

다층 저항판 검출기용 신호 검출 전자 회로 설계

이승욱\*, 김종태\*, 채종서\*\*  
 성균관대학교 전기전자 및 컴퓨터 공학부\*, 원자력병원 사이클로트론 응용연구실\*\*

Design of a Front-End Electronic Circuit for Signal Detection on Multi-gap Resistive Plate

Seung Wook Lee, Jong Tae Kim, Jong Seo Chae  
 School of Electrical and Computer Engineering, SungKyunkwan University\*, KCCH\*\*

**Abstract** - This paper presents a front-end electronic circuits for signal detection on multi-gap resistive plate. The input to the circuit is the signal(voltage : -800mv, frequency : 20~40MHZ, noise : 50mv, 1GHz) from the multi-gap resistive plate chamber and the output is the 5v pulse signal. The front-end electronic circuit consists of preamplifier, peak-detector, and comparator. Spice simulation show that the circuit has the better response time than the one of the conventional measuring instruments.

1. 서 론

일반적으로 임의의 입자를 구별하기 위해서는 입자가 가지는 에너지와 비행 시간을 측정하면 알 수 있다. 입자의 에너지와 비행 시간을 측정하기 위해서 개발된 검출기는 Scintillator Counter, 페스토브 스파크 검출기(Pestov Spark Counter), 평행 판 검출기(Parallel Plate Counter, PPC) 그리고 다층 저항 판 검출기(Multigap Resistive Plate Chamber, MRPC)가 있다. 이들 중 MRPC는 streamer 방식이나 전자 쇄도 방식으로 동작한다. MRPC는 저항 판 전극을 사용하기 때문에 페스토브 검출기나 PPC처럼 전기장 급강하가 일어나지 않는다. 또한 MRPC는 PPC보다 많은 가스 튜를 가지고 있기 때문에 최종 신호는 각각의 가스 튜에서 생긴 신호의 합으로 나타난다.

본 논문에서는 MRPC에서 발생한 최종 신호를 처리하기 위해 다양한 종류의 신호 검출기를 위한 front-end 전자 회로들을 분석하여 다층 저항 판 검출기용 신호처리 방법을 연구했다. 일반적으로 신호 검출 회로에 많이 사용되는 ASD8을 정밀 분석하여 이에 해당하는 Spice 모델을 구성하고 상용 디바이스들을 기반으로 신호 검출용 보드를 제작하였다[1]. 설계된 보드는 미세한 신호 검출을 위하여 Pre-Amplification과 Pulse-Shaping의 단계를 거쳐 디지털적으로 처리 가능한 신호로 변환시킨다[2][3][4].

2. 본 론

2.1 MRPC의 동작 원리

MRPC는 일반적인 가스 검출 장치와 같은 동작원리를 가지고 있다. 하전입자가 지나가면서 생기는 초기의 자

유 전자가 쇄도현상을 진행시키면서 전체 전하의 양이 증가해서 전자쇄도, streamer 그리고 Spark로 진행되면서 신호가 커진다. 초기의 자유 전자가 강한 전기장 환경에서 발생할 가능성은 혼합 가스의 Townsend 계수와 관계가 있다. 이 자유전자가 발생시키는 전자 쇄도나 streamer의 전자의 개수는 수식으로 표현하면 아래와 같다.

$$N_e = \exp(\alpha v_{drift} \cdot t)$$

$$\alpha = A p \cdot \exp(-Bp/E)$$

여기서  $\alpha$ 는 초기 Townsend 계수이고 A와 B는 일반 상수, p는 가스 압력 그리고  $v_{drift}$ 는 전하의 전위 속도이다. 이때 MRPC가 가지는 시간 분해능은 아래 식에서 볼 수 있듯이 Townsend 계수 값과 전하의 전위 속도와 반비례한다고 알려져 있다.

$$\delta t \sim \tau \sim 1/(\alpha v_{drift})$$

$$1/p v_{drift} \cdot \exp(Bp/E) \sim 1/E \cdot \exp(Bp/E)$$

여기서  $v_{drift} \sim E/p$ 이다. 위의 식에 의해서 어떤 임의의 성능을 가지는 MRPC를 설계할 때 사용하고자하는 혼합 가스의 성질을 변화시키거나, 전기장의 세기 또는 가스 튜의 크기를 변화 시켜서 원하는 검출 가능한 신호를 얻을 수 있다. 이 신호의 해상도를 위해서는 신호 측정시 항상 존재하는 노이즈를 최소화 시켜야한다.

