

논문 2010-47SD-1-6

# 초점면 배열 원적외선 검출기의 동작범위 향상을 위한 리셋 조정 회로

(Design of Readout Circuit with Smart Reset Control for Improving  
Dynamic Range of LWIR FPAs)

우 두 형\*

(Doo Hyung Woo)

## 요 약

초점면 배열 원적외선 검출기를 위한 새로운 신호취득 회로를 연구하였다. 각 픽셀 감지소자에 흐르는 전류에 따라, 각 픽셀 회로의 적분시간이 능동적으로 최적화될 수 있도록 리셋 신호를 조정하는 방식이다. 따라서, 제안하는 신호취득 회로는 넓은 동작 범위와 뛰어난 신호 대 잡음 비 특성을 동시에 가질 수 있다. 회로 제작에 사용한 공정은 0.35 $\mu\text{m}$  2-poly 4-metal CMOS 공정이다. 원적외선 감지소자로서 HgCdTe 다이오드를 사용했고, 배열의 크기는 128 $\times$ 128이며, 단위 픽셀의 크기는 50 $\mu\text{m}$  $\times$ 50 $\mu\text{m}$ 이다. 기존에 제안한 이 단계 암전류 억제 방식과 더불어 본 논문에서 제안하는 리셋 조정 회로를 함께 사용할 경우, 신호 대 잡음 비와 동작 범위를 각각 87dB와 95.8dB 까지 향상시킬 수 있다.

## Abstract

A new readout circuit involving a pixel-level reset control was studied for 2-D long wavelength infrared focal plane arrays. The integration time of each pixel can be optimized individually and automatically. Hence, the readout circuit has a wide dynamic range and good signal-to-noise ratio characteristics. The readout circuit was fabricated with a 0.35 $\mu\text{m}$  2-poly 4-metal CMOS process for a 128 $\times$ 128 long wavelength infrared HgCdTe array with a pixel size of 50 $\mu\text{m}$  $\times$ 50 $\mu\text{m}$ . The smart reset control with two-step background suppression improves the signal-to-noise ratio to 87dB and the dynamic range to 95.8dB.

**Keywords:** wide dynamic range, infrared focal plane array, readout circuit.

## I. 서 론

물체가 방출하는 적외선을 감지하여 전기 신호를 출력하는 적외선 감지기는 현재 군사용, 산업용, 의료용으로 널리 사용되고 있다. 우수한 특성을 갖는 적외선 감지기를 구현하기 위해서 좋은 특성의 적외선 감지 소자를 제작 하는 일도 중요하지만, 적외선 감지 소자로부터

터 전기 신호를 읽어내는 신호취득 회로의 특성 또한 매우 중요하다.

장파장 대역(8-12 $\mu\text{m}$ )을 감지하는 원적외선 HgCdTe PV(photo-voltaic) 감지 소자의 경우, 신호취득 회로를 설계할 때 잡음 특성은 매우 중요한 고려사항이다. 적외선 감지기의 잡음은 크게 광자 잡음, 감지 소자 잡음, 신호취득 회로 잡음으로 나눌 수 있다. 특히 장파장 대역 감지 소자와 같이 암전류가 큰 경우, 감지기의 잡음은 광자 잡음이 주가 된다. 즉, 신호 대 잡음 비(SNR)는 광자 잡음에 의해 결정되며, 이 때 SNR은 적분 시간의 제곱근에 비례한다.<sup>[1]</sup>

적분 시간을 늘리기 위해서는 신호취득 회로의 적분

\* 정희원, 가톨릭대학교 정보통신전자공학부  
(School of Information, Communications &  
Electronic Engineering, The Catholic University of  
Korea)

※ 본 연구는 2009년도 가톨릭대학교 교비연구비의 지원으로 이루어졌음

접수일자: 2009년1월5일, 수정완료일: 2009년12월9일

캐패시터를 크게 하는 것이 필요하다. 그러나, 이차원 배열 적외선 감지 소자의 경우, 각 픽셀의 신호취득 회로가 차지하는 면적이 제한되므로, 큰 적분 캐패시터를 픽셀 내부에 두기가 어렵다. 이를 극복하기 위해 적분 캐패시터를 픽셀 외부에 두고 공유하게 되면, 전체 프레임 속도에 의해 적분 시간이 제한되는 문제가 발생한다.

관찰하고자 하는 물체가 적외선 감지기로부터 멀리 떨어져 있는 일반적인 경우, 실제 물체로부터 얻을 수 있는 전류 신호 보다 주변 온도에 의한 암전류가 더 크다. 따라서 기존에 제안한 이 단계 암전류 억제 방식은 원적외선 감지기의 SNR을 향상하는 데 매우 적합하다고 할 수 있다.<sup>[2]</sup> 그러나, 주변 온도가 낮거나 변화가 심한 경우에는 효율적이지 못한 단점이 있다. 또한, 프레임 속도가 매우 낮거나 물체의 온도 범위가 매우 큰 경우, 충분한 적분 시간을 활용하고자 할 때 적분 캐패시터가 쉽게 포화를 이루게 된다. 따라서, 신호취득 회로를 구현할 때, SNR 뿐만 아니라 동작 범위(dynamic range) 특성 까지 고려하여 설계해야만 한다. 동작 범위는 인식 가능한 최대 신호와 최소 신호의 비율로 주어지며, 이를 향상시키기 위해서는 잡음을 줄이는 것 뿐만 아니라 신호에 대한 유효 용량을 크게 하는 것이 무엇보다 중요하다.

