** 정회원, 가톨릭대학교 정보통신전자공학부

(School of Information, Communications & Electronic Engineering, The Catholic University of Korea)

© Corresponding Author(E-mail: cowpox@catholic.ac.kr)

※ 본 연구는 2015년도 가톨릭대학교 교비연구비의 지원으로 이루어졌음.

※ 이 논문은 2015년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. NRF-2014R1A1A1004456)

Received ; August 20, 2015 Revised ; October 19, 2015 Accepted ; October 29, 2015

I. 서 론

물체가 방사하는 적외선을 이용하여 빛이 없는 환경에서도 사물을 볼 수 있도록 하는 적외선 영상 장치는 현재 군사용, 의료용 및 산업용 등으로 널리 사용되고 있다. 과거의 적외선 영상 시스템은 주로 군수분야를 중심으로 발전해왔으나, 최근 들어 자동차 시야 보조 장치 및 보안카메라와 같은 민간분야를 중심으로 시장이 급속하게 확대되고 있다. 이에 따라 소형, 저전력의 휴대용 적외선 카메라에 대한 필요성이 증가하고 있으며, 별도의 냉각기가 필요한 광자 감지 방식에서 벗어나 비냉각형인 열 감지 방식의 마이크로볼로미터에 대해 많은 연구가 이루어지고 있다.^[1~2]

마이크로볼로미터 감지 배열을 위한 신호취득 회로를 설계할 때, 잡음 특성은 매우 중요한 고려사항이다. 마이크로볼로미터의 주 잡음은 열잡음(Johnson noise, $\overline{V_J^2}$)과 1/f 잡음($\overline{V_{1/f}^2}$)이며, 전체 잡음($\overline{V_N^2}$)에 대한 식은 아래와 같다.

$$\begin{aligned} \overline{V_N^2} &= \int_{f_1}^{f_2} \overline{V_J^2} + \overline{V_{1/f}^2} df \\ &= 4kTR_B \left(\frac{1}{2T_{INT}f_1} \right) + V_b^2 K \ln \left(\frac{1}{2T_{INT}f_1} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서, k, T, R_B , V_b , T_{INT} , K, f_1 과 f_2 는 각각 볼츠만 상수, 절대온도, 마이크로볼로미터의 저항 및 바이어스 전압, 적분시간, 1/f 잡음 파라미터, 저역 및 고역 차단 주파수를 의미한다.^[3~4] 즉, 마이크로볼로미터 감지기의 잡음은 신호취득 시 적분시간을 늘리면 줄일 수 있으며, 적분시간을 늘리기 위해서는 신호취득 회로의 적분 캐패시터를 크게 하는 것이 필요하다. 그러나, 이차원 배열 마이크로볼로미터의 경우, 각 픽셀의 신호취득 회로가 차지하는 면적이 제한되므로, 큰 적분 캐패시터를 픽셀 내부에 두기가 어렵다. 이를 극복하기 위해 적분 캐패시터를 픽셀 외부에 두고 열 단위로 공유하면, 전체 프레임 속도에 의해 적분시간이 제한되는 문제가 발생한다.

관찰하고자 하는 물체가 마이크로볼로미터로부터 충분히 떨어져 있는 경우, 실제 물체에 의한 전류 신호(I_{SIG})는 바이어스 전류에 비해 매우 작다. 이 때, 불필요한 바이어스 전류를 제거하고 영상에 필요한 전류 신호(I_{SIG})만 적분할 수 있다면, 픽셀 단위의 신호취득 회로

를 사용하여 제한된 픽셀 면적에서 최대의 적분시간을 얻을 수 있으므로 영상의 잡음을 크게 줄일 수 있다.^[5~6] 또한, 취득된 영상 신호를 디지털화할 때 변환 해상도를 크게 낮출 수 있으므로, 영상 모듈의 소형화 및 저전력화에 기여할 수 있게 된다. 본 연구에서는 높은 응답도와 긴 적분시간을 갖는 픽셀 단위의 신호취득 회로를 구현하기 위해, 이 단계 바이어스 전류 억제 방식을 갖는 전류 미러 입력회로를 제안한다.

