

# 시추공 레이더 시스템에 사용되는 UWB 모듈의 설계 및 성능 분석

## Design and Performance Analysis of UWB Modules for Borehole Radar System

조재형\*\*\* · 김상욱\*\*\*\* · 김세윤\* · 육종관\*\*

Jae-Hyoung Cho\*\*\* · Sang-Wook Kim\*\*\*\* · Se-Yun Kim\* · Jong-Gwan Yook\*\*

### 요 약

본 논문에서는 펄스형 시추공 레이더 시스템에 사용되는 UWB 모듈인 펄스 발생기와 광대역 가변 이득 저잡음 증폭기를 설계 및 제작하고, 기존의 시스템과 비교하여 성능을 분석하였다. 공동을 포함하는 지하 매질의 최대 경로 손실을 구하여 시스템 버짓과 규격을 결정하였다. 펄스 발생기는 40 kHz의 펄스 반복율과 5 ns 미만의 펄스폭을 가지고 피크 레벨이 +73 dBm으로 제작되었다. 광대역 저잡음 증폭기는 주파수 20 MHz에서 200 MHz 범위 내에서 3.77 dB의 잡음 지수와 100 dB의 가변 이득 범위를 가지게끔 설계되었다. 실제 시험장에서 기존 시스템과 비교한 결과, 제작된 시스템은 탐사가 되지 않는 영역도 낮은 잡음 지수를 갖는 저잡음 증폭기에 의해서 탐사가 가능하였다.

### Abstract

In this paper, the UWB(Ultra-Wide Band) modules such as a pulse generator and the LNA(Low-Noise Amplifier) with AGC(Auto Gain Control) are designed to construct a cross-borehole pulse radar system, of which performance is compared with the existing system. The budget and specification of the radar system are determined by calculating the total path loss of the underground medium including an empty cavity. The pulse generator is fabricated to have the repetition frequency 40 kHz, the pulse width lower than 5 ns and the peak signal level +73 dBm. The UWB LNA is designed to have the noise figure 3.77 dB, the variable gain range 100 dB and the frequency range of 20 MHz to 200 MHz. Compared with the existing system in an actual test site, the implemented system renders it possible to detect the blind area due to the UWB LNA with low noise figure.

Key words : UWB, Borehole Radar, Pulse Generator, LNA

### I. 서 론

GPR(Ground Penetrating Radar) 시스템은 전자기파를 사용해서 송·수신한 신호의 변화를 분석함으로써 지하 구조 및 지층에 대한 정보를 얻는데 널리 사

용된다<sup>[1]</sup>. 이에 따라 미국 FCC(Federal Communications Commission)에서도 GPR 시스템을 UWB(Ultra-Wide Band) 신호를 사용해서 2 GHz 이하의 어느 주파수 대역에서도 사용할 수 있도록 하고 있다<sup>[2]</sup>. GPR 시스템은 크게 지표면에서 전자기파를 송·수

\*한국과학기술연구원(Korea Institute of Science & Technology)

\*\*연세대학교 전기전자공학과(Department of Electrical and Electronic Engineering, Yonsei University)

\*\*\*서울대학교 전기공학부(School of Electrical Engineering, Seoul National University)

· 논문 번호 : 20081230-156

· 수정완료일자 : 2009년 10월 21일

신하는 SPR(Surface Penetrating Radar) 시스템과 시추공을 뚫어서 탐사하는 BHR(Borehole Radar) 시스템으로 나눌 수 있다. 지하 매질의 전기적인 특성 때문에 전자기파는 지하 매질을 거치면서 상당한 양이 감쇄된다. 그래서 지표면에서 운용하는 SPR 시스템의 경우에는 상대적으로 깊은 위치에 있는 목표물을 탐지하는데 어려움이 있다.

이러한 제약을 해결하기 위해서 BHR 시스템 기술의 개발이 필요하다. BHR 시스템은 지하 수백미터까지 시추공을 뚫어서 탐사하기 때문에 깊은 위치를 탐사하는데 유용하다. 또한 최근 산업화에 기반한 도심지의 급속한 팽창으로 인해 폐광산의 지하갱도에 의한 지반 침하, 상부 건축물의 안정성 등의 측면에서 미확인 갱도나 터널의 탐지가 중요한 이슈가 되고 있다<sup>[3],[4]</sup>. BHR 시스템은 다시 탐사 방법에 따라 두 가지로 나눌 수 있다. 첫째는 하나의 시추공에 송·수신 시스템을 넣고 전자기파를 송신하고 반사되는 신호를 분석하는 반사형 시스템이고, 다른 하나는 두 개의 시추공에 송·수신 시스템을 각각 넣고 송신 시스템에서 UWB 펄스를 송신하고 지하 매질을 통과해서 수신 시스템에서 수신된 신호를 분석하는 투과형 시스템이다. 반사형 시스템과 투과형 시스템은 각각 장, 단점을 가지고 있기 때문에 실제로 탐사가 이루어질 때는 두 가지 탐사 방법을 복합적으로 사용한다<sup>[5]</sup>. 투과형 BHR 시스템의 블록 다이어그램을 그림 1에 나타내었다. 그림에서처럼 지상에는 전원부와 데이터 수집을 위한 시스템과 송·수신 안테나를 같은 속도와 깊이로 컨트롤하는 윈치 컨트롤러가 위치한다<sup>[6]</sup>. 송·수신 시스템은 안테나 내부에 위치하기 때문에 전력 소모, 발열, 크기 등의 제약이 따른다. 특히 송신기의 안정성과 수신기의 수신 특성은 탐사에 직접적인 영향을 주게 되므로 처음 설계 단계부터 고려되어야 한다.