신호취득회로의 동작 범위를 향상시키기 위해, 감지 소자의 각 픽셀에서 발생하는 전류에 따라 각 픽셀마다 적분 시간을 능동적으로 조정하는 방식이 제안되었다. 즉, 광량이 큰 픽셀은 적분 시간을 짧게 하여 전류-전압 변환 이득을 낮추고 포화를 방지한다. 반면, 광량이 작은 픽셀은 적분 시간을 길게 하여 전류-전압 변환 이득을 높이고 충분한 SNR을 확보하도록 한다. 이와 같은 방법으로 물체의 온도가 높은 경우와 낮은 경우 모두에 대해 신호 취득 특성이 향상되며, 이는 동작 범위와 SNR이 나타내는 수치로 정량화 된다.

픽셀 단위로 적분 시간을 조정하기 위해, 일부 연구 그룹에서는 주변 광량에 대한 사전 정보를 활용하기도 했다.<sup>[3-5]</sup> 그러나, 이 방법은 사전 정보를 활용하기 힘든 일반적인 적용에는 적합하지 못하다.

## II. 픽셀 단위의 적분 시간 조정

### 1. 멀티 샘플링

멀티 샘플링 방법을 이용한 적분 시간 최적화 연구가

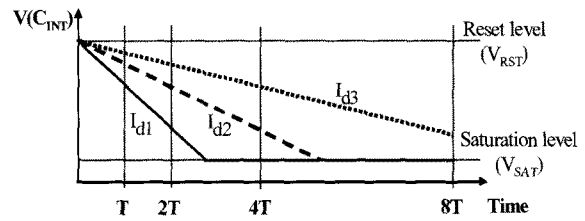


그림 1. 멀티 샘플링 방법에서의 전류 신호 적분  
Fig. 1. Signal integration in the multiple sampling method.

기준에 진행된 바 있다.<sup>[6-8]</sup> 그림 1은 멀티 샘플링 방법에 대한 개요를 나타낸다. 서로 다른 세 개의 감지 소자 전류( $I_{d1} > I_{d2} > I_{d3}$ )가 적분되는 상황을 시간에 대해 나타낸 것이다. 적분 시간이  $8T$ 에 고정되어 있는 일반적인 방법을 사용한다면,  $I_{d1}$ 과  $I_{d2}$  신호는 적분 과정에서 포화를 이루고,  $I_{d3}$  신호만 인식이 가능할 것이다. 그러나, 멀티 샘플링 방법에서는 적분 과정 중에  $T$ ,  $2T$ ,  $4T$  및  $8T$ 의 시간에서 적분 캐패시터( $C_{INT}$ )에 저장된 신호를 샘플링 한다. 이 때  $I_{d1}$  신호의 경우,  $T$ 와  $2T$ 에서 샘플링한 신호가 유효하며  $4T$ 와  $8T$ 에서 샘플링한 신호는 의미가 없다. 유효한 신호 중에서 적분 시간이 더 긴 것이 유리하므로, 최종적으로는  $2T$ 에서 샘플링한 신호를 사용한다. 비슷한 원리로  $I_{d2}$ 와  $I_{d3}$  신호는 각각  $4T$ 와  $8T$ 에서 샘플링한 신호를 사용한다. 즉, 일반적인 적분 방식과는 달리, 멀티 샘플링 방식은 큰 신호 용량을 확보하면서 작은 신호에 대해서는 동일한 SNR을 유지할 수 있다. 적분 시간 동안 샘플링하는 회수를  $N_I$ 이라고 한다면, 멀티 샘플링 방식을 이용하여 신호 용량을  $2^{N_I-1}$  배 만큼 향상시킬 수 있다.

멀티 샘플링 방식을 사용할 경우, 픽셀 신호취득 회로를 매우 간단하게 구현할 수 있으나, 적외선 감지 배열의 크기가 크고 프레임 속도가 빠른 응용에는 적합하지 못하다. 적외선 감지기를 위한 고 해상도 아날로그-디지털 변환기(ADC)를 각 픽셀 회로에 구현하기는 매우 어렵기 때문에, 한 프레임 동안 각 픽셀의 아날로그 전압을 여러 번 샘플링하여 픽셀 배열 외부로 전달해야 하는 부담이 있는 것이다.

### 2. 조건부 리셋

조건부 리셋 방법을 이용한 적분 시간 최적화는 리셋 시점을 조정하여 적분 시간을 정의하는 방식이다.<sup>[9]</sup> 그림 2는 그림 1과 유사한 방식으로 조건부 리셋 방법을 설명한다. 이 방법에서 적분 캐패시터의 전압은

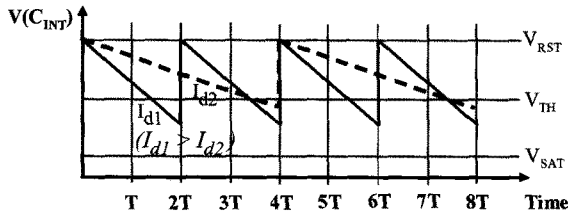


그림 2. 조건부 리셋 방법에서의 전류 신호 적분  
Fig. 2. Signal integration in the conditional reset method.

