

# 최적 임펄스 전송을 위한 초광대역 테이퍼 슬롯 안테나 설계

## Design of UWB Tapered Slot Antenna for the Optimum Impulse Radio Transmitting & Receiving

고영목·나극환

Young-Mok Koh · Keuk-Hwan Ra

### 요약

본 논문에서는 UWB 대역에서 최적 임펄스 신호 전송을 위한 테이퍼 슬롯 안테나(Tapered Slot Antenna: TSA) 설계에 대해 연구하였다. UWB 대역에서 동작하는 TSA는 end-fire 특성을 갖는 광대역 안테나로, 펄스 전송을 위한 IR-UWB(Impulse Radio Ultra-Wide Band) 시스템에 적합하다. 지향성 특성을 갖는 테이퍼 슬롯 안테나는 UWB 대역에서 손실이 적고, 임펄스 전송시 최소 에러를 가져야 한다. 전송되는 펄스 왜곡을 최소로 하기 위해 테이퍼 슬롯 안테나 급전부를 구성하는 광대역 임피던스 변환기와 microstrip/slotline 천이부 설계에 대해 연구하였으며, 설계된 테이퍼 슬롯 안테나에 대한 펄스 충실도는 전자기파에 대한 시간 영역 분석이 가능한 CST를 이용한 FDTD(Finite-Difference Time-Domain) 시뮬레이션과 펄스 상관식 유도를 통해 계산하였으며, 제작된 안테나에 대해 두 안테나를 0.5 미터 이격시킨 두 안테나 사이에서 약 93.89 % 정도의 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 또한 chirp Z-변환 알고리즘을 유도를 통해, 나노초 이하의 펄스 신호에 대해 zoom-in 기능을 부여함으로써 펄스 신호에 대한 왜곡, 지연 및 분산 특성 등의 분석이 가능하다.

### Abstract

This paper presents a tapered slot-antenna(TSA) for optimal impulse-signal transmission in ultra-wide band(UWB). The proposed TSA provides radiates in end-fire direction, which meets an impulse-radio UWB(IR-UWB) system demands(e.g., low loss, thus less error throughout the UWB band). In order to minimize the pulse distortion, we used an wideband impedance transformer and a microstrip slotline. The pulse fidelity characteristics was evaluated with finite-difference time-domain(FDTD) analysis technique and pulse fidelity correlation equation. Approximately 93.89 % pulse fidelity was obtained between the two antennas in 0.5 m range. Additionally, derived chirp Z-transform algorithm enables us to utilize the zoom-in option on the pulse signal in few nano-seconds below. Thus, it is possible to analyze the pulse signal distortion, delay or dispersion characteristics.

Key words : Tapered Slot Antenna, Vivaldi Antenna, End-Fire Antenna, Pulse Fidelity, IR-UWB

### I. 서론

최근 고속 광대역 데이터 전송과 정밀 측위를 위해 UWB 대역에 대한 관심이 집중되고 있다. UWB 대

역에서 동작되는 시스템은 정보 전송을 위해 CW 방송파를 사용하는 대신 나노 초 단위의 펄스를 직접 전송한다. 이러한 UWB 신호 링크에서 중요한 부분은 전송 펄스에 대한 안테나 효과다. 특히 정밀 측위

「본 논문은 2009년도 광운대학교 교내 학술연구비 지원에 의해 연구되었음.」

「본 연구는 민군 겸용 기술 개발 사업비 지원으로 수행되었음.」

광운대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Kwangwoon University)

· 논문 번호 : 20100217-009

· 교신저자 : 고영목(e-mail : julius\_koh@yahoo.co.kr)

· 수정완료일자 : 2010년 5월 28일

를 위한 IR-UWB(Impulse Radio UWB) 시스템용 안테나는 여기되는 펄스에 대해 최소의 분산 특성을 가져야 한다.

IR-UWB 시스템은 3.1~10.6 GHz 대역에서 동작을 한다. 넓은 대역폭으로 인해, 같은 시간에 운용되는 기존의 협대역 무선 시스템과 간섭 없이 공동 사용하기 위해 최대로 가능한 방사 전력 밀도는 -41.3 dBm/MHz으로 제한된다. 이러한 전력 방사 제한은 UWB 시스템에서 중요하게 고려되는데, 특히 안테나의 경우 방사 스펙트럼에 지대한 영향을 미친다.