본 논문에서는 투과형 BHR 시스템의 기본 원리를 알아보고 지하 구조의 모델링을 통해서 최대 경로 손실을 추정하였다. 추정한 최대 경로 손실을 사용해서 송·수신기의 버짓(budget)과 규격을 산출하였다. 계산된 버짓과 규격을 사용해서 투과형 BHR 시스템에 사용되는 송·수신 UWB 모듈인 펄스 발생기와 광대역 가변 이득 저잡음 증폭기를 디자인하고 성능을 검증하였다.

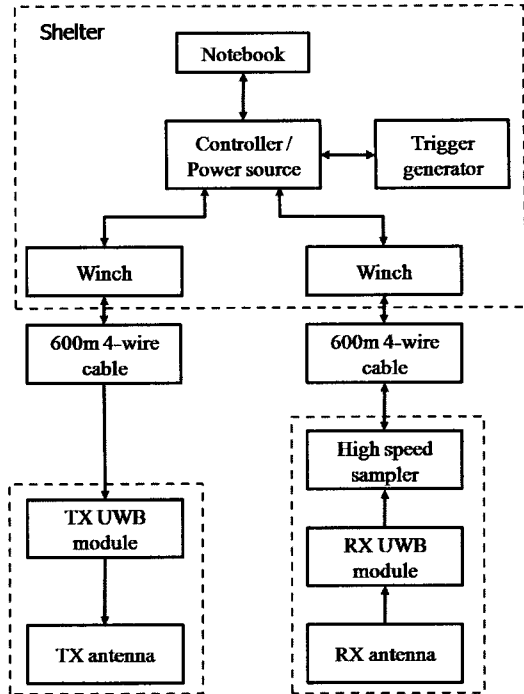


그림 1. 투과형 BHR 시스템의 블록 다이어그램  
Fig. 1. Block diagram of the transmission mode borehole radar system.

## II. BHR 시스템

### 2-1 개요

BHR 시스템의 규격은 시스템의 감도와 분해능 등 여러 가지 조건들을 고려해서 결정된다. BHR 시스템을 효과적으로 운용하기 위해서는 주어진 두 개의 시추공 사이의 최대 거리에서 충분한 분해능과 적절한 신호대 잡음비를 가지고 운용되어야 한다. 그림 2에서는 BHR 시스템을 사용해서 지하 깊은 곳에 위치한 공동을 탐사하는 과정을 보여준다<sup>[7]</sup>.

그림 3에서는 그림 2의 과정을 거쳐서 지하 73 m에 공동이 존재하는 곳에서의 수신 파형과 공동이 존재하지 않는 140 m의 수신 파형을 비교한 그림이다. 그림에서 가로축은 상대 시간을 나타내는 샘플 개수이고, 세로축은 상대 크기를 나타내는 ADC (Analog to Digital Converter) 값이다. 지하공동의 존재 여부는 그림에서처럼 신호의 도착 시간과 크기, 신호의 분산 등을 종합적으로 분석해서 판단할 수 있다. 공동이 공기로 채워진 경우, 공동에서의 전자

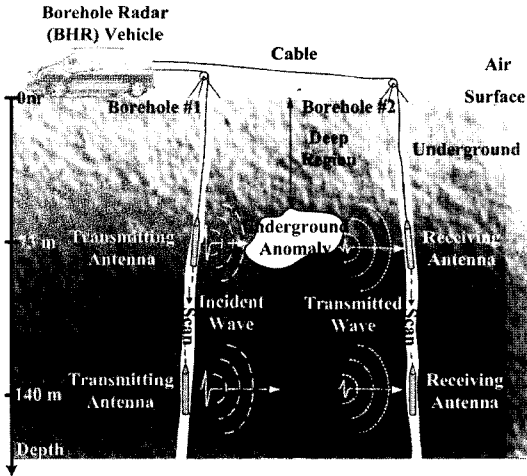


그림 2. BHR 시스템을 사용한 깊은 곳의 공동 탐사  
Fig. 2. Detection of deeply located air cavity using BHR system.

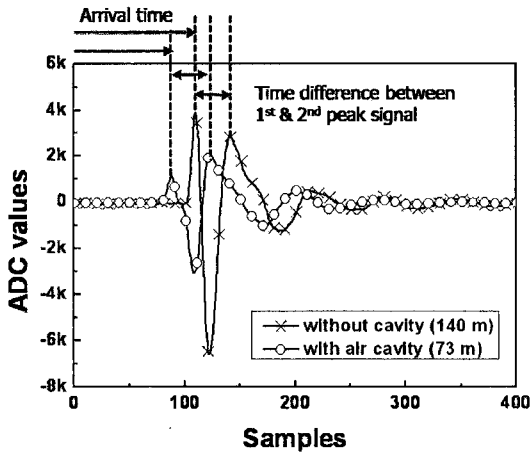


그림 3. 지하 공동이 존재할 때와 존재하지 않을 때의 수신 파형 비교  
Fig. 3. Received waveforms for two cases: with air cavity and without cavity.