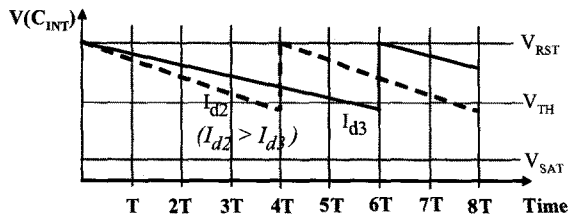


그림 3. 조건부 리셋 방법의 단점을 설명하는 예  
Fig. 3. Examples of drawbacks in the conditional reset method.

적분 시간 동안 일정한 시간 간격  $T$  마다 샘플링된다. 만약 샘플링 된 값이 문턱 전압( $V_{TH} = 0.5 \times (V_{RST} + V_{SAT})$ ) 보다 작다면 적분 캐패시터는 리셋된다. 이러한 원리로 유효 적분 구간의 시작점은 마지막 리셋에 의해 결정된다. 그림 2에 나타낸 예의 경우,  $I_{d1}$ 과  $I_{d2}$  신호의 유효 적분 시간은 각각  $2T$ 와  $4T$ 이다. 적분 시간 동안 샘플링하는 회수를  $N1$ 이라고 한다면, 조건부 리셋 방식을 이용하여 신호 용량을  $N1$  배 만큼 향상시킬 수 있다.

멀티 샘플링 방식과 마찬가지로, 조건부 리셋 방식 또한 각 픽셀의 아날로그 전압을 한 프레임 동안 여러 번 샘플링해야 한다.<sup>[9]</sup> 그러나, 간단한 비교기와 리셋 조정을 위한 부가 회로를 각 픽셀 회로에 집적한다면, 한 프레임 동안에 단 한 번의 샘플링만 가능하도록 할 수가 있다.

그림 3은 조건부 리셋 방식에 대한 또 다른 예를 보여준다. 이 그림에서  $I_{d2}$ 는  $I_{d3}$  보다 크고,  $I_{d2}$ 와  $I_{d3}$ 는 각각  $4T$ 와  $2T$ 의 유효 적분 시간을 갖는다.  $I_{d3}$ 가  $I_{d2}$  보다 더 작은 신호임에도 불구하고 유효 적분 시간이 오히려 더 작다는 문제가 있다. 즉, 조건부 리셋 방식의 경우, 일부 신호 크기 영역에 대해 SNR 특성이 좋지 않다. 이와 더불어, 동일한 샘플링 회수  $N1$ 에 대해 향상되는 신호 용량이 멀티 샘플링 방식에 비해 상당히 떨어진다 는 문제가 있다.

### 3. 능동형 리셋 조정 방법 제안

기존 연구의 문제점을 해결하기 위해 능동형 리셋 조정 방법을 제안하고자 한다. 제안하는 방법에서 적분 시간은 조건부 리셋 방법과 마찬가지로 리셋 시점을 조정함으로써 결정되지만, 적외선 감지기 응용에 보다 적합하고 효과적인 방법이라 할 수 있다. 그림 4에 제안하는 능동형 리셋 조정 방법에 대한 설명을 나타냈다. 이 방법에서 적분 캐패시터의 전압은 미리 결정된 시점인  $4T$ ,  $6T$  및  $7T$ 에서 문턱 전압과 비교된다. 이 때, 비교 시점은 멀티 샘플링 방법의 샘플링 시점과 정확하게 대칭을 이룬다. 적분 캐패시터는 비교 시점에서 기본적으로 리셋을 하게 되어 있지만, 특정 비교 시점에서  $V(C_{INT}) > V_{TH}$ 인 경우가 발생하면 이 시점부터는 리셋을 하지 않는다. 그림 4의 예에서  $I_{d1}$ ,  $I_{d2}$ ,  $I_{d3}$ 의 유효 적분 시간은 각각  $2T$ ,  $4T$ ,  $8T$ 가 된다. 적분 시간 동안 비교하는 회수를  $N2$ 라고 한다면, 제안하는 방식을 이용하여 신호 용량을  $2^{N2}$  배 만큼 향상시킬 수 있다.

일반적인 적분 방법과 비교하면, 제안하는 방법은 멀티 샘플링 방법과 마찬가지로 보다 큰 신호 용량을 가지면서 작은 신호에 대해서 동일한 SNR 특성을 보인다. 그러나 제안하는 방법을 사용하면, 각 픽셀의 아날로그 전압을 한 프레임 마다 한 번 씩만 샘플링하여 픽셀 배열 외부로 전달하는 것이 가능하다. 따라서, 제안하는 방법은 적외선 감지 배열의 크기가 크고 프레임 속도가 빠른 응용에 매우 적합하다. 기존의 조건부 리셋 방법과 비교하면, 제안하는 방법에서는 그림 3과 같은 문제가 발생하지 않으므로 SNR 관점에서 보다 유리하고, 동일한 비교 회수  $N2$ 에 대해서 향상되는 신호 용량이 보다 뛰어나다.