일반적으로 FCC가 규정한 방사 전력 스펙트럼 밀도(PSD: Power Spectrum Density)의 모양을 제한하기 위한 두 가지 방법이 있다. 첫째, UWB 대역 바깥에서 원하지 않는 방사를 억압하는 필터 기능을 갖도록 안테나를 설계하는 것이고, 두 번째는 특정 대역에서 방사 PSD가 FCC에서 규정한 방사 PSD를 충족하도록 소스 펄스를 선정하는 것이다<sup>[1]</sup>. UWB 시스템에서 안테나는 펄스 성형 필터(pulse-shaping filter)로 동작한다. 주파수 영역에서 송신 펄스 왜곡은 수신기의 검파 메카니즘 복잡성을 증가시키므로, UWB 안테나는 위상 중심과 전체 동작 대역폭에 대해서 VSWR이 일정하여야 한다. 위상 중심 변화는 송신 펄스 왜곡을 일으킬 수 있으며, 수신기 성능을 열화시킬 수 있으며, 이러한 왜곡은 정밀 측위나 고정밀 레이더 등에 적용할 경우 심각한 데이터 오류를 발생시킬 수 있다. 따라서 소형이면서 최소의 왜곡을 갖는 효율적인 지향성 안테나가 UWB 대역에서 통신 및 정밀 측위 분야에서 요구된다.

본 논문에서는 UWB 대역에서 통신 및 정밀 측위 시스템에서 사용하기 위한 소형 테이퍼 슬롯 안테나를 설계, 제작 및 측정하였다. 설계된 테이퍼 슬롯 안테나의 펄스 충실도는 시간 영역 분석이 가능한 CST microwave studio와 펄스 상관식 유도를 통해 분석하였다. 또한 Chirp Z-변환 알고리즘을 유도를 통해, 나노 초 이하의 펄스 신호에 zoom-in 기능을 부여함으로써 시간 영역에서 두 안테나에 의한 펄스 신호 왜곡, 분산 특성 등의 분석을 수행하였으며, 제작된 안테나의 펄스 충실도 분석 결과 0.5 미터 정도 이격시킨 두 안테나 사이에서 약 93.89 % 정도의 양호한 결과를 얻을 수 있었다.

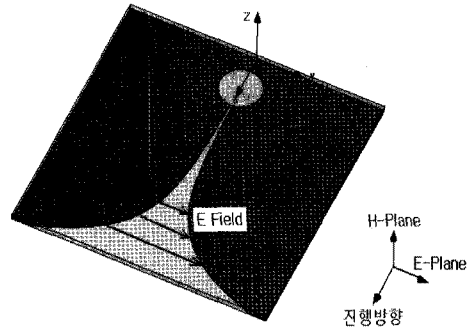


그림 1. 테이퍼 슬롯 안테나의 전자기파 구성  
Fig. 1. Configuration of electromagnetic wave on the taper slot antenna.

## II. 테이퍼 슬롯 안테나 설계

1979년 P. Gibson에 의해 소개된 테이퍼 슬롯 안테나는 슬롯 라인에서 자유 공간으로 부드러운 천이 구조를 갖는 곡선 구조로 단일 기판에 형성된다. 표면과 안테나인 테이퍼 슬롯 안테나는 end-fire 진행과 안테나로 전자기파는 광속보다 느린 위상 속도로 안테나 기판 표면을 따라 전파한다<sup>[5],[6]</sup>. 전자기파는 전파가 안테나에서 분리되어 기판 끝에서 자유 공간으로 방사될 때까지 증가하면서 분리된 금속 테이퍼를 따라 움직인다. 안테나 E-평면은 전자기파의 전계 벡터를 포함한 평면으로, 테이퍼 슬롯 안테나의 경우 E-평면은 기판과 평행하며, 자계 성분을 포함한 H-평면은 기판에 수직하게 진행한다. 이러한 전자기파 방사 평면은 그림 1과 같다.

테이퍼 슬롯 안테나는 슬롯 라인 전송 선로에 의해 급전된다. 이러한 급전은 microstrip/slot line 천이의 평면 구조 설계를 위해 안테나/급전 인터페이스 전에 바로 연결하여 사용할 수 있다. 비록 동작 대역폭이 제한되어 있지만  $\lambda_g/4$  스텝을 이러한 천이를 위해 사용된다. 천이의 유효 주파수 범위는 radial 스텝을 이용하여 개선할 수 있다.

안테나 길이 ( $L_T$ ), 개구폭 ( $W_a$ ), 기판 두께 ( $t$ ) 등은 직접적으로 테이퍼 슬롯 안테나 방사 성능에 영향을 미친다. 일반적으로, 지향성은 안테나 길이 ( $L_T$ )가 길어짐에 따라 증가하며,  $3\lambda_g \sim 8\lambda_g$  길이에 대한 지향성은 다음 식을 만족한다<sup>[6]</sup>.

$$D \approx \frac{10L_T}{\lambda_0} \quad (1)$$

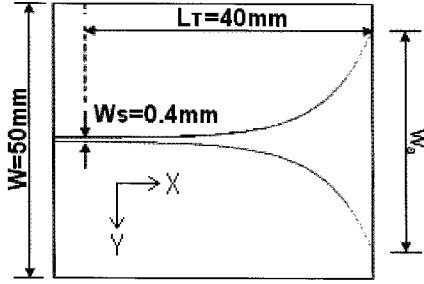


그림 2. 테이퍼 슬롯 안테나 구조  
Fig. 2. Structure of taper slot aperture.