2.2 신호 검출 회로

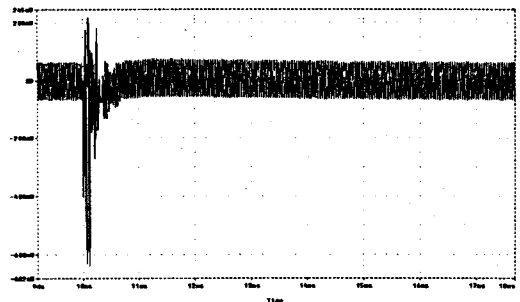


그림 1 MRPC에서 발생하는 신호 모델

MRPC에서 발생하는 신호는 그림 1과 같이 상당한 노이즈를 가지고 있고 그 유지시간이 15ps, 전압은

-800mV 정도이다. 이를 디지털적으로 처리하기 위해서는 노이즈제거, Pre-Amplification, Pulse-Shaping 과정을 거쳐야한다.

### 2.2.1 선행증폭기(Pre-Amplification)

입력되는 신호는 우선 반전증폭기를 통과하게 된다. 이 반전증폭기는 Burr-Brown사의 OPA686을 사용하여 구성하였다. OPA686은 그림 2과 같은 주파수 응답 특성을 가진다.[6]

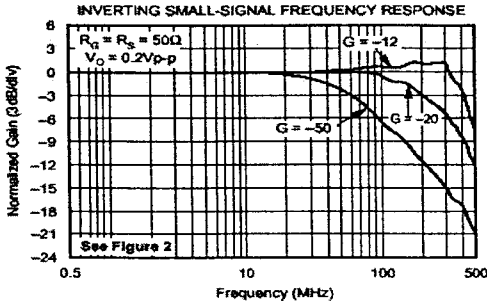


그림 2 OPA686의 주파수 응답 특성

이 OPA686의 특성을 고려하여 증폭기를 Spice로 모델링한 후 입력신호를 인가하여 그림 3과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

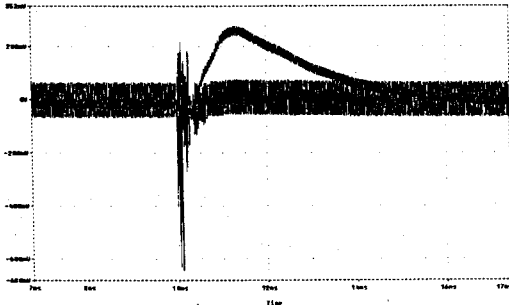


그림 3 Invert-Amplifier 통과 신호

결과적으로 보면 신호는 전압 측면에서의 증폭보다는 유지시간의 증가 효과가 나타남을 알 수 있다. 유지시간이 증가된 신호는 다음에 오는 신호에 영향을 주면 안되므로 그 유지시간 또한 제한을 두어야 한다. 이 유지시간은 OPA686에 연결된 외부 소자들의 파라미터 값을 통해 조정 가능하였다. 이 신호는 그림 3에서 알 수 있듯이 증폭기 통과 후에도 입력신호의 노이즈에 영향을 받고 있다.

### 2.2.2 Modified Peak Detector

앞단의 Invert-Amplifier를 통과한 신호는 그 유지시간이 증가했지만 노이즈의 영향을 받고 있다. 이 노이즈를 제거하기 위해서 일반적인 Peak Detector를 변형하여 그림 5와 같은 노이즈를 제거하는 회로를 구성하였다(5). 이 회로는 그림 4와 같은 주파수 응답 특성(6)을 가지는 Burr-Brown사의 OPA4650을 사용하여 일반적인 Peak-Detector회로를 직렬로 연결하고, 회로내의 Capacitor의 위치를 변화시켜 신호의 유지시간이 일정 시간 이상 증가하는 것을 방지했다. 또한 Peak-Detector의 중단에 OPA686을 사용한 비반전증폭기(Non-Invert-Amplifier)를 연결하여 전압의 증폭 효과도 가져왔다.