그림 4에 나타낸 예에서 모든 전압 값은  $8T$  시점에서 샘플링 되지만, 이 값 그대로를 영상 데이터로 이용하는 것은 아니다. 영상에 표현하기 전에 각 픽셀의 유

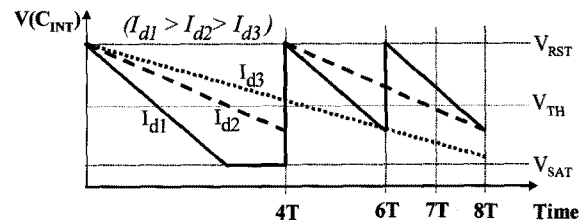


그림 4. 제안하는 능동형 리셋 조정 방법에서의 전류 신호 적분  
Fig. 4. Signal integration in the proposed smart reset control.

효 적분 시간, 즉 전류-전압 변환 이득을 고려해주어야 한다. 샘플링 된 아날로그 전압은 각 픽셀의 전류-전압 변환 이득으로 나누어주어야 하며, 따라서 각 픽셀에 대한 리셋 정보를 통해 유효 적분 시간을 알 수 있어야 한다. 이 때, 유효 적분 시간은 리셋이 발생한 회수를 고려하여 알 수 있으며, 이를 위해서 적분 시간 동안에 각 픽셀의 리셋 정보를 배열 외부의 메모리에 전달해야 한다. 이 과정은 이진수 디지털 값을 전달하는 것이므로, 멀티 샘플링 방법과 달리 속도 및 전력 측면에서의 제한이 크게 발생하지는 않는다.

### III. 회로 구현

적외선 감지기의 배열 크기가 점점 커지고 픽셀 간격이 점점 작아짐에 따라, 신호취득 회로를 구현하는 데 사용하는 CMOS 공정의 최소 선폭은 점점 줄어들게 되었다. 이는 픽셀 회로의 면적, 속도 및 전력 제한 등과 관련이 있다. 특히, HgCdTe 다이오드를 이용한 원적외선 감지소자의 경우 액체 질소 온도 정도의 극 저온 상태를 요구하기 때문에, 이에 대한 신호취득 회로 설계에 있어서 전력 제한은 매우 중요한 문제이다. 그러나, 공정의 최소 선폭을 점점 낮춰감에 따라 아날로그 전압 스위칭과 캐패시터의 용량에서 크게 손해를 보게 되었고, 이에 따라 신호취득 회로를 설계할 때 동작 범위 특성을 고려하는 것이 점점 중요해지게 되었다.

다양한 목적을 위한 이차원 원적외선 감지 시스템의 경우, 작은 신호에 대해서는 SNR을 향상시키고 큰 신호에 대해서는 충분한 동작 범위 특성을 갖도록 하는 것이 필요하다. 본 논문에서는 능동형 리셋 조정 방식

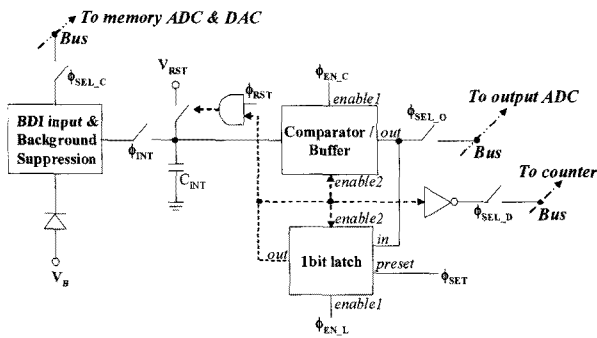


그림 5. 능동형 리셋 조정 방식과 이 단계 암전류 억제 방식을 사용하는 단위 신호취득 회로의 블록도  
Fig. 5. A block diagram of an input readout circuit involving two-step background suppression and a smart reset control.

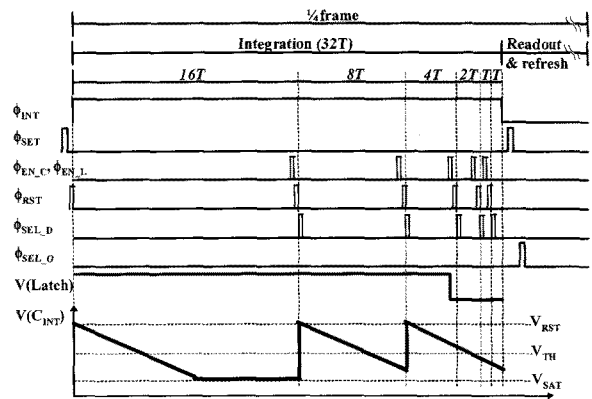


그림 6. 그림 5의 회로에 대한 타이밍도  
Fig. 6. A timing diagram of the circuit described in Fig. 5.

과 다른 논문을 통해 제안한 이 단계 암전류 억제 방식을 동시에 사용하여 최적의 신호취득 회로를 구현하고자 했다.<sup>[2]</sup> 인접한 네 개, 즉 2x2 배열의 적외선 감지소자가 하나의 단위 신호취득 회로를 공유한다.