테이퍼 슬롯 안테나가 효과적인 표면파 안테나로 동작하도록 하기 위해서는, 다음과 같은 기판 요구 조건을 충족하여야 한다<sup>[7]</sup>.

$$0.005 < \frac{t_{eff}}{\lambda_o} = (\sqrt{\epsilon_r} - 1) \frac{t}{\lambda_o} < 0.03 \quad (2)$$

기판의 정규화된 유효 두께( $t_{eff}$ )가 0.03 이상일 경우, 안테나 기판 유전율과 자유 공간 유전율 간의 큰 차이로 인해 안테나 쪽으로 역 방사가 이루어져 허용할 수 없는 높은 grating lobe가 발생되어 심각한 영향을 미친다<sup>[7]</sup>.

안테나 기판 표면에서 전자기파는 안테나 금속 테이퍼와 관련된다. 그림 2의 왼쪽 테이퍼 슬롯 폭  $W_s$ 가 작을 때, 전자기파는 두 금속 테이퍼에 인접하여 형성된다. 테이퍼 슬롯 간격이 증가함에 따라 전자기파는 두 금속 테이퍼에서 반파장으로 분리될 때까지 계속되며, 결국 테이퍼 끝에서 자유 공간으로 방사하기 시작한다. 따라서 테이퍼 슬롯 안테나에서 전자기파를 효과적으로 방사하기 위해 슬롯 개구 폭은 반파장보다 크게 해야 한다<sup>[5]</sup>.

$$W_a > \frac{\lambda_c}{2} \quad (3)$$

여기서,  $W_a$ 는 슬롯 폭이다. 따라서 그림 2와 같은 테이퍼 슬롯 구조에서, 오른쪽의 테이퍼 종단 폭  $W_a$ 는 가장 낮은 차단 주파수를 결정하며, 왼쪽의 테이퍼 슬롯 라인 폭  $W_s$ 는 가장 높은 차단 주파수를 결정한다.

이러한 테이퍼 슬롯 구조는 지수함수적인 구조를 가지며, 요구되는 안테나 길이  $L_T$ 를 알고 있을 경우, end-fire의 테이퍼 폭  $W_a$ 는 참고문헌 [13]을 이

용하여 구할 수 있다. 본 논문에서는 소형의 탑재 가능한 안테나 설계를 위해 다음과 같이 변형된 식을 유도하였다.

$$W_a = 0.625e^{(0.09 \cdot L_T)} - 0.424 \quad (4)$$

상기 식에서 0.424는 슬롯 폭  $W_s$ 의 Y-축 방향 시작 위치를 조정하기 위한 옵셋 값이다. 상기 식을 이용하여 설계된 테이퍼 슬롯 안테나 크기는 50 mm×50 mm였다. 따라서 식 (4)에서 일부 파라메타를 변경할 경우, 큰 성능 열화 없이 기존에 제작된 안테나<sup>[13]</sup>보다 50 % 이상 소형으로 설계가 가능함을 알 수 있다.

### III. 안테나 급전부 설계

#### 3-1 광대역 임피던스 변환기 설계

테이퍼 슬롯 안테나의 신호 급전은 급전부에서 반사를 최소화 하기 위해 임피던스가 50 Ω인 SMA 컨넥터를 이용하였다. SMA 컨넥터는 50 Ω 마이크로 스트립 선로에 연결되며, microstrip/slot line 천이부에 연결되는 마이크로 스트립 선로 임피던스는 100 Ω으로 설계하였다. 따라서 테이퍼 슬롯 안테나가 UWB 대역에서 임펄스 신호에 대해 펄스 왜곡없이 광대역으로 동작하기 위해서는 50 Ω 임피던스를 갖는 급전부에서 100 Ω 임피던스를 갖는 천이부까지 매끄럽고 지속적인 임피던스 변화를 가지면서 전체 UWB 주파수 대역에서 반사가 최소가 되도록 설계되어야 한다.

본 논문에서는 안테나 급전부 설계를 위해 선로를 따라 임피던스의 지속적인 변화를 갖는 광대역 임피던스 변환기 중의 하나인 지수 변환기(exponential transformer)를 설계하였다<sup>[11],[14]</sup>.

그림 3은 테이퍼 슬롯 안테나 급전부로 사용하기

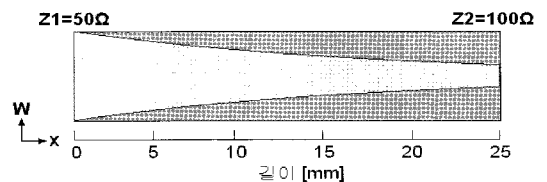


그림 3. 지수 변환기 구조  
Fig. 3. Structure of exponential transformer.