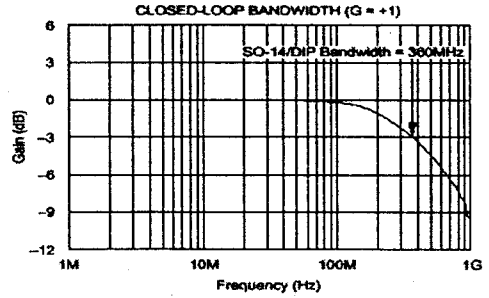


그림 4 OPA4650의 주파수 응답 특성

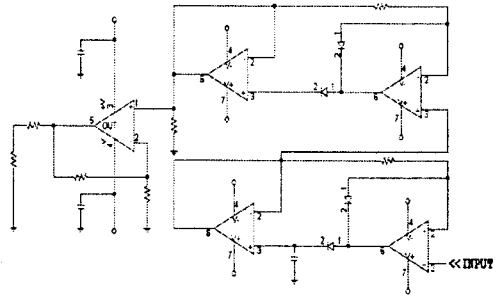


그림 5 Modified Peak Detector Circuit

그림 5의 회로를 Spice로 모델링하여 그림 6과 같은 결과를 얻을 수 있었다.

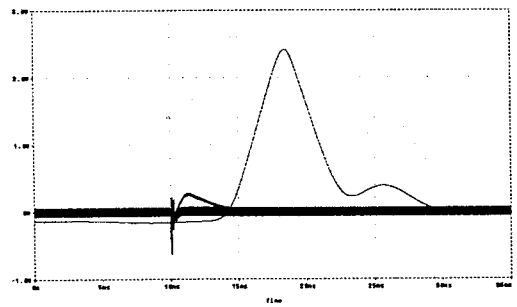


그림 6 Modified Peak Detector 통과 신호

그림 6에서 알 수 있듯이 Modified Peak Detector 통과 신호는 더 이상 노이즈의 영향을 받지 않고, 그 전압 또한 다음 단의 비교기(Comparator)에서 사용할 Reference Voltage 설정에 적당한 크기로 증폭하였음을 알 수 있다.

### 2.2.3 비교기(Comparator)

회로의 마지막 단계인 구형파로의 변환 회로는 앞단의 Modified Peak Detector에서의 출력신호를 비교기 회로를 통해 비교적 간단히 구성할 수 있었다. 앞단의 출력 전압이 2V ~ 3V사이의 전압을 가짐으로 비교기의 Reference Voltage 설정 또한 용이하였다. 이 비교기는 그림 7과 같은 응답을 가지는 Maxim사의 MAX962를 사용하여 구성하였다(6). 이는 TTL내지 CMOS 회로에 적당한 전압 출력을 가지므로 추가적인 회로 없이 디지털 측정에 연결 가능하다.

[참 고 문 헌]

그림 8은 Spice로 모델링한 최종 신호를 나타낸다. 처음 MRPC로부터 입력된 신호는 위의 단계를 거치며 구형파로 변환되는데, 이는 처음 신호의 인가 후 7.53ns 후이다. Spice 시뮬레이션은 입력 신호 주파수 20MHz에서 최대 40MHz하에서 수행하였다.