기과의 속도가 지하 매질을 통과할 때보다 빠르기 때문에 신호의 도착 시간이 공동이 존재하지 않을 때보다 빠르다. 또한 공동의 사이즈에 따른 주파수 성분의 공진 현상과 회절 현상으로 특정 주파수 성분의 감쇄와 분산, 그리고 다중 경로가 발생해서 전체적인 신호의 크기가 줄고 첫 번째 피크 신호와 두 번째 피크 신호의 간격이 넓어진다. 만약에 공동이 물로 채워진 경우에는 신호의 도착 시간은 상대적으로 느려지고, 감쇄는 더 심하게 발생할 것이다.

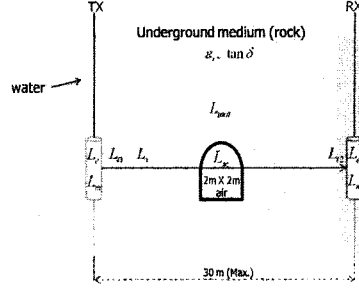


그림 4. 최대 경로 손실을 추정하기 위한 지하 상황 모델링  
Fig. 4. Underground modeling for maximum path loss estimation.

### 2-2 최대 경로 손실 추정

시스템의 버짓을 잡기 위해서 지하 상황의 모델링을 통해 최대 경로 손실을 추정하여야 한다. 우선 지하 상황을 그림 4와 같이 두 시추공 사이의 간격이 30 m이고 중간에 공기로 채워진 2 m x 2 m 공동이 존재한다고 가정하고 최대 경로 손실을 구하였다. 안테나를 포함한 신호의 손실은 식 (1)과 같다.

$$L_{total} = L_e + L_m + L_{11} + L_s + L_{sc} + L_{mat} + L_{r2}(1)$$

여기서 처음의  $L_e$ 는 안테나 효율에 의한 손실을 나타낸다. BHR 시스템의 광대역 특성을 만족시키기 위해서는 저항성 종단이 된 원통형 다이폴 안테나가 적합하다. 여기서는 각각 안테나 효율에 의한 손실을 2 dB로 가정하여서 두 개의 안테나 효율에 의한 손실은 4 dB이다.  $L_m$ 은 안테나가 송·수신 시스템과 얼마나 잘 정합이 되어 있는지를 나타내는 안테나 부정합에 의한 손실이다. 안테나의 경우 송·수신 시스템에 잘 정합이 되도록 설계되기 때문에 부정합에 의해서 발생하는 손실은 아주 적다. 여기서는 각각의 안테나에서 최대 0.5 dB의 부정합 손실이 있다고 가정해서 총 1 dB의 부정합 손실을 가정하였다.

다음으로  $L_{11}$ 은 시추공 내에 지하수가 채워져 있기 때문에 송신 안테나 측의 지하수로부터 지하 매질로 전자기파가 투과할 때 두 매질의 임피던스 차이로 발생하는 손실이다. 또한  $L_{r2}$ 는 반대로 지하 매질로부터 수신 안테나 측의 지하수로 투과할 때 발생한다. 이 손실은 지하 매질의 전기적인 특성을 알고 있으면 식 (2)를 사용해서 계산할 수 있다<sup>[1]</sup>.

$$L_{a, z} = 20 \log_{10} \left( \frac{4\eta_m \eta_w}{|\eta_m + \eta_w|^2} \right) \text{ dB} \quad (2)$$

여기서  $\eta_w$ 와  $\eta_m$ 는 각각 지하수와 지하 매질의 특성 임피던스이다. 특성 임피던스는 식 (3)으로 주어진다.

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon - j\frac{\sigma}{\omega}}} = |\eta| e^{j\theta} \quad (3)$$

여기서

$$\begin{aligned} |\eta| &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{1}{\left[1 + \left(\frac{\sigma}{\omega\epsilon}\right)^2\right]^{\frac{1}{4}}}} \\ &= \sqrt{\frac{\mu}{\epsilon} \frac{1}{\left[1 + (\tan^2 \theta_n)\right]^{\frac{1}{4}}}} \end{aligned} \quad (4)$$

그런데 지하 매질의 전기적인 특성인 유전율과 손실탄젠트 값은 실제 시추할 때 채취된 core rock 샘플을 개방단말 동축선 프로브법을 사용하여 측정된 값을 사용하여 계산하였다<sup>[8]</sup>. 수분을 포함한 core의 경우 비유전율의 실수부가 최대 6.5, 손실 탄젠트는 최대 0.1로 측정되었고, 이 수치를 사용해서 투과 손실을 계산하면 3.76 dB가 계산된다.