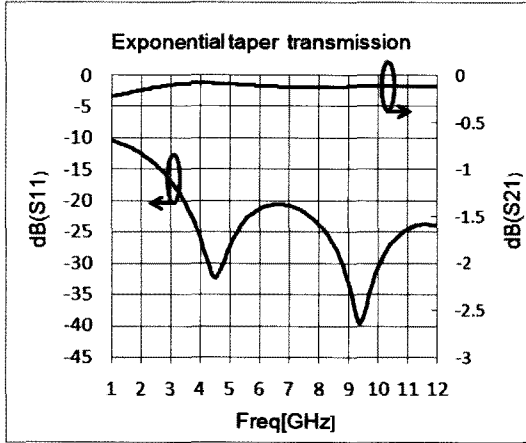


그림 4. 지수 변환기 전송 특성  
Fig. 4. Exponential transformer  $S_{21}$ ,  $S_{11}$ .

위한 지수 변환기 구조를 나타낸다.

마이크로스트립 임피던스 변환기는 서로 다른 두 임피던스가  $\lambda_g/4$ 로 연결된 것으로 이들 임피던스의 기하학적 중심은 동일하다. 따라서 광대역 변환기는 이들 선로의 작은 부분에서 설계되며, 광대역 지수 변환기 임피던스는 테이퍼 길이에 따라 다음과 같은 지수함수식으로 변환다.

$$Z(x) = Z_1 \exp\left[\frac{x}{L} \ln \frac{Z_2}{Z_1}\right] \quad (5)$$

그림 4는 식 (5)에 의해 설계된 지수함수 변환기의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 결과에서 알 수 있듯이 지수 테이퍼를 이용하여 테이퍼 슬롯 안테나 급전으로 사용하기에 적합함을 알 수 있다.

### 3-2 광대역 Microstrip/Slotline 천이 설계

Microstrip/slotline 천이는 펄스 변환기와 다양한 하이브리드 등의 마이크로웨이브 회로에서 사용된다.<sup>[8]</sup>

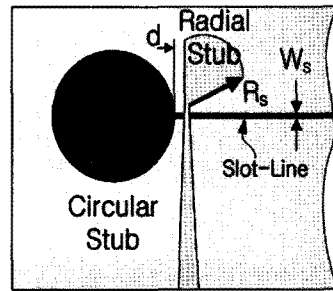
본 논문에서는 UWB 대역을 포함한 광대역 특성을 얻기 위해 그림 5와 같이 원형 스텝 구조를 갖는 슬롯 라인과 radial 스텝 구조를 갖는 nonuniform 마이크로스트립 선로를 이용하였다.

천이는 가상적인 광대역 단락으로 사용하는 광대역 마이크로스트립 radial 스텝을 사용하며, 슬롯 라인 원형 스텝은 교차점에서 개방 회로로 동작한다.

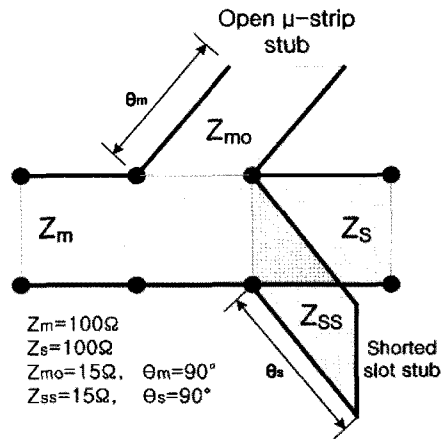
슬롯 라인이 중단되었기 때문에, 이상적인 경우 에너지는 손실 없이 천이를 통해 전파할 수 있다. 스텝의 기하학적 구조는 마이크로스트립 스텝과 슬롯 라인 스텝 사이에 선로 겹침 문제가 발생되며, 이러한 겹침은 스텝의 접지면 효과를 방해한다<sup>[4]</sup>.

본 논문에서 설계된 천이부는 선로 겹침을 최소로 하기 위해 그림 5(a)에서 radial 반경  $R_s=3.5$  mm이며,  $W_s=0.4$  mm이다. 또한 원형 스텝과 radial 스텝의 겹침에 따른 삽입 손실과 반사 손실 열화를 최소화하기 위해 이격 거리  $d$ 는 약 0.2 mm로 하였다.

그림 5(a)와 같은 단일 구조 microstrip/slotline 천이의 주파수 응답을 분석하기 위해 Ansoft사의 HFSS를 이용하여 그림 6(a)와 같이 두 개의 원형 슬롯 스텝을 슬롯 라인으로 직렬 연결하여 시뮬레이션을 통해 전송 계수를 확인하였다. 입력 및 출력 단자는 광