II. 픽셀 단위의 신호취득 회로 설계

1. 기존의 신호취득 입력 회로

그림 1은 마이크로볼로미터를 위한 기존의 신호취득 입력 회로를 나타낸다.^[7~8] 픽셀에는 마이크로볼로미터(R_B)와 픽셀 선택 스위치(ϕ_{SEL})만 존재하며, 나머지 회로는 열 단위로 공유한다. 열 단위의 신호취득 회로는 바이어스 전류를 제거하기 위한 암 볼로미터(R_{BB})와 전류신호를 적분하기 위한 용량성 트랜스임피던스 증폭기(CTIA)로 구성된다. 부귀환에 의한 가상 단락 개념으로 마이크로볼로미터의 바이어스 전압을 안정하게 할 수 있고, 전류 주입 효율이 뛰어나기 때문에, CTIA는 마이크로볼로미터의 입력회로로 많이 사용하는 방식이다. 외부 물체에 의한 적외선 신호가 차단된 암 볼로미터에는 일정한 바이어스 전류(I_{BB})만 흐르기 때문에, CTIA에는 영상에 필요한 전류 신호($I_{SIG} = I_{Bol} - I_{BB}$)만 적분될 수 있다. 그러나, 암 볼로미터와 픽셀 볼로미터 사이의 바이어스 전압 차이 및 픽셀 볼로미터 간의 특성 차이 등으로 인하여, 실제 적분되는 I_{SIG} 에는 큰 오차가 발

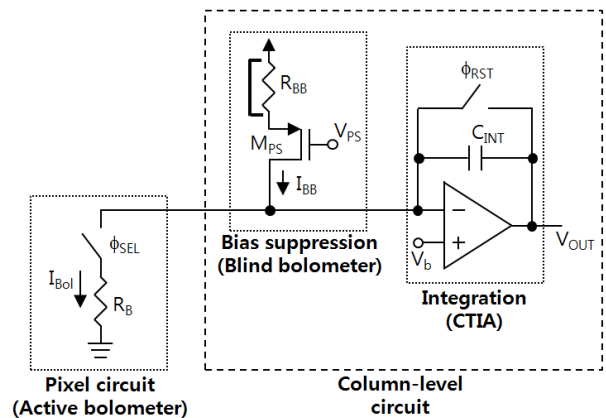


그림 1. 마이크로볼로미터를 위한 기존의 신호취득 입력 회로

Fig. 1. Conventional input circuit for microbolometer.

생한다. 뿐만 아니라, CTIA 방식은 큰 면적을 차지하므로, 기존 방식으로는 픽셀 단위의 신호취득 회로를 설계하는데 큰 어려움이 따른다. 이 경우, 실제 적분시간은 한 행의 픽셀에 할당된 시간(1 H)으로 제한되기 때문에, 볼로미터 감지기의 잡음을 충분히 줄일 수 없게 된다. 예를 들어, 마이크로볼로미터 배열의 크기가 320×240 이고 동작 주파수를 60 Hz라고 한다면, 기존 방식에서 한 픽셀에 대한 최대 적분시간은 $70 \mu\text{s}(=1/60/240)$ 이하이다.

2. 이 단계 바이어스 전류 억제 방식을 갖는 픽셀 단위의 전류 미러 신호취득 회로

응답도(Responsivity, R)는 적외선 복사에 대한 마이크로볼로미터의 응답 특성을 나타내는 중요한 파라미터로서, 마이크로볼로미터 표면에 입사되는 적외선 입력의 전력에 대한 마이크로볼로미터 출력 신호의 비로 정의되며, 이에 대한 식은 아래와 같다.

$$R = \frac{V_b \alpha \eta}{G \sqrt{1 + \omega^2 \tau_T^2}} \quad (2)$$

여기서, V_b , α , η , G , τ_T 및 ω 는 각각 볼로미터의 바이어스 전압, 볼로미터 저항의 온도 상수(TCR), 흡수율, 열전도도, 열적 시정수 및 적외선 복사의 각주파수를 의미한다.^[3~4] 즉, 높은 응답도를 얻기 위해서는 볼로미터의 바이어스 전압이 커야함을 알 수 있다.

그림 2는 기존 방식의 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서 제안하는 픽셀 단위의 신호취득 회로를 나타낸다. 앞에서 지적한 바와 같이, CTIA 방식으로 픽셀 단위의 신호취득 회로를 구성하기에는 그 면적이 크고 전력소모가 크며, 넓은 출력 범위를 얻는 조건에서 바이어스 전압 V_b 를 크게 하기 어렵다. 따라서, 제안하는 회로는 입력 단에 전류 미러 방식(M_{P1} , M_{P2})을 사용하였고, 이는 보다 작은 면적과 작은 전력소모로 구현이 가능하며, 큰 바이어스 전압($V_b = V_{DD} - |V_{GS_MP1}|$)을 갖는다. $0.35\text{-}\mu\text{m}$ CMOS 공정을 사용하는 경우, 전류 미러 방식에서 V_b 는 약 $2.4 \text{ V}(= 3.3 \text{ V} - 0.9 \text{ V})$ 정도이며, CTIA 방식에서는 그 값이 $1.65 \text{ V}(= 3.3/2 \text{ V})$ 정도로 작다. 따라서, 전류 미러 방식의 응답도는 CTIA 방식에 비해 1.5 배 정도 크다. 그림 2에서 전류 미러 방식의 출력 저항을 크게 하기 위해 M_{PC} 와 M_{NC} 를 캐스코드 소자로 활용했으며, V_{PC} 와 V_{NC} 는 이에 대한 바이어스 전