그림 5에 능동형 리셋 조정 방식과 이 단계 암전류 억제 방식을 사용하는 단위 신호취득 회로의 블록도를 나타냈다. 'BDI input & background suppression'으로 명명한 블록은 다른 논문을 통해 설명한 바 있다.<sup>[2]</sup> 'Comparator/buffer' 블록은 간단한 차동 증폭기와 여러 개의 스위치들로 구성되어 있다. 적분 시간 동안 'Comparator/buffer' 블록은 비교기로 사용되며, II-3 항에서 설명한 시점에서 적분 캐패시터의 전압과 문턱 전압  $V_{TH}$ 를 비교한다. 적분 시간이 끝난 후에 'Comparator/buffer' 블록은 버퍼로 사용되며, 각 픽셀에 저장된  $V(C_{INT})$  값을 배열 외부의 출력 단에 순차적으로 전달한다. 이와 같이 비교기와 버퍼를 시간적으로 분할하여 공유함으로써 픽셀 면적 제한 문제를 완화하고자 했다. '1 bit latch'는 각 비교 시점에서의 비교 결과를 저장하고 이에 대한 리셋 동작을 제어한다. 'Comparator/buffer'와 '1 bit latch'는 enable1과 enable2 단자가 모두 활성화 되어야 동작할 수 있다.  $\phi_{INT}$ ,  $\phi_{RST}$ ,  $\phi_{EN\_C}$ ,  $\phi_{EN\_L}$ ,  $\phi_{SET}$ ,  $\phi_{SEL\_O}$  및  $\phi_{SEL\_D}$ 는 제어 신호로서 각각 적분 시간의 정의, 적분 캐패시터의 리셋, 비교기 활성화, latch 활성화, latch 초기화, 아날로그 전압 전달 및 리셋 정보 전달에 사용한다.  $\phi_{INT}$ ,  $\phi_{RST}$ ,  $\phi_{EN\_C}$ ,  $\phi_{EN\_L}$  및  $\phi_{SET}$ 은 글로벌 제어 신호이고,  $\phi_{SEL\_O}$ ,  $\phi_{SEL\_D}$  및  $\phi_{SEL\_C}$ 는 각 단위 회로를 제어하기 위한 로컬 제어 신호이다.

그림 5의 단위 신호취득 회로는 기존 이 단계 암전류

억제 방식만 사용한 회로에서 몇 개의 블록이 더 추가된 것이다. 추가된 블록은 '1 bit latch', NAND, inverter 및 몇 개의 스위치들로서 모두 디지털 회로이며 큰 면적을 차지하지는 않는다. 기존 이 단계 암전류 억제 방식에서 사용하고 있던 두개의 아날로그 증폭기와 적분 캐패시터가 거의 대부분의 면적을 차지하고 있기 때문이다.

그림 6은 그림 5의 회로에 대한 제어 신호의 타이밍을 나타낸다. 인접한 네 개(2×2 배열)의 적외선 감지 소자가 하나의 단위 신호취득 회로를 공유하므로, 한 프레임은 네 개의 서브 프레임으로 나뉜다. 적외선 감지 시스템의 프레임 속도를 60Hz로 한다면, 각 서브 프레임은 약 4.17ms 정도를 점유하게 된다. 각 서브 프레임은 그림과 같이 다시 두개의 영역으로 나뉘는데, 첫 번째 영역에서는 감지소자의 전류를 적분하고, 두 번째 영역에서는 적분된 아날로그 전압을 배열 외부로 전달하면서 동시에 이 단계 암전류 억제 방식을 위한 보정 작업을 진행한다. 두 번째 영역의 아날로그 전압 전달과 보정 작업은 상호 독립적인 동작이므로, 시간을 최대한 효율적으로 운영할 수 있다. 적분 구간에서 비교 회수는 다섯 번으로 정하고, 이에 따라 최대 적분 시간은 32T로 결정했으며 비교 시점은 그림 6에 나타난 것과 같다.  $\phi_{INT}$  신호를 사용하여 적분 구간을 정의하고, 'Comparator/buffer' 블록의 역할을 결정한다. 적분 구간과 아날로그 전압 전달 구간이 시작할 때  $\phi_{SET}$ 를 사용하여 '1 bit latch'를 초기화 한다. 이 때, 비교기와 '1 bit latch'는 enable1 신호 여부에 따라 활성화될 수 있는 상태가 되고, 버퍼는 enable1 신호에 관계없이 활성화된다.  $\phi_{EN,C}$ 와  $\phi_{EN,L}$  신호를 사용하여 지정된 시점에서 적분 캐패시터에 저장된 전압과 문턱 전압을 비교하고, 결과를 '1 bit latch'에 저장한다. 특정 비교 시점에서  $V(C_{INT})$ 가  $V_{TH}$  보다 작다면, '1 bit latch'에는 논리 1 값이 저장되며, 현 시점의 리셋 동작과 다음 시점의 비교 및 저장 동작을 활성화할 수 있는 상태가 된다. 만약, 특정 비교 시점에서  $V(C_{INT})$ 가  $V_{TH}$  보다 크다면,  $V(C_{INT})$ 는 적분이 끝나는 시점까지 포화되지 않을 것이다. 따라서, '1 bit latch'에는 논리 0 값이 저장되며, 현 시점의 리셋 동작과 다음 시점의 비교 및 저장 동작을 금지하도록 한다. 각 비교 동작이 끝난 후에는 각 단위 회로의 리셋 동작 여부('1 bit latch'에 저장된 값)를 배열 외부의 3 bit 카운터에 순차적으로 전달한다. 3 bit 카운터는 전체 신호취득 회로의 배열에서 열 단위로 공