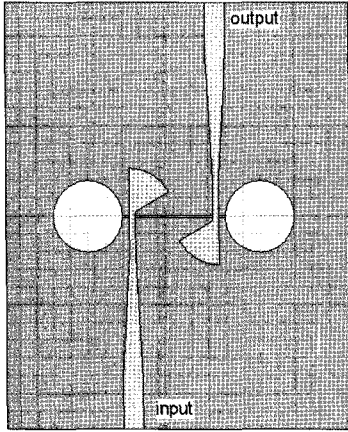


(a) 천이부 구성도  
(a) Configuration of transition

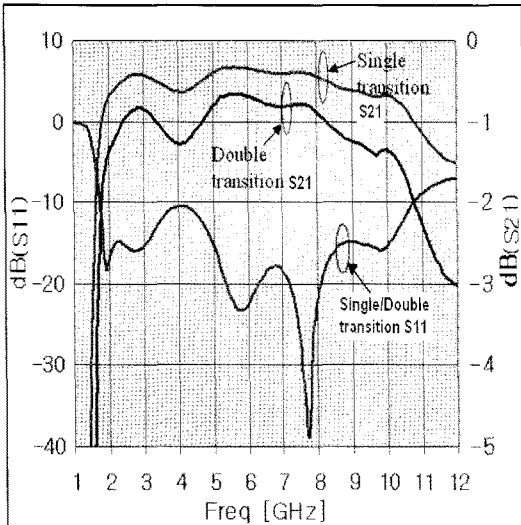


(b) 천이부 등가회로  
(b) Equivalent circuit of transition

그림 5. 원형 슬롯 스텝 등가회로  
Fig. 5. Circular slot stub configuration and equivalent circuit.



(a) HFSS 시뮬레이션 회로도  
(a) HFSS simulations circuits



(b) 직렬 연결된 원형 슬롯 스텝 천이 전송계수  
(b) Transmission coefficient for cascaded circular slot step transition

그림 6. 직렬 연결된 원형 슬롯 천이부 설계  
Fig. 6. Design of cascaded circular slot transition.

대역 임피던스 변환기인 50 Ω에서 100 Ω으로 변환되는 지수 변환기를 연결하였다. 직렬 연결된 두 천이의 주파수 응답 특성은 슬롯 라인을 통해 연결된 두 천이 사이에서 임피던스 상호 작용이 발생하지 않도록  $\lambda_g/4$  정도 이격시켰다.

전송계수 리플 특성은 슬롯 라인 길이( $l_s$ )가 길어짐에 따라 증가되므로 슬롯 라인 길이는 시뮬레이션을 통해 최적값을 구하였다. 시뮬레이션 결과, 원형 스텝 직경이 커질수록 대역폭 감소는 작지만, 마이

크로스트립 선로의 radial 스텝 겹침으로 인해 임피던스 대역폭이 감소하고, 특히 저주파수에서의 VS-WR 성능이 상당히 열화되어 원하는 UWB 대역 성능을 만족할 수 없다.

원형 슬롯 스텝의 특성 임피던스 최대값은 스텝 직경이 커짐에 따라 증가하기 때문에, 달성할 수 있는 대역폭 또한 증가하며, 반면 주파수 범위는 저주파수 쪽으로 이동한다. 본 논문에서는 이러한 효과를 고려하여 광대역 특성을 얻기 위해 스텝 직경을 변화를 통해 최적값을 얻었다.

설계된 천이는 방사로 인해 10.6 GHz에서 약 0.89 dB 삽입 손실을 가지며, radial 스텝 길이는 3.1~10.6 GHz 주파수 대역에서 반사계수가 단락에 가깝도록 조정하였다.

#### IV. 펄스 신호 충실도 및 왜곡 분석

전통적인 협대역 안테나 설계에서, 주파수 영역 정보는 시간 영역 정보보다 중요하다. 그러나 나노초 단위의 짧은 펄스로 여기된 UWB 무선 시스템에서, 시간 영역 특성은 UWB 안테나 설계 및 분석에서 중요하다. 요구되는 시간 영역 정보는 FDTD(Finite Difference Time Domain)와 같은 시간 영역 해석을 이용하여 구할 수 있다.

방사 전력 스펙트럼 모양을 위한 펄스 영향은 코사인 변조된 가우스 펄스를 이용하여 연구하였다. 가우스 펄스는 미분을 하여도 기본적인 파형은 크게 변화가 없는 안정적인 펄스이며, 코사인 변조된 가우스 펄스는 스펙트럼 변환시 DC 성분이 0이고, FCC 규정 대역폭을 만족하는 매우 좁은 펄스폭을 갖도록 구현할 수 있다<sup>[1]</sup>.

$$g(t) = \cos(\omega_c t) \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right] \quad (6)$$

여기서,  $\omega_c$ : 중심 주파수

$\tau$ : 펄스 폭

UWB 시스템에서 송신기와 수신기에 사용되는 테이퍼 슬롯 안테나의 시간 영역 특성을 분석하기 위해, 한 쌍의 동일한 안테나를 그림 7과 같이 자유 공간에서 상대 안테나에 대해 far field 상태에 있도록 0.5 m 이격시켰다. 안테나 중 하나는 송신기로 다

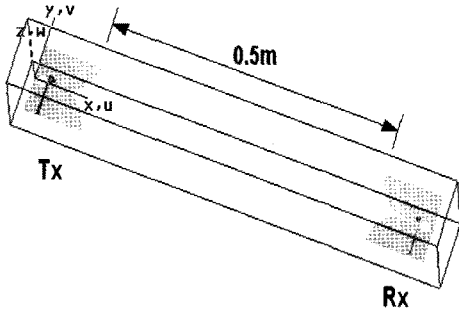


그림 7. CST를 이용한 FDTD 시뮬레이션  
Fig. 7. FDTD simulation using CST.