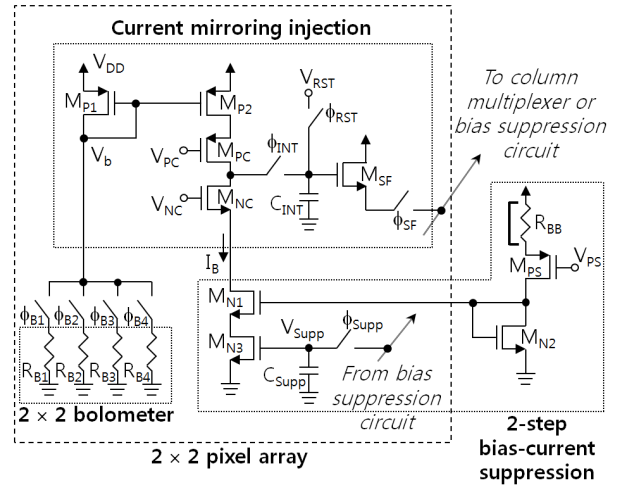


그림 2. 이 단계 바이어스 전류 억제 방식을 갖는 픽셀 단위의 전류 미러 신호취득 회로
Fig. 2. Pixel-level current mirroring injection with 2-step bias-current suppression.

압이다. C_{INT} , V_{RST} , Φ_{INT} 및 Φ_{RST} 는 각각 적분 캐패시터, 리셋 전압, 적분시간 조정 스위치 및 리셋 스위치를 나타낸다. M_{SF} 와 Φ_{SF} 는 픽셀 단위로 적분된 전압을 배열 밖으로 순차적으로 전달하기 위한 소스팔로워(SF)와 픽셀 선택 스위치를 나타내며, SF의 바이어스 전류 회로는 픽셀 배열 밖에서 열 단위로 공유된다.

본 논문에서 기준으로 한 비정질 실리콘 마이크로볼로미터는 $10 \text{ M}\Omega$ 의 비교적 큰 저항 값을 갖지만, V_b 가 2.4 V 일 때 전류 값은 240 nA 정도이고, 이 값은 냉각형 적외선 감지소자에 비해 여전히 매우 큰 값이다. 따라서, 적절한 바이어스 전류 억제 방식을 사용하지 않는다면, 출력 전압의 범위를 2 V 로 가정하고 1 ms 정도의 긴 적분시간을 얻기 위해서 약 $120 \text{ pF}(= 240 \text{ n} \times 1 \text{ m} / 2)$ 의 매우 큰 적분 캐패시터(C_{INT})가 필요하다. 이는 픽셀 단위의 회로에서 구현이 불가능하므로, 그림 2와 같이 바이어스 전류 억제 방식을 제안하여 적용하였고, 이에 대한 동작 원리를 그림 3에 나타내었다. 제안하는 바이어스 전류 억제 회로는 픽셀 배열 밖에서 열 단위로 공유된 회로(R_{BB} , M_{PS} , V_{PS} , M_{N2})와 픽셀 내부 회로(M_{N1} , M_{N3} , C_{SUPP} , Φ_{SUPP})로 나뉜다. 마이크로볼로미터와 전류 미러 입력회로가 픽셀 마다 특성이 다르므로, 바이어스 전류 억제 회로는 픽셀 마다 다른 I_B 를 제공하여 각 픽셀 볼로미터의 바이어스 전류를 제거할 수 있어야 한다. 주어진 회로에서 V_{PS} 를 조정하여 M_{PS} 를 통해 R_{BB} 의 바이어스 전압을 조정하면, M_{N2} 에 흐르는

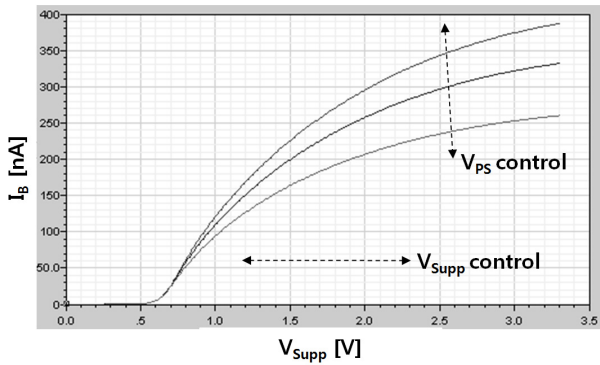


그림 3. 이 단계 바이어스 전류 억제 방식의 동작 원리
Fig. 3. Operation principal of 2-step bias-current suppression.