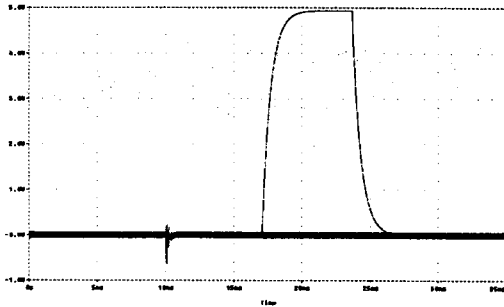


그림 8 최종 신호 파형

3. 결 론

본 논문에서는 MRPC에서 발생하는 미세 신호를 분석하기 위한 회로를 설계하였다. 이 회로들은 상용 디바이스들을 기반으로 설계되었으며 Spice 모델링을 통해 시뮬레이션을 수행하였다. 설계된 회로는 기존의 Discriminator, Coincidence Logic Unit, Counter 계측기의 기능을 하나의 보드로 집적할 수 있는 형태이다. 입력 신호로 대략 -800mV, 27MHz 신호 유지 시간 15ps 정도의 신호에 1GHz 정도의 수 mV의 잡음을 섞어 보드에 통과시키면 7.53ns 후에 5V의 구형파로 변환된다. 구현된 결과는 기존의 계측기와 비교해서 동작속도와 정확도면에서 우수한 성능을 보인다.

- [1] F.M. Newcomer, et. al., A wide dynamic range integrator/discriminator/timer chip set for PMT applications, IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 42, No. 4, August 1995.
- [2] D. Dzahini, et. al., A CMOS current preamplifier and shaper with 50 ohm line driver for liquid argon preshower, IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 42, No. 4, August 1995.
- [3] R.A. Kroeger, et. al., Charge sensitive preamplifier and pulse shaper using CMOS process for germanium spectrometry, IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 42, No. 4, August 1995.
- [4] F.M. Newcomer, et. al., A fast, low power, amplifier-shaper-discriminator for high rate straw tracking systems, IEEE Trans. on Nuclear Science, Vol. 40, No. 4, August 1993.
- [5] Robert F.Coughlin, Frederick F. Operational Amplifiers and Linear Integrated Circuit, 3rd, Prentice-Hall.
- [6] DATA Sheet : OPA686, OPA4650, MAX962

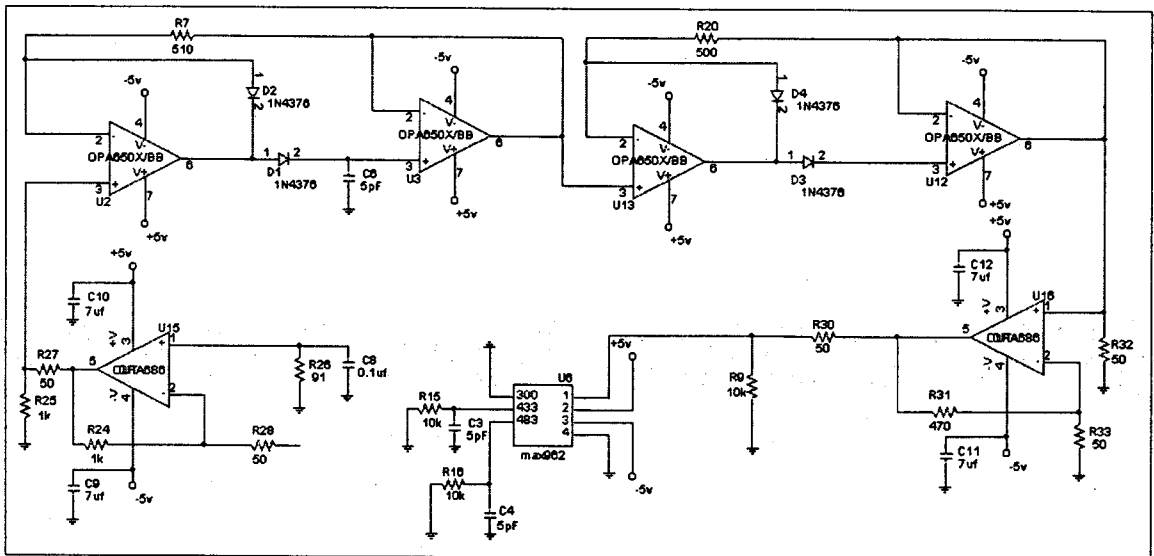


그림 9 전체 회로