른 하나는 수신기로 동작한다.

대부분의 시스템에서, 송신 신호  $S_{TX}(t)$ 와 수신 신호  $S_{RX}(t)$  사이의 상대적인 차이는 상관 함수  $Corr_{TRX}(\tau)$ 에 의해 나타낸다.

$$Corr_{TRX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{TX}(t)S_{RX}(t-\tau)dt \quad (7)$$

여기서  $\tau$ 는 시간 영역에서 두 신호의 상호 의존도를 나타내는 파라메타이며, 상관 함수  $Corr_{TRX}(\tau)$ 는  $\tau$ 뿐만 아니라 두 신호 모양과 크기에 의존한다. 상관 함수로부터 두 신호의 상호 의존도를 추정하는 것은 어려우며, 따라서 식 (8)과 같이 두 신호 상관 함수의 절대값을 각 신호의 자기 상관 최대값의 제곱근, 즉 에너지로 나눈 값으로 두 신호 사이의 상관성을 비교할 수 있다. 이를 펄스 충실도(pulse fidelity)라 정의하며,  $0 \leq F \leq 1$  값을 갖는다<sup>[1],[10]</sup>.

$$F = \max_{\tau} \left( \frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} s_{TX}(t)s_{RX}(t-\tau)dt \right|}{\sqrt{Corr_{TX}}\sqrt{Corr_{RX}}} \right)$$

$$Corr_K = \max \left( \int_{-\infty}^{+\infty} s_K(t)s_K^*(t)dt \right) \quad (8)$$

여기서,  $Corr_K$ : 자기 상관계수  
K: TX 또는 RX

펄스 충실도는 송신 안테나에서 송신된 임펄스 신호와 수신 안테나에서 수신된 임펄스 신호 사이의 유사성을 반영한다. 즉, 송신 신호를 기준으로 수신 신호의 왜곡의 크기를 계산한다. 충실도는  $0 \leq F \leq 1$ 의 값을 갖는다. 두 신호의 파형이 왜곡이나 분산이 없이 완벽하게 일치할 때, 충실도 값은 1이며, 이때 물리적으로 이격된 두 안테나는 신호를 전혀 왜곡시

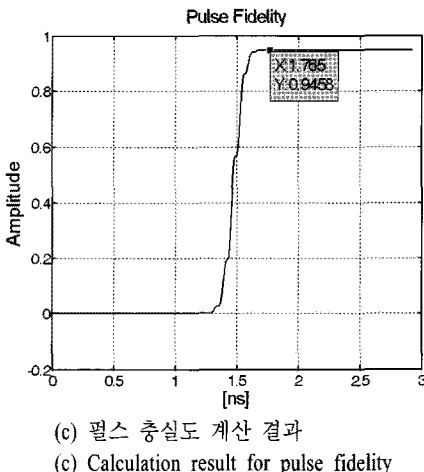
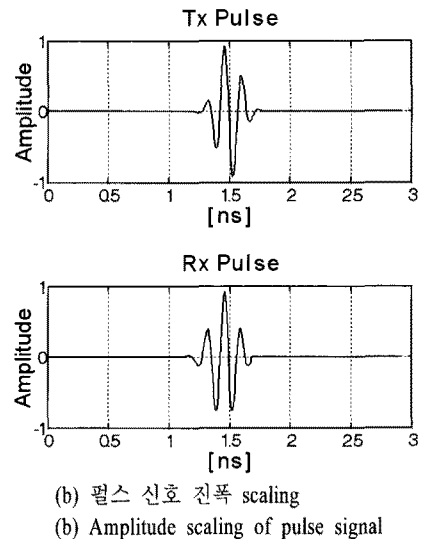
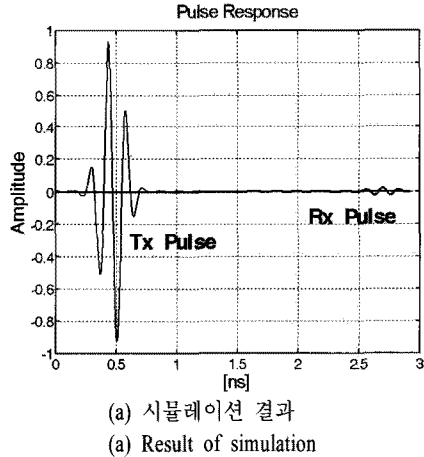


그림 8. 테이퍼 슬롯 안테나 펄스 충실도 계산  
Fig. 8. Calculation of pulse fidelity for taper slot antenna.