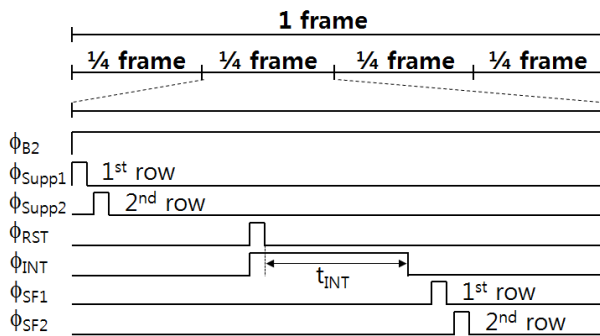


그림 4. 제안하는 신호취득 회로에 대한 동작 모드의 타이밍도
Fig. 4. A timing diagram of the operation mode for the proposed readout circuit shown in Fig. 2.

전류를 우선 결정할 수 있고, 이 전류 값은 전류 미러 개념으로 M_{N1} 에 흐르게 된다. 이 때, M_{N3} 는 트라이오드 영역에서 동작하도록 하면 저항 역할을 하고, V_{Supp} 를 조정하여 이 저항 값을 조정할 수 있다. 따라서, 그림 3에 나타낸 바와 같이 V_{PS} 와 V_{Supp} 를 조정하여 원하는 I_B 를 만들 수 있다.

픽셀 단위의 신호취득 회로를 구현하기 위해 간단한 전류 미러 방식의 입력 단과 효과적인 바이어스 전류 억제 방식을 사용했으나, 기준이 되는 마이크로블로미터의 픽셀 크기는 $50 \mu\text{m} \times 50 \mu\text{m}$ 이므로, 제안하는 회로를 한 픽셀 내에서 구현하기는 쉽지 않다. 따라서, 그림 2와 같이 인접한 네 픽셀의 블로미터(R_{B1} , R_{B2} , R_{B3} , R_{B4})가 하나의 신호취득 회로를 공유할 수 있도록 했고, 네 개의 스위치(ϕ_{B1} , ϕ_{B2} , ϕ_{B3} , ϕ_{B4})를 통해서 순차적으로 선택된다.

외부 물체에 의한 적외선 복사로 블로미터의 저항이 최대 2.5%까지 변한다고 하면, 블로미터의 바이어스

전류가 240 nA 정도일 때, 블로미터 전류의 변화는 최대 6 nA 정도이다. 바이어스 전류 억제 방식을 통해 바이어스 전류를 정확히 제거했다면, 출력 전압의 범위를 2 V로 가정하고 1 ms 정도의 긴 적분시간을 얻기 위해서 필요한 C_{INT} 는 약 $6 \text{ pF} (= 2 \times 6 \text{ n} \times 1 \text{ m} / 2)$ 이다. $0.35\text{-}\mu\text{m}$ CMOS 공정을 사용하여 6 pF의 C_{INT} 를 구현할 때 필요한 면적은 $4600 \mu\text{m}^2 (= 6 \text{ pF} / (1.3 \text{ fF}/\mu\text{m}^2))$ 정도이고, 이는 네 픽셀이 차지하는 면적인 $10000 \mu\text{m}^2$ 보다 충분히 작다.

그림 2의 회로에서 I_B 의 생성과 이를 통한 바이어스 전류의 억제 및 영상 신호 전류의 적분 과정은 보정 모드와 동작 모드로 구분하여 보다 자세히 설명할 수 있다. 보정 모드에서 ϕ_{INT} 와 ϕ_{RST} 는 각각 단락과 개방 상태를 유지하고, 픽셀 블로미터의 외부 적외선 복사는 차단되며, M_{PC} 에는 전류 미러에 의해 블로미터의 바이어스 전류가 흐른다. 이 때, V_{PS} 를 조정하여 전체 픽셀의 평균값에 해당하는 바이어스 전류를 우선 결정한다. 다음으로, 각 픽셀의 소스팔로워 출력을 관찰하면서 V_{Supp} 를 최솟값으로부터 점점 크게 하고, I_B 가 블로미터의 바이어스 전류와 같아질 때에 해당하는 V_{Supp} 조건을 각 픽셀 단위로 저장한다. V_{Supp} 를 조정하는 과정은 ϕ_{Supp} 와 ϕ_{SF} 를 이용하여 행 단위로 순차적으로 이루어지며, 각 픽셀마다 다른 V_{Supp} 조건이 칩 외부의 디지털 메모리에 저장된다. 이러한 부귀환 방식을 사용하면, 픽셀 블로미터 간의 특성 차이뿐만 아니라 픽셀 신호취득 회로 간의 특성 차이와도 무관하게 정확한 I_B 를 얻을 수 있다. 바이어스 전류 억제 시 발생하는 오차는 제한된 C_{INT} 에 대해 적분시간을 줄이므로 잡음을 증가시키고, 이 오차가 고정 패턴 잡음(FPN)이 되므로 추가적인 보정을 통해 이를 제거하는데 부담을 주게 된다.