안테나 스프레딩(spreading) 손실  $L_s$ 는 아래 식 (5)로 구할 수 있다.

$$L_s = 10 \log_{10} \frac{G_r A_r \sigma}{(4\pi R^2)^2} \quad (5)$$

여기서  $G_r$ 는 안테나의 이득,  $A_r$ 은 안테나의 개구면,  $R$ 은 표적의 거리, 그리고  $\sigma$ 는 RCS(Radar Cross-Section)을 나타낸다. 여기서는 타겟의 거리가 13 m 이고, 개구면은 0.09 m<sup>2</sup>, 그리고 안테나 이득 15인, 2 m 지름을 갖는 공동의 RCS는 3.14를 대입해서 계산하면 안테나 스프레딩 손실은 60.27 dB가 나온다. 공동이 중앙에 위치하고 있지 않다면 송신 안테나와 수신 안테나로부터의 공동의 거리로 계산이 되고, 계산 결과 공동이 정중앙에 위치해 있을 때가 최대 손실이 발생한다.

손실을 발생시키는 요소중 가장 큰 부분을 차지하는 지하 매질에 의한 손실은 식 (6)으로 계산된다<sup>[1]</sup>.

$$L_{mat} = 8.686 \times R \times \omega \sqrt{\left(\frac{\mu\epsilon}{2} (\sqrt{1 + \tan^2 \delta} - 1)\right)} \quad (6)$$

마찬가지로 여기서도 앞에서 구한 지하 매질의 특성을 사용해서 100 MHz에서 송·수신기 사이의 거리 30 m를 진행하는데 발생하는 손실을 계산하면 69.53 dB가 나온다.

또한 공동에 의한 산란 손실인  $L_{sc}$ 는 RCS로 계산되어 9.94 dB로 계산할 수 있다.

이와 같이 구해진 값들을 식 (1)에 대입해서 최대 손실을 구하면  $L_{total} = 152.26$  dB가 나오게 된다.

### 2-3 송·수신기 규격 결정

송신기에서 송신한 신호가 수신기로 들어왔을 때 수신기는 원하는 대역의 신호를 낮은 잡음을 가지고 증폭시켜야 한다. 그리고 송신기는 지하 매질의 감쇄를 고려해서 적절한 레벨로 송신하여야 한다. 송·수신기의 주파수 대역은 탐지하고자 하는 표적의 크기와 시스템에서 요구하는 분해능에 의해 식 (7)과 같이 결정된다<sup>[9]</sup>.

$$resolution = \frac{c}{2f\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \quad (7)$$

이렇게 결정된 2.94 m에서 0.29 m의 분해능을 갖는 20 MHz에서 200 MHz까지의 대역을 가지고 식 (8)에서 잡음 레벨을 구하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} [NoiseLevel] &= [kTB_{1\text{ Hz}}] + 10 \log(BW_r) \\ &= -91.28 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $k$ 는 볼츠만 상수이고,  $T$ 는 온도, 그리고  $BW_r$ 은 수신기의 대역폭이다.

이렇게 구한 잡음 레벨을 기준으로 앞에서 계산한 최대 손실을 더하고 설계하고자 하는 수신기의 잡음 지수를 더하면 필요한 송신 파워 레벨이 아래 식과 같이 결정된다.

$$\begin{aligned} P_r &> [NoiseLevel] + NF_r + L_{total} \\ &= +65.98 \text{ dBm} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 수신기의 잡음 지수는 5 dB 이내로 정하였다. 결국 송신기는 주파수 범위를 만족하기 위해서 5 ns 이내의 펄스폭을 가지고, 마진을 포함해서 +68 dBm 이상의 레벨을 갖도록 설계되어야 한다.

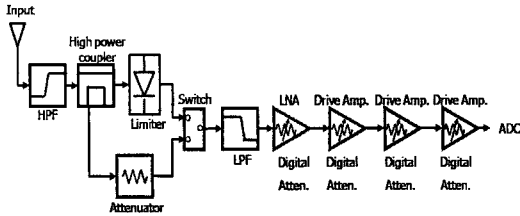


그림 5. 광대역 가변 이득 저잡음 증폭기의 블록 다이어그램

Fig. 5. Block diagram of the UWB LNA with AGC.

### III. UWB 모듈의 제작

#### 3-1 광대역 가변 이득 저잡음 증폭기

지하 매질의 전기적인 특성의 경우 지역마다 깊어마다 크게 다르기 때문에 수신단의 증폭기는 상황에 따라 적절하게 이득을 조절하여서 신호를 수신하여야 한다. 또한 송신기의 전력 레벨이 크기 때문에 송신 신호가 직접 수신기로 들어왔을 때에도 수신기의 회로에 영향을 주지 않도록 보호 회로도 사용되어야 한다. 광대역 가변 이득 저잡음 증폭기는 20 MHz에서 200 MHz 대역 내에서 5 dB 이내의 잡음 지수와 3 dB 이내의 평탄도를 가지고 수신 레벨에 따라 -20 dB부터 +60 dB 이상의 이득을 가지고 자동으로 가변이 가능하도록 설계되어야 한다. 제작된 광대역 가변 이득 저잡음 증폭기의 블록 다이어그램을 그림 5에 나타내었다.