키지 않음을 의미한다.

그림 8은 그림 7의 시뮬레이션을 이용하여 구한 송신 펄스와 수신 펄스의 상호 상관 과정과 결과를 나타낸다. 그림 8(a)는 CST를 이용하여 정현파 변조된 가우스 펄스를 송신 안테나에 여기하였을 경우 수신 안테나에 대한 펄스 응답을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 송신 안테나를 통해 자유 공간에 방사된 전파는 자유 공간에서의 감쇄와 시간 지연에 따른 펄스 신호 분산으로 인해 파형 왜곡이 발생한다.

그림 8(b)는 펄스 충실도 식 (8)을 이용하여 송신 펄스 신호에 대한 수신 펄스 신호의 상관성을 확인하는 과정을 나타낸다. 수신 안테나에서 수신된 펄스 신호 레벨은 미약하므로 기준 신호인 송신 펄스 신호와 비교하기 위해 수신 신호 레벨을 동일한 레벨로 증가시킨 다음 펄스 충실도 식 (8)을 이용하여 두 파형을 상관시킨다.

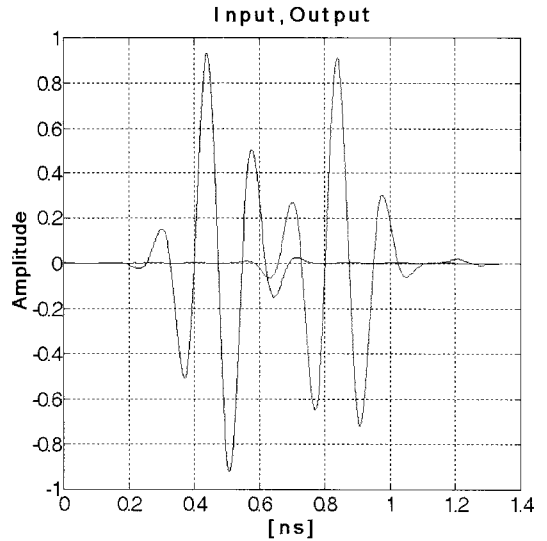
송신된 펄스 신호와 수신된 펄스 신호의 상호 상관(cross-correlation) 결과, 펄스 충실도는 각 펄스 신호의 자기 상관(autocorrelation) 값과 비교하여 약 94.58 % 정도를 유지함을 알 수 있다.

그림 9는 TSA를 구성하는 천이부의 펄스 충실도 계산 결과이다. 그림 9(b)에서 천이부 충실도는 약 97.45 %로서 펄스 왜곡이 미미함을 알 수 있다.

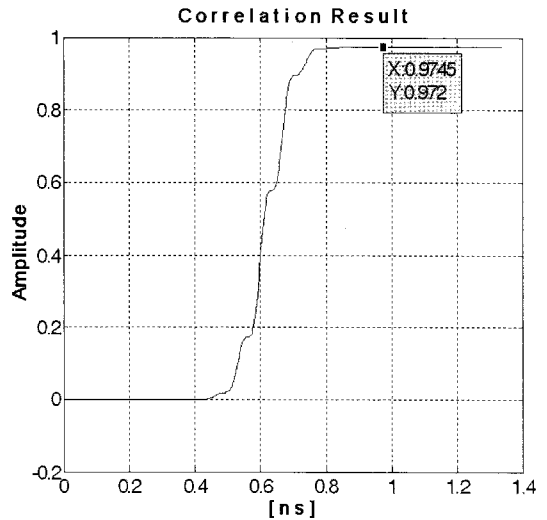
동일한 방법으로 TSA를 구성하는 임피던스 변환부와 테이퍼 슬롯에 대한 펄스 충실도 분석 결과, 전체 왜곡에 미치는 영향은 극히 미미한 것으로 분석되었다.

### V. 제작 및 실험 결과

그림 10은 본 논문에서 설계/제작한 테이퍼 슬롯 안테나를 나타낸다. 설계된 안테나 입력단은 그림 10(a)와 같이 50 Ω 임피던스를 갖는 마이크로스트립 선로를 이용하여 방사되는 전자기파에 대한 영향을 최소화 하고 시스템 설치가 용이하도록 하였다. 그림 10(b)는 상측면 입력단에서 천이된 전파가 대기 중으로 방사될 경우, 모서리 효과로 인한 불요파 방사 및 임펄스 전송에 따른 스파크 현상이 최소가 되도록 부드럽고 매끄러운 깔대기 모양으로 제작하였다.



(a) 천이부 입/출력 펄스 파형  
(a) Input/output waveform of transition



(b) 펄스 충실도 계산 결과  
(b) Pulse fidelity for transition

그림 9. 천이부 펄스 충실도 계산 결과  
Fig. 9. Calculation of pulse fidelity for transition.