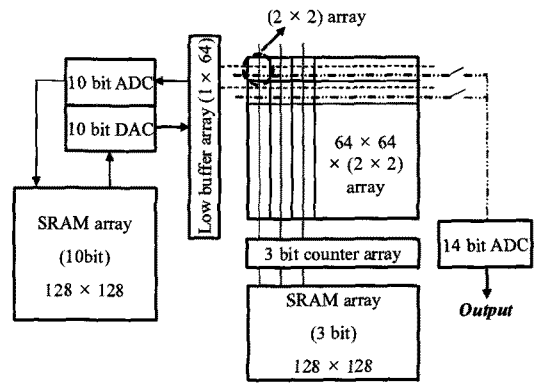


그림 7. 전체 신호취득 회로에 대한 블록도  
Fig. 7. A block diagram of the entire readout circuit involving two-step background suppression and a smart reset control.

유되며, 각 단위 회로의 리셋 회수를 세어 3 bit 메모리 배열에 저장한다. 메모리 배열에 저장된 값에 따라 각 단위 회로의 유효 적분 시간을 알 수 있으며, 메모리에 저장된 값이 0, 1, 2, 3, 4, 5일 때 이에 대한 유효 적분 시간은 각각 32T, 16T, 8T, 4T, 2T, T이다. 한 프레임 동안에 각 단위 회로의 리셋 정보를 배열 외부로 여러 번 전달하지만, 앞에서 지적한 바와 같이 이것은 디지털 신호 전송이다. 따라서 신호 전달과 카운팅 연산이 매우 빠르게 이루어지며, 전력 소모 또한 크지 않다. 적분 구간이 끝나게 되면  $\phi_{INT}$  신호가 꺼지면서 적분 캐패시터의 전압이 유지되고,  $\phi_{SEL,O}$  신호를 이용하여 순차적으로 전달한다. 그림 6에 나타난  $\phi_{SEL,D}$ 와  $\phi_{SEL,O}$  신호는 첫 번째 단위 회로에 대한 로컬 제어 신호이다. 그림 6에 나타난 전류 신호의 예에서, 메모리에 저장된 값은 2이고 유효 적분 시간은 8T이다.

그림 7은 전체 신호취득 회로에 대한 블록도를 나타낸다. 2×2 배열의 적외선 감지 소자를 담당하는 단위 신호취득 회로가 64×64 개 있고, 전체 128×128 배열의 적외선 감지기를 이룬다. 적외선 감지기 배열의 왼쪽 회로들은 이 단계 암전류 억제 방식을 위한 것으로, 본 논문에서 자세한 언급을 하지는 않겠다. 적외선 감지기 배열로부터 얻어지는 적외선 영상 신호를 디지털 신호로 변환하기 위해, 14 bit ADC를 사용했다. 연속적인 데이터를 고속으로 처리하는 데 적합하도록 Pipe-lined algorithmic ADC 방식을 사용하여 설계했다.<sup>[11]</sup>

### IV. 측정 결과

#### 1. 능동형 리셋 조정 회로의 제작

신호취득 회로를 제작하기 위해 0.35 $\mu\text{m}$  2-poly 4-metal CMOS 공정을 사용했다. 신호취득 회로의 속도, 전력소모, 전압 스윙 및 캐패시턴스 등을 고려하여 공정을 선택하고 회로 설계를 진행했다. 제작된 신호취득 회로의 주요 파라미터와 특성을 표 1에 요약했다. 제안하는 신호취득 회로는 다양한 응용에 적합하기 때문에 다양한 프레임 속도에서 동작이 가능하지만, 우선 프레임 속도를 60Hz로 고정하고 측정 평가를 진행했다. 적분구간 동안 비교 회수(N2)는 다섯 번이고, 이때 최대 인식 가능한 신호 전류의 크기는 112nA로서, 이는 이 단계 암전류 억제 방식만 적용한 경우에 비해 32 배 만큼 큰 값이다. 비교 회수 N2를 더 늘리게 되면 최대 인식 가능한 신호 전류는 크게 증가한다. 그러나, 신호취득 회로의 속도가 빨라지면서 전력소모가 커지고, 큰 신호 전류에 대해 SNR이 다소 감소하는 문제가 발생하므로 응용처에 맞는 적절한 비교 회수를 선택해야 한다.

표 1. 제작된 신호취득 회로의 주요 파라미터와 특성  
Table 1. Design specifications and parameters of the readout circuit.