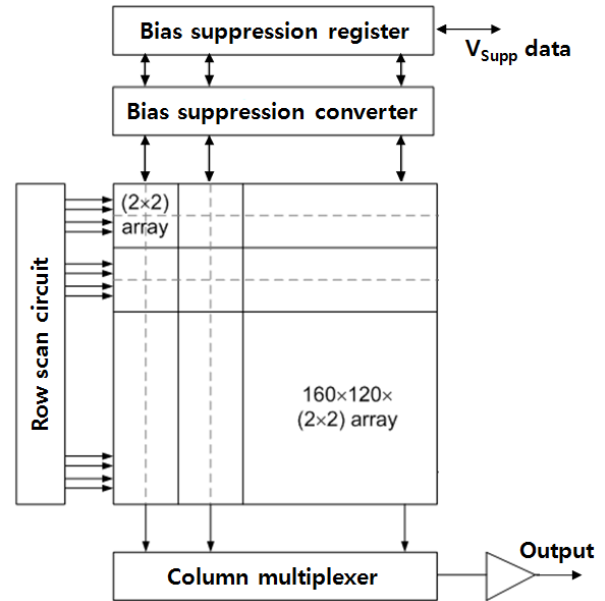
보정 모드에서 생성된 I_B 값이 동작 모드에서도 계속 유지되려면, 저장된 V_{Supp} 조건은 디지털-아날로그 변환기(DAC)를 거쳐 ϕ_{Supp} 을 통해 각 픽셀의 C_{Supp} 에 주기적으로 전달되어야 한다. 이 과정에서 ϕ_{Supp} 에 의한 채널 전하 주입과 clock feedthrough 등으로 비선형 오차가 발생하고, DAC 출력에 의해 잡음이 발생한다. 이러한 비선형 오차와 잡음은 영상 신호에 그대로 영향을 주기 때문에 충분히 작은 값을 가져야 한다. 이를 해결하기 위한 방법으로 C_{Supp} 를 크게 할 수도 있으나, 이는 픽셀 면적의 제한 때문에 적용하기 어렵다. 제안하는 이 단계 바이어스 전류 억제 방식은 그림 3에 나타낸

바와 같이 충분히 작은 전압-전류 변환 이득(I_B/V_{Supp})을 갖는데, 이는 MOSFET 하나만 사용하는 일반적인 경우에 비해 매우 작은 것이다. 따라서, ϕ_{Supp} 과 DAC에서 발생하는 전압 형태의 오차와 잡음 등이 I_B 에는 거의 영향을 주지 않는다. 또한, DAC의 출력 범위가 넓기 때문에 동일한 해상도에서 보다 쉽게 DAC를 설계할 수 있다.

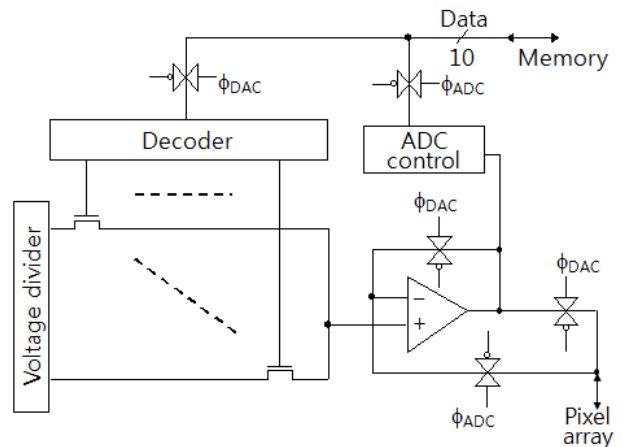
적외선 영상을 얻기 위한 동작 모드는 그림 4의 타이밍도를 이용하여 설명할 수 있다. 픽셀 배열의 한 주기(1 frame)는 동일한 네 구간(1/4 frame)으로 나뉘며, 그림 4는 ϕ_{B2} 를 통해 R_{B2} 가 선택된 상황을 나타낸다. 동작 모드에서 픽셀 볼로미터에는 바이어스 전류와 더불어 영상 신호 전류가 함께 발생하고, 이는 1:1 전류 미러를 통해 M_{PC} 에 흐르게 된다. 앞에서 설명한 바와 같이 주기적인 ϕ_{Supp} 동작을 통해 보정 모드에서 결정한 V_{Supp} 조건과 I_B 가 일정하게 유지되며, C_{INT} 에는 영상 전류 신호(I_{SIG})만 적분될 수 있다. 영상 전류 신호에 대한 적분 시간(t_{INT})은 ϕ_{RST} 와 ϕ_{INT} 에 의해 정의되며, 적분이 완료되면 ϕ_{SF} 를 행 단위로 순차적으로 선택하여 영상 전압 신호를 픽셀 배열 밖으로 전달한다.