위에서 보인 블록 다이어그램에 따라서 수신기의 버짓을 소자의 각각 파라미터를 이용해서 구할 수 있다. 수신되는 신호의 레벨을 -86 dBm에서 -12 dBm이라고 가정하고 첫 단에서 상대적으로 크기는 크지만 신호 정보는 없는 저주파 신호를 억제하기 위한 고역 통과 필터가 위치한다. 지상에서 기준을 잡고 동작 테스트를 하기 위한 높은 송신 레벨의 신호를 직접 수신하기 위해서 25 W급 -20 dB 방향성 결합기가 그 다음에 위치한다. 다음 단에는 높은 입력 레벨이나 서지(surge)로부터 수신기의 회로 보호를 위한 리미터(limiter)를 사용하고, 직접 신호와 방향성 결합기 신호를 선택하기 위한 높은 격리도를 갖는 스위치가 위치한다. 저역 통과 필터에서 수신기의 대역폭을 결정하고, 수신기 전체의 잡음 지수

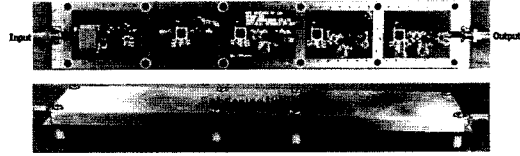


그림 6. 제작된 광대역 저잡음 가변 이득 증폭기 사진

Fig. 6. Photograph of implemented ultra-wide band low-noise amplifier.

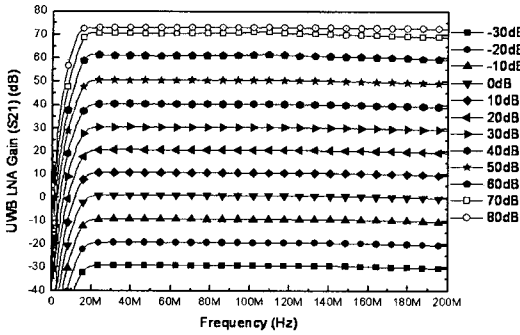
에 큰 영향을 주는 높은 이득과 낮은 잡음 지수를 갖는 저잡음 증폭기가 위치한다. 각각의 증폭기 앞에는 증폭기 사이의 역방향 격리도를 향상시키고 이득을 조절할 수 있는 디지털 감쇄기가 위치한다. 그림 6에서 제작된 광대역 저잡음 가변 이득 증폭기의 사진을 보여준다. 외부에서 유지되는 잡음과 높은 이득으로 인해 각 증폭기단 사이에서의 발진 현상을 막기 위해 알루미늄 케이스를 사용한다.

그림 7은 제작된 증폭기의 주파수에 따른 성능을 측정된 결과를 보여준다. 그림 7(a)는 Agilent사의 네트워크 분석기(E5071C)를 사용해서 이득을 측정된 결과로 20 MHz에서 200 MHz 범위 내에서 -30 dB에서 +70 dB까지 10 dB간격으로 60 dB 이상의 이득까지 잘 변하는 것을 알 수 있다. 또한 대역 내에서 평탄도는 3 dB 이내로 측정되었다. 그림 7(b)는 Agilent사의 잡음 지수 분석기(N8975A)를 사용해서 최대 이득일 때의 최저 잡음 지수를 측정된 결과로 대역 내에서 5 dB 미만으로 앞서 결정한 잡음 지수를 만족하는 것을 확인하였다.

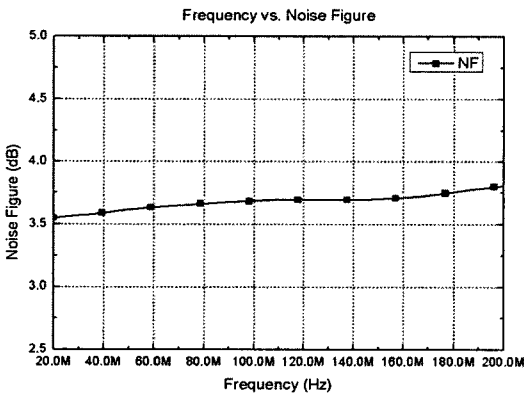
#### 3-2 광대역 펄스 발생기

Avalanche 모드 트랜지스터의 스위칭 특성은 빠른 펄스의 상승 시간과 높은 반복율을 얻는데 효과적이다. 이 트랜지스터의 Avalanche 모드를 사용한 Marx bank circuit(MBC)는 kV 이상의 레벨과 수 나노 이하의 펄스폭을 갖는 펄스를 발생하는데 사용된다<sup>[10]</sup>.

그림 8과 같이 Avalanche 모드에서 트랜지스터의 컬렉터 단으로 높은 DC 전압이 바이어스 저항에 의해서 걸린다. 트리거 입력이 들어오지 않으면 컬렉터와 에미터 사이에 높은 전계가 존재하게 된다. 트리거 입력이 들어와서 작은 양의 베이스 전류가 걸리면 avalanche breakdown이 일어나면서 컬렉터의 전



(a) E5071C 네트워크 분석기로 측정된 이득 측정 결과  
(a) Measurement result of gain using network analyzer (E5071C)



(b) N8975A 잡음 지수 분석기를 사용해서 측정된 잡음 지수  
(b) Measurement result of noise figure using noise figure analyzer(N8975A)

그림 7. 광대역 저잡음 가변 이득 증폭기 성능 측정 결과

Fig. 7. Performance results of the ultra-wideband low-noise amplifier.