Detector	LWIR HgCdTe PV type
Operation temperature	77K
ROIC array size	128 × 128
Pixel size	50 $\mu\text{m}$ × 50 $\mu\text{m}$
Frame rate	60 frames/s
Background current range	20nA to 100nA
Signal current range	0nA to 112nA
Output voltage swing	1.4V
Integration capacitor (C <sub>INT</sub> )	5pF
Integration time (T <sub>INT</sub> )	62.5 $\mu\text{s}$ to 2ms
# of comparative time	5
Total calibration time	< 6.5s
Estimated power dissipation (without a 14 bit ADC)	16.5mW

#### 2. 회로의 동작 검증

그림 8은 제작된 능동형 리셋 조정 회로의 동작을 검증한 것이다. 그림 8의 왼쪽에서 오른쪽으로 갈수록 감지소자의 전류가 점점 커지는 상태이다. 입력 전류의 크기에 따라 유효 적분 시간이 최적화되고 있음을 알 수 있다. 즉, 입력 전류가 증가할수록 유효 적분 시간

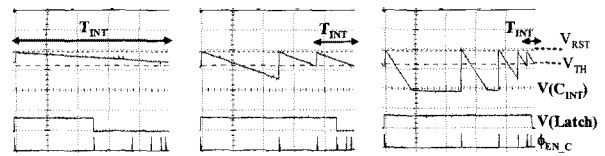


그림 8. 능동형 리셋 조정 회로의 동작  
Fig. 8. Operation of the smart reset control.

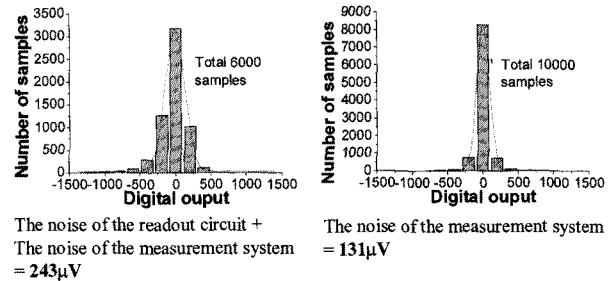


그림 9. 잡음 측정 시스템의 출력에 대한 히스토그램 (a)신호취득 회로와 측정 시스템의 잡음 모두를 포함한 결과 (b)측정 시스템의 잡음만 측정 한 결과  
The noise of the readout circuit + The noise of the measurement system = 243 $\mu\text{V}$   
The noise of the measurement system = 131 $\mu\text{V}$

Fig. 9. Histograms of the digital output that contains the noise of (a) the readout circuit and measurement system and (b) the measurement system only.

은 감소함을 알 수 있고, 각 경우에 대한 유효 적분 시간은 V(Latch)를 통해 인식할 수 있다. 일반적인 적분 방법을 사용할 경우, 그림 8의 가장 왼쪽 그림을 제외한 나머지 두 경우에 대해서는 올바른 신호를 취득할 수 없다.

#### 3. SNR과 동작 범위 특성

앞에서 지정한 바와 같이 SNR과 동작 범위는 영상 시스템 응용에서 가장 중요한 특성 중의 하나이다. SNR과 동작 범위를 예측하기 위해서는 신호취득 회로의 잡음을 측정해야 한다. 신호취득 회로의 잡음을 측정하기 위해 입력 신호는 거의 0이 되도록 하였다. 입력 신호가 너무 클 경우 입력 신호에 의한 잡음 성분이 크게 나타나게 되고, 입력 신호가 없을 경우 신호취득 회로의 입력단이 동작을 하지 않기 때문이다. 잡음 측정 시스템의 디지털 출력은 고정된 작은 입력에 대한 신호취득 회로의 최종 출력을 나타내도록 하고, 이 디지털 출력을 반복적으로 여러 번 샘플링하였다. 이와 같은 방법으로 얻은 데이터를 히스토그램으로 나타낸 것이 그림 9이다. 그림 9(a)는 신호취득 회로와 잡음 측

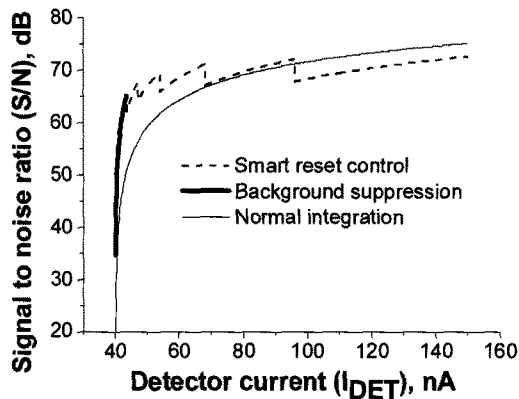


그림 10. 일반적인 적분 방법, 이 단계 암전류 억제 방법, 이 단계 암전류 억제와 능동형 리셋 조정을 함께 사용한 방법 간의 SNR 특성 비교

Fig. 10. Estimated characteristics of the SNR value for normal integration, two-step background suppression and a smart reset control with two-step background suppression.

표 2. 서로 다른 세 가지 방법에 대한 동작 범위 특성  
Table 2. Dynamic range for three different schemes

Integration method	Dynamic range
Normal integration	80.9 dB
Background suppression	65.5 dB
Smart reset control with background suppression	95.4 dB

정 시스템의 잡음 모두를 포함한 결과이고, 그림 9(b)는 측정 시스템의 잡음만 측정된 결과이다. 0에 가까운 입력에 대한 신호취득 회로의 잡음은 그림 9의 표준편차를 이용하여 예측할 수 있으며, 최종적인 예측 값은 205 $\mu$ V이다.