그림 5(a)에는 전체 신호취득 회로에 대한 블록도를 나타내었다. 볼로미터 배열의 전체 크기는 320×240 이고, 네 픽셀 볼로미터(2×2)가 하나의 신호취득 회로를 시분할 개념으로 공유한다. 행 스캔 회로는 픽셀 신호취득 회로에서 사용하는 조정 신호들을 생성하는데, 이 중에서 ϕ_{SF} 와 ϕ_{Supp} 는 그림 4와 같이 행 단위의 순차적인 신호이며, 나머지 신호는 모든 픽셀에 대해 동일한 타이밍을 갖는다. 바이어스 억제 변환기는 보정 모드에서 각 픽셀 별로 I_B 를 생성하고 이에 대한 V_{Supp} 조건을 저장하며, 동작 모드에서 이 조건을 주기적으로 픽셀에 전달하는 역할을 한다. 바이어스 억제 레지스터는 디지털화된 V_{Supp} 조건을 행 단위로 저장하여 외부 메모리와 연결한다. 마지막으로, 열 단위의 멀티플렉서는 행 단위의 영상 전압 신호를 순차적으로 외부에 전달하는 역할을 한다.

바이어스 억제 변환기는 160×1 의 아날로그 버퍼, 멀티플렉싱 스위치 및 20×1 의 10-bit 아날로그-디지털 변환기(ADC)와 디지털-아날로그 변환기(DAC)로 구성된다. 이 중에서 10-bit ADC와 DAC의 간략화된 회로도들 그림 5(b)에 나타내었다. ADC 구조로는 successive approximation 형태를 사용했고, DAC는 디



(a)



(b)

그림 5. 전체 신호취득 회로: (a) 블록도, (b) 바이어스 억제 변환기의 10-bit ADC와 DAC

Fig. 5. The entire readout circuit: (a) block diagram, (b) 10-bit ADC and DAC in bias suppression converter.

코더 기반의 저항열 방식을 사용했다. 그림 5(b)에 나타낸 회로는 ϕ_{ADC} 와 ϕ_{DAC} 를 통해서 각각 ADC 또는 DAC로 사용하게 된다. 이와 같이 ADC와 DAC는 동일한 디코더, 저항열 및 증폭기 등을 공유하기 때문에, ADC와 DAC는 동일한 특성곡선을 갖는다. 따라서, 각 픽셀의 특정 V_{Supp} 조건을 저장하고 재전달하는 과정에서 변환기의 integral non-linearity error(INL)는 영향을 미치지 못 한다. ADC와 DAC의 양자화 잡음이 보정 오차에

영향이 없도록 이를 10-bit으로 설계했으며, 전체 픽셀에 대한 보정시간은 500 ms 이하가 되도록 구성했다.

III. 결 과

제안하는 신호취득 회로는 0.35- μm 2-poly 4-metal CMOS 공정을 사용하여 설계했으며, 기준이 되는 볼로미터의 주요 파라미터를 표 1에 요약했다. 신호취득 회로의 속도, 전력소모, 전압 스윙 및 캐패시턴스 등을 고려하여 공정을 선택하고 회로 설계를 진행한 것이며, 제시하는 결과는 HSPICE 시뮬레이션을 통해 얻은 것이다.

그림 6과 그림 7은 이 단계 바이어스 전류 억제 회로에 대한 시뮬레이션 결과를 나타낸 것으로, 평균 바이어스 전류에 따른 보정 범위와 보정 오차를 각각 나타낸다. 그림 2에서 M_{N3} 의 게이트 폭(W)을 1 μm 로 고정하고 게이트 길이(L)를 3 μm 에서 30 μm 까지 변경한

표 1. 마이크로 볼로미터의 주요 파라미터
Table 1. Design parameters of the microbolometer.

| Parameter | Value |
|------------------------|-------------------------------------|
| Array size | 320 × 240 |
| Pixel size | 50 μm × 50 μm |
| Resistance | 10 M Ω |
| TCR(α) | 2.5 % |
| Thermal conductance(G) | 5 × 10 ⁻⁸ W/K |
| Fill factor | 80 % |
| Emissivity | 80 % |
| 1/f noise parameter | 1 × 10 ⁻¹¹ |
| Frame rate | 60 Hz |