압이 스위칭 되고 출력으로 나오게 된다. 이런 avalanche 회로들이 직렬로 연결되어 있으면 처음 트랜지스터가 트리거링 되면 다음 트랜지스터에는 두 배의 breakdown 전압이 걸리게 된다. 이러한 현상이 최종 부하까지 연달아서 빠르게 일어난다. 이상적인 경우에는 출력 전압은 트랜지스터 단 수만큼 증가하지만, 실제의 경우에는 각각의 트랜지스터에서의 전압 강하에 의해서 이상적인 경우보다 낮은 출력 전압이 나온다.

그림 9는 실제 제작된 펄스 발생기의 블록 다이어그램과 사진이다. Avalanche 트랜지스터는 일반적인 breakdown 전압이 최소 +160 V인 MMBT5551을 사

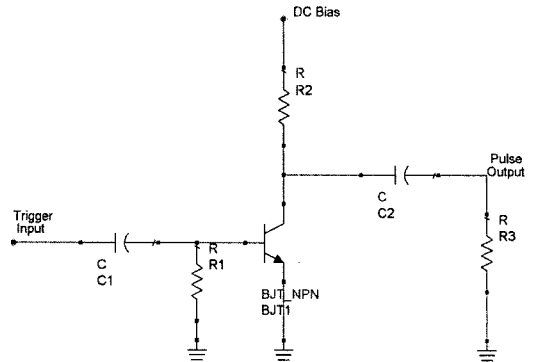


그림 8. 간단한 avalanche 모드 트랜지스터 회로  
Fig. 8. Simple transistor circuit of avalanche mode.

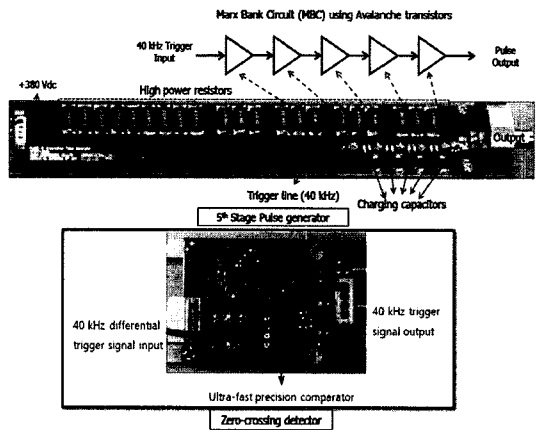


그림 9. 제작된 송신기 사진과 블록 다이어그램  
Fig. 9. Block-diagram and photograph of implemented transmitter.

용하였다. 전원으로는 지상 제어기에서 케이블을 통해 전달해 주는 DC +380 V를 사용하였다. 기존에 실제 펄스 발생기를 사용하는데 가장 큰 문제점 중 하나였던 방열 문제를 해결하기 위해 바이어스 저항을 KOA사의 SLN-series 5 Kohm과 10 Kohm을 직렬로 연결해서 사용하였다. 그래서 각각의 바이어스 저항에서 발생하는 열을 최대한 분산시켜서 밀폐된 안테나 내부에서 별도의 방열 대책이 없이도 오랜 시간 동안 사용이 가능하고, 예열 시간도 상온에서 10분 이내로 단축하였다. 트랜지스터의 베이스와 에미터 사이에 위치하는 저항 대신에 내부 저항 성분이 적은 인덕터를 달아서 빠른 스위칭이 가능하게 하였다. 펄스폭을 결정하는 캐패시터는 120 pF을 사용하였다.

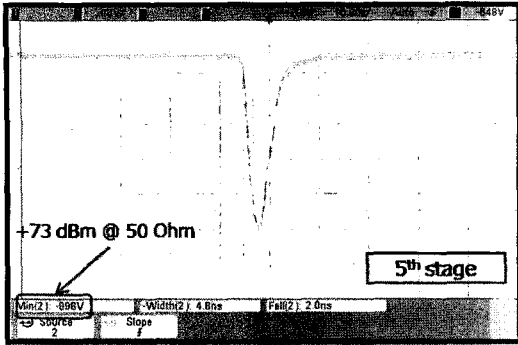


그림 10. 제작된 송신기 측정 결과  
Fig. 10. Test result of implemented transmitter.

차동 모드로 들어온 트리거 신호는 공통 모드 코일과 zero-crossing detector에 의해서 케이블 상에서 유입된 공통 잡음들을 제거해서 40 kHz의 깨끗한 트리거 신호로 복원된 후에 펄스 발생기의 트리거 신호로 사용된다. 이 zero-crossing detector는 펄스가 발생할 때에 트리거에 영향을 줘서 트리거 신호로 다시 유입되는 것을 격리시켜 주는 역할도 할 수 있다.