그림 10은 일반적인 적분 방법, 이 단계 암전류 억제 방법, 이 단계 암전류 억제와 능동형 리셋 조정을 함께 사용한 방법 간의 SNR 특성을 비교한 것이다. 이 때, 감지소자의 암 전류는 40nA 정도이고, 이는 상온에서 측정된 값이다. 이 단계 암전류 억제 방법 만 사용한 경우, 작은 신호에 대해서는 뛰어난 SNR 특성을 보이지만, 처리 가능한 입력 신호의 범위가 매우 작다는 문제가 있다. 여기에 능동형 리셋 조정 방식을 함께 사용할 경우, SNR 향상 효과는 그대로 유지하면서, 입력 신호의 범위를 크게 증가시킬 수 있다. 즉, 제안하는 신호취득 회로는 작은 신호에 대한 SNR을 크게 향상시키면서, 큰 신호에 대해서는 충분한 처리 능력을 보여준다. 비록 제안하는 신호취득 회로의 SNR 특성이 일부 큰 신호 영역에서는 일반적인 적분 방법에 비해 낮게 나타

나지만, 적외선 영상의 경우에는 일반적으로 큰 신호보다 작은 신호의 비중이 더 크게 나타나기 때문에, 제안하는 회로가 보다 효율적이라 할 수 있다. 암 전류가 40nA인 경우에 대해서, 서로 다른 세 가지 방법에 대한 동작 범위 특성을 표 2에 나타냈다. 표 2에 나타낸 바와 같이 제안하는 신호취득 회로는 매우 우수한 동작 범위 특성을 갖는다.

## V. 결 론

이차원 원적외선 HgCdTe 감지기를 위한 픽셀 단위의 리셋 조정 방식을 구현하기 위해, 새로운 개념의 신호취득 회로를 제안했다. 능동형 리셋 조정 방법을 사용하여 동작 범위의 신호 대 잡음 비 특성을 크게 개선할 수 있었다. 기존에 제안한 이 단계 암전류 억제 회로와 능동형 리셋 조정 방법을 결합하여, 매우 간단하면서도 우수한 특성을 보이며 적외선 영상 시스템 응용에 적합한 회로를 구현하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] E. R. Fossum and B. Pain, "Infrared Readout Electronics for Space Science Sensors: State of the Art and Future Directions", *Proc. SPIE*, Vol. 2020, pp.262-285, 1993.
- [2] D. H. Woo, S. G. Kang and H. C. Lee, "Novel current-mode background suppression for 2-D LWIR applications", *Circuits and Systems II, IEEE Trans. on*, Vol. 52, No. 9, pp. 606-610, 2005.
- [3] S. Chen and R. Ginosar, "Adaptive sensitivity CCD image sensor," *Charge-Coupled Devices and Solid-State Optical Sensors V, Proc. SPIE*, Vol. 2415, pp. 303-309, 1995.
- [4] O. Yadid-Pecht, B. Pain, C. Staller, C. Clark, and E. R. Fossum, "CMOS active pixel sensor star tracker with regional electronic shutter," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 32, pp. 285-288, Feb. 1997.
- [5] H. Shimamoto, K. Mitani, and Y. Fujita, "A dynamic range expansion method for a CMD imager," *Solid-State Sensor Arrays : Development and Applications, Proc. SPIE*, Vol. 3019, pp. 249-255, 1997.
- [6] D. X. D. Yang, A. E. Gamal, B. Fowler, and H. Tian, "A 640 $\times$ 512 CMOS image sensor with

ultrawide dynamic range floating-point pixel level ADC," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. 34, no. 12, pp. 1821-1999, Dec. 1999.

- [7] O. Tadid-Pecht, and E. R. Fossum, "Wide intrascene dynamic range CMOS APS using dual sampling," *IEEE Transaction on Electron Devices*, Vol. 44, no. 10, pp. 1721-1723, Oct. 1997.
- [8] J. S. Ho, M. C. Chiang, H. M. Cheng, T. P. Lin, and M. J. Kao, "A new design for a 1280 $\times$ 1024 digital CMOS image sensor with enhanced sensitivity, dynamic range and FPN," *VLSI Technology, Systems, and Applications, International Symposium on*, pp. 235-238, June 1999.
- [9] S. H. Yang, and K. R. Cho, "High dynamic range CMOS image sensor with conditional reset," *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, pp. 265-268, 2002.
- [10] O. Yadid-Pecht, "The automatic wide dynamic range sensor (AWDRS)," *SID, International symposium on*, pp. 495-498, 1993.
- [11] S. G. Kang, D. H. Woo, and H. C. Lee, "Optimum solution of on-chip A/D converter for cooled type infrared focal plane array", *IEICE Transactions on Electronics*, Vol. E88-C, No. 3, pp. 413-419, 2005.

---

— 저 자 소 개 —

---



우 두 형 (정회원)

1999년 연세대학교  
전자공학과 학사 졸업.  
2001년 한국과학기술원  
전자전산학과 석사 졸업.  
2005년 한국과학기술원  
전자전산학과 박사 졸업.

2005년~2008년 삼성전자 LCD총괄 책임연구원  
2008년~현재 가톨릭대학교 정보통신전자공학부  
전임강사

<주관심분야 : 아날로그 VLSI 설계, 신호취득회로, AMOLED/AMLCD 구동회로>