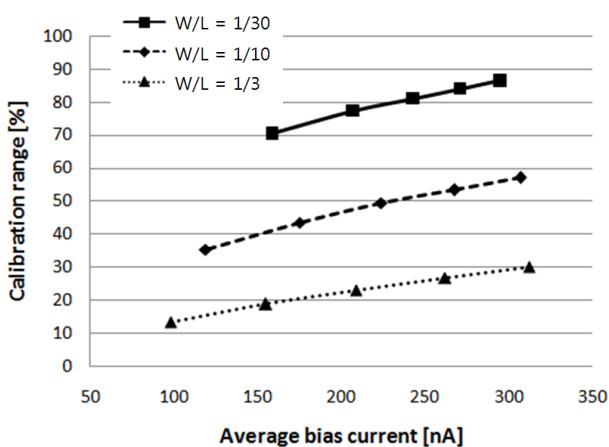


그림 6. 이 단계 바이어스 전류 억제 회로의 보정 범위
Fig. 6. Calibration range of 2-step bias-current suppression circuit.

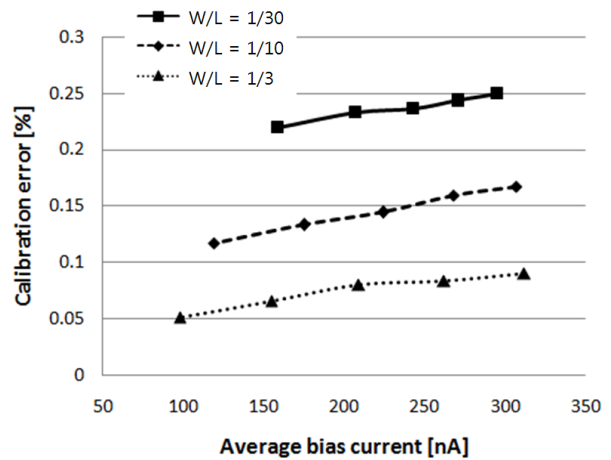


그림 7. 이 단계 바이어스 전류 억제 회로의 보정 오차
Fig. 7. Calibration error of 2-step bias-current suppression circuit.

것이며, V_{Supp} 를 생성하기 위한 DAC의 해상도와 출력 범위는 각각 10 bit과 1-3 V이다. M_{N3} 의 저항은 L과 비례하므로, L이 클수록 V_{Supp} 변화로 인한 저항 변화가 크다. 그러므로, M_{N3} 의 L이 클수록 V_{Supp} 와 I_B 간의 전압-전류 변환 이득(I_B/V_{Supp})이 커지며, 이에 따라 보정 범위와 오차가 증가하는 것이다. 볼로미터의 바이어스 전류는 공정상의 오차 등으로 인해 10-20 % 정도의 픽셀 간 편차를 보이며, M_{N1} 과 M_{N2} 사이의 불일치를 고려할 때 바이어스 전류 억제 회로는 60 % 이상의 보정 범위를 가져야 한다. 그림 6, 7에 나타낸 바와 같이, 제안하는 바이어스 전류 억제 회로는 충분히 넓은 보정 범위에서 0.25 % 이하의 매우 작은 보정 오차를 보이고

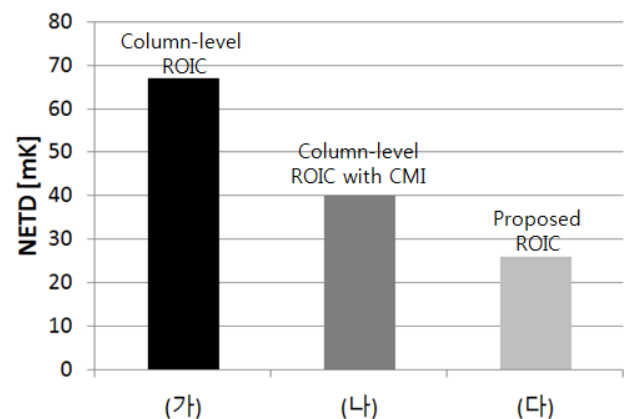


그림 8. 여러 가지 신호취득 회로 구조에 대한 NETD의 예측 값 비교
Fig. 8. Comparison of the readout architecture in respect to the estimated NETD.

있으며, 보정 범위와 오차는 M_{N3} 의 L을 조정하여 쉽게 최적화가 가능하다.

잡음등가온도차(NETD)는 마이크로볼로미터와 신호취득 회로의 성능을 나타내는 주요 지표로서, 마이크로볼로미터 시스템으로 감지할 수 있는 최소 온도차를 나타내므로 작을수록 좋고, 아래와 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$NETD \propto \frac{F^2 V_N}{\tau_0 A_d R} \quad (3)$$

여기서 V_N , R , A_d , F 와 τ_0 는 각각 차례로 시스템의 총 잡음 전압, 볼로미터의 응답도, 볼로미터의 면적, 광학계의 F 값 및 광학계의 투과도를 나타낸다.^[3~4] 즉, NETD를 낮추려면, V_N 이 작아야 하고 응답도가 커야 한다. 제안하는 신호취득 회로를 사용할 경우, 효과적인 픽셀 단위의 구성으로 적분시간이 길기 때문에 식 (1)에 나타낸 바와 같이 V_N 이 작으며, 전류 미러 입력에 의해 큰 V_b 가 가능하므로 식 (2)에 나타낸 바와 같이 응답도가 크다.