그림 10은 제작된 5단 펄스 발생기를 측정한 결과이다. 측정에 사용된 장비는 Agilent사의 1 GHz 오실로스코프인 DSO7104A를 사용하였고, 높은 출력 전압으로부터의 장비 보호를 위해 펄스 발생기의 출력에 40 dB 고전력 감쇄기를 통해서 측정하였다. 측정 결과, 첨두치가 996 V인 가우시안 네거티브 펄스가 측정되었고, 50 ohm 시스템으로 환산하면 피크 송신 파워는 약 19.8 kW(+73 dBm)이 된다. 네거티브 펄스인 관계로 상승 시간이 아닌 하강 시간으로 측정을 하여야 하고, 측정 결과 2 ns 이내의 하강 시간이 측정되었다. 펄스폭은 4.8 ns가 측정되었다.

제작된 송신기의 신뢰성을 실험하기 위해서 온도

에 따른 변화를 온도 챔버를 사용하여 실험하였다. 실험은 송신기를 동작시키고 상온, 저온 그리고 고온일 때의 각각의 파라미터 변화를 살펴보았다. 각각의 파라미터의 변화를 표 1에 나타내었다. 측정 결과 온도가 변화하는 동안 피크 전압 값의 변화 폭은 100 V 정도이고, 펄스폭과 상승 시간의 변화 폭은 0.1 ns 이내로 측정되었다. 온도 범위 내에서 소자의 손상에 의한 송신기의 사용이 불가능한 경우는 없고, 온도에 따른 소자의 특성 변화에 의한 펄스 신호의 변화가 측정되었으나, 온도가 돌아오면 다시 원래의 상태로 돌아오는 것을 알 수 있다.

#### IV. 시스템 적용 테스트

제작된 UWB 모듈의 성능을 검증하기 위해서 자체 개발한 UWB 모듈들을 송·수신 안테나에 내장하여 그림 11과 같이 실제 레이더 시스템에 적용해서 실제 두 시추공이 있는 시험장에서 실험하였다.

그림 12는 제작된 UWB 모듈을 사용해서 탐사한 데이터이다. 112 m에서 138 m 구간을 탐사하였고, 왼쪽 결과는 기존에 사용하던 BHR 시스템이고, 오른쪽 결과가 본 연구에서 제작한 BHR 시스템을 사용한 결과이다. 가로축은 샘플링 시간을 나타내고 세로축은 깊이 정보를 나타낸다. 약 120 m 지점은 지하 매질의 감쇄가 심해서 기존의 BHR 시스템으로는 탐사가 되지 않는 지역이지만 본 연구에서 제작한 BHR 시스템에서는 측정이 가능하였다. 이는 기존의 BHR 시스템보다 송신 UWB 모듈의 송신 신호의 크기와 품질이 좋고, 무엇보다 수신 UWB 모듈의 잡음 지수가 개선되어 전체적인 수신 시스템의 잡음 레벨이 낮아진 결과이다.

표 1. 제작된 송신기의 온도 동작 시험 결과

Table 1. Temperature operation test result of implemented transmitter.

| Date            | 2008-08-25 |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |       |
|-----------------|------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Time            | 10:48      | 11:29 | 12:01 | 12:30 | 12:57 | 13:54 | 14:32 | 15:13 | 15:33 | 16:07 | 16:29 | 16:58 | 17:28 | 17:42 |
| Temperature     | 25         | 43    | 60    | 60    | 60    | 25    | 0     | -10   | -25   | -25   | -25   | 0     | 25    | 25    |
| Vpp(V)          | 943        | 904   | 893   | 883   | 882   | 899   | 943   | 954   | 961   | 962   | 972   | 950   | 929   | 917   |
| Rise time(ns)   | 1.67       | 1.69  | 1.82  | 1.86  | 1.88  | 1.7   | 1.67  | 1.54  | 1.52  | 1.49  | 1.53  | 1.57  | 1.65  | 1.68  |
| Pulse width(ns) | 3.35       | 3.49  | 3.49  | 3.6   | 3.53  | 3.47  | 3.38  | 3.35  | 3.33  | 3.36  | 3.31  | 3.36  | 3.44  | 3.43  |
| PRF(kHz)        | 40         | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    | 40    |

참 고 문 헌

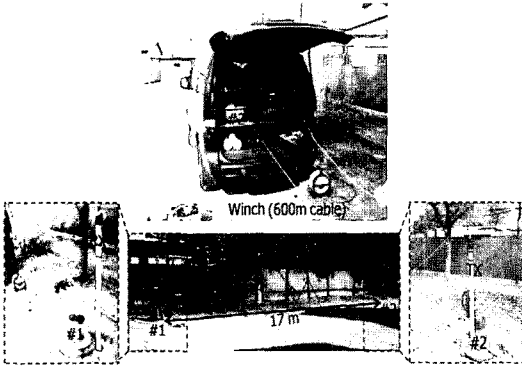


그림 11. BHR 시스템 실험 구성  
Fig. 11. Experiment setup of BHR system in Korea.