그림 8은 여러 가지 신호취득 회로 구조에 대해 NETD의 예측 값을 비교한 것이다. 그림 8에서 (가)는 CTIA 방식의 열 단위 신호취득 회로(그림 1)에 대한 결과이고, (나)는 전류 미러 방식의 열 단위 신호취득 회로에 대한 결과이며, (다)는 제안하는 신호취득 회로(그림 2)에 대한 결과이다. 제안하는 신호취득 회로의 적분시간과 응답도는 각각 기존 방식의 14 배와 1.5배 이상이므로, 볼로미터의 $1/f$ 잡음을 무시하면 제안하는 회로의 NETD는 기존 방식에 비해 1/6 정도로 개선된다. 볼로미터의 $1/f$ 잡음을 고려하더라도, 제안하는 회로의 NETD는 26 mK 정도의 매우 작은 값이며, 이는 기존 방식에 비해 1/3 정도로 개선된 값이다.

IV. 결 론

본 연구를 통해서 초점면 배열 이차원 마이크로볼로미터를 위한 픽셀 단위의 신호취득 회로를 연구하였다. 전류 미러 입력과 이 단계 바이어스 전류 억제 방식을 사용하고, 네 픽셀 볼로미터(2×2)가 하나의 신호취득 회로를 시분할 개념으로 공유하는 방식을 이용하여, 높은 응답도와 긴 적분시간을 갖는 신호취득 회로를 구현하였다. 제안하는 이 단계 바이어스 전류 억제 방식

은 넓은 보정 범위에서 충분히 낮은 보정 오차를 보이며, 제안하는 신호취득 회로의 NETD는 매우 작고 개선된 값을 보인다.

REFERENCES

- [1] E. Mounier, "Microbolometers for thermography and night vision markets," *Proc. SPIE*, Vol. 7930, pp. 79300E-1-79300E-6, Feb. 2011.
- [2] Y. S. Kim, et al, "Uncooled microbolometer arrays with high responsivity using meshed leg structure", *IEEE Photonics Tech. Letters*, Vol. 25, No. 21, pp. 2108-2110, Nov. 2013.
- [3] D. Jakonis, C. Svensson and C. Jansson, "Readout architectures for uncooled IR detector arrays," *Sensors and Actuators*, Vol. 84, pp. 220-229, 2000.
- [4] P. W. Kruse, Uncooled infrared imaging arrays and systems, *Semiconductors and semimetals*, Vol. 47, pp. 47-45, 1997.
- [5] B. H. Kim and H. C. Lee, "Smart TDI readout circuit for long-wavelength IR detector", *Electron. Lett.*, Vol. 38, pp. 854-855, 2002.
- [6] M. W. Ng, Y. H. Chee, and Y. P. Xu, "On-chip compensation of dark current in infrared focal plane arrays", *Circuits and Systems, IEEE international symposium on*, Vol. 3, pp. 6-9, 2001.
- [7] B. Hu, P. Li, A. W. Ruan and D. M. Lin, "Design and verification of 160×120 bolometer ROIC", *Computational Problem-Solving, IEEE international conference on*, pp. 275-278, 2011.
- [8] S. L. Liu, et al, "A design of readout circuit for 384×288 uncooled microbolometer infrared focal plane array", *Solid-State and Integrated Circuit Technology, IEEE international conference on*, pp. 1-3, 2012.

저 자 소 개

황 치 호(정회원)

2000년 한국과학기술원 전자전산학과 학사 졸업.
2002년 한국과학기술원 전자전산학과 석사 졸업.
2009년 한국과학기술원 전자전산학과 박사 졸업.
2008년~2012년 삼성전자 책임연구원
2012년~현재 국방과학연구소 1본부 3부
 선임연구원
<주관심분야 : 아날로그 VLSI 설계, 신호취득회
로>

우 두 형(정회원)-교신저자

1999년 연세대학교 전자공학과 학사 졸업.
2001년 한국과학기술원 전자전산학과 석사 졸업.
2005년 한국과학기술원 전자전산학과 박사 졸업.
2005년~2008년 삼성전자 LCD총괄 책임연구원
2008년~현재 가톨릭대학교 정보통신전자공학부
 부교수
<주관심분야 : 아날로그 VLSI 설계, 신호취득회
로, AMOLED/AMLCD 구동회로>