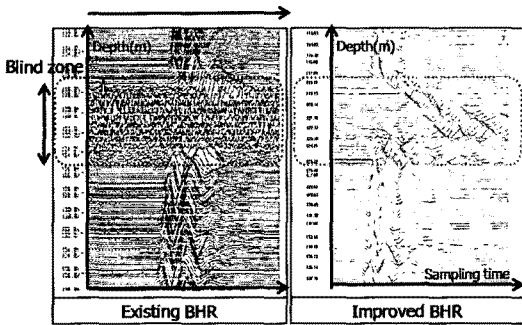


그림 12. 펄스형 시추공 레이더 데이터 비교  
Fig. 12. Comparison of pulse BHR radar scanning data.

V. 결 론

펄스형 시추공 레이더 시스템에 사용되는 UWB 모듈을 제작하고 성능 분석을 하였다. 최대 경로 손실을 구하여 송·수신기의 규격과 버짓을 결정하여 설계 및 제작하였다. 제작된 UWB 모듈을 테스트하고 실제 시스템에 적용해서 기존의 시스템과 비교해서 성능을 분석하였다. 시험 결과 본 연구를 통해 제작된 펄스형 시추공 레이더 시스템이 기존의 시스템에 비해 탐사 거리와 감도면에서 우수함을 나타내었다. 향후 개발된 펄스형 시추공 레이더 시스템의 성능을 개선하기 위한 방안으로 UWB LNA의 잡음 지수를 더 낮추면 탐사 거리가 더 늘어날 것으로 사료된다.

[1] D. J. Daniels, *Ground Penetrating Radar, 2nd Ed.*, IEE, London, pp. 10-14, 2004.

[2] FCC(Federal Communications Commission), "Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra wideband transmission systems", *FCC 02-48*, Feb. 2002.

[3] 권광수, 조원재, 최용석, 문경 지역 지반안정성 정밀조사, 석탄합리화사업단 기술총서, 2000-03 (한국자원연구소 보고서), p. 326, 2000년.

[4] J. H. Kim, M. J. Yi, and S. J. Cho, "Application of high resolution geoelectric imaging techniques to geotechnical engineering in Korea", *Geosystem Engineering*, vol. 8, pp. 23-34, 2005.

[5] 조성준, 김정호, 김창렬, 손정술, 성낙훈, "시추공 레이더 탐사에 의한 지하 터널 탐지 적용성 연구", *물리 탐사*, 9(4), pp. 279-290, 2006년.

[6] S. W. Kim, S. Y. Hyun, J. H. Lee, S. Y. Lee, J. H. Cho, K. T. Oh, and S. Y. Kim, "The development of a pulse borehole radar system for underground cavity detection", *Technical Report of IEICE SANE*, vol. 107, no. 277, pp. 93-97, Oct. 2007.

[7] 조재형, "Design and implementation of UWB modules for borehole radar system", 연세대학교 석사 학위논문, pp 1-6, 2008년.

[8] J. H. Jung, S. Y. Kim, "Measured dielectric properties of borehole cores using an open-ended coaxial probe", *Technical Report of Ieice Sane*, vol. 107, no. 277, pp. 99-102, Oct. 2007.

[9] B. R. Mahafza., *Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB, 2nd Ed.*, Chapman & Hall/CRC, pp. 10-12, 2005.

[10] A. Chatterjee, K. Mallik, and S. M. Oak, "The principle of operation of the avalanche transistor-based marx bank circuit: A new perspective", *Rev. Sci. Instrum.*, vol. 69, no. 5, pp. 2166-2170, May 1998.



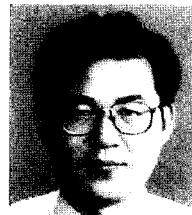
조 재 형



2004년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학사)  
 2007년 2월: (주)지에스인스트루먼트 연구원  
 2009년 2월: 연세대학교 전기전자공학과 (공학석사)  
 2009년 8월: (주)에어포인트 주임연구원

2009년 9월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 박사과정  
 2009년 8월~현재: 한국과학기술원 영상미디어 연구센터 학연과정  
 [주 관심분야] 레이더 시스템, 전자파 수치해석, 전자파 Imaging

김 세 윤



1978년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)  
 1980년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학석사)  
 1984년 8월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학박사)  
 1986년 11월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (Post-doctor)

1986년 12월~현재: 한국과학기술원 영상미디어 연구센터 책임연구원  
 [주 관심분야] 파동의 회절 및 복사, 전자파 Imaging, 안테나 설계, EMI/EMC

김 상 욱



1993년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학사)  
 1995년 2월: 경희대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2002년 2월: 한국과학기술원 영상미디어 연구센터 연구원  
 2002년 2월~현재: 서울대학교 전기공학부 박사과정

[주 관심분야] 전자파 수치해석, GPR System, 시추공 레이더

육 중 관



1987년: 연세대학교 전자공학과 (공학사)  
 1989년: 연세대학교 전자공학과 (공학석사)  
 1998년: University of Michigan 전기 전자공학과 (공학박사)  
 1997년 1월~1998년 10월: University of Michigan Research Fellow

1998년 11월~1999년 2월: Qualcomm Inc. Senior Engineer  
 1999년 3월~2000년 2월: 광주과학기술원 조교수  
 2000년 3월~현재: 연세대학교 전기전자공학과 조교수  
 [주 관심분야] 마이크로파 구조 해석 및 설계, RF MEMS, 박막공진 구조