제작된 안테나는 무반사실에서 반사 손실과 이득, E-평면 및 H-평면 방사 패턴을 측정하였다. 그림 11은 무반사실에서 측정된 이득으로 시뮬레이션 결과와 전체 UWB 대역에서 양호한 일치를 보였으나, 반사 손실의 경우 시뮬레이션 결과와 약간의 차이를 보인다. 분석 결과, 이러한 차이는 원형 슬롯 스텝 천이의 반사 손실이 직렬 연결된 지수함수 광대역 임

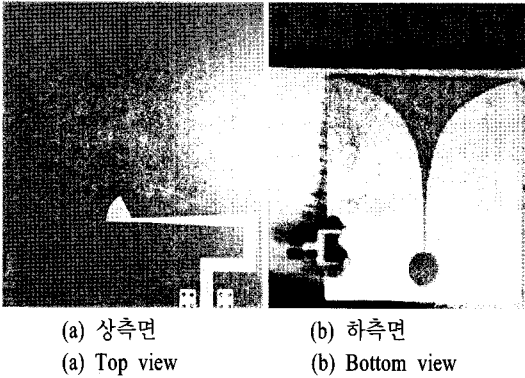


그림 10. 제작된 테이퍼 슬롯 안테나  
Fig. 10. Fabricated tapered slot antenna.

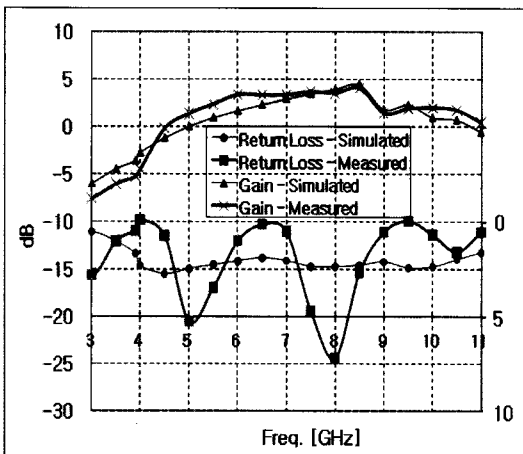


그림 11. 전송 파라미터 측정 및 분석 결과  
Fig. 11. Transmission parameters measurement and analysis result.

피던스 변환기에 영향을 미쳐 열화된 것으로 파악됐다. 즉, 그림 4에서 지수함수 광대역 임피던스 변환기의 반사 손실은 전 대역에서 10 dB 이하로 양호한 반면, 그림 6(b)의 원형 슬롯 스텝 천이의 반사 손실은 4 GHz, 7 GHz 및 9 GHz에서 다소 열화되어 나타났으며, 이것이 직렬 연결된 지수함수 광대역 임피던스 변환기에 직접적인 영향을 미쳐 그림 11과 같은 결과를 얻게 된 것으로 분석되었다.

그림 12는 3.5 GHz, 6 GHz 및 10 GHz 주파수에서 측정된 E-평면과 H-평면 방사 패턴을 나타낸다. 주파수 6 GHz에서 E-평면의 3 dB 빔 폭은 약 117.8°이며, H-평면의 3 dB 빔 폭은 약 51.8° 정도로 특정한 섹터 방향으로 초 광대역 신호를 전송하는데 최적의

성능을 가짐을 알 수 있다.

따라서, 테이퍼 슬롯 안테나는 섹터 안테나로 사용이 가능하며, 이에 대해 일정 빔 폭 이내에서 광대역 신호 전송이 가능한지를 알아보기 위해 그림 13과 같은 수신 안테나 위치에 따른 펄스 충실도 시험을 위한 테스트 셋업을 구성하여 시험하였다.

송신 신호는 표준 네트워크 분석 장치를 이용하여 식 (6)과 같은 코사인 변조 가우시안 펄스를 3.1~10.6 GHz의 광대역 신호로 변조하여 송신 안테나에 인가하였으며, 동일 안테나를 0.5미터 거리에서 수신용으로 구성하였다.

자유 공간상에서 전파되어 수신된 코사인 변조 가우시안 펄스를 분석하기 위해, Z-변환의 일종인 Chirp Z-변환(CZT: Chirp Z-Transform)을 이용하여 송신 및 수신 펄스 파형을 분석하였다. CZT는 원 및 나선 등고선 상에서 Z-변환값을 이산 콘볼루션으로 나타낼 수 있으며, 입력 샘플 수와 출력 샘플수가 동일할 경우, 고속 푸리에 변환(FFT)과 동일한 효과를 갖는다<sup>[15],[16]</sup>. 또한 출력 샘플 신호에 대해 zoom-in 기능을 부여하여 원하는 신호에 대한 왜곡, 지연 및 펄스의 분산 특성 등을 FFT 보다 능동적인 분석이 가능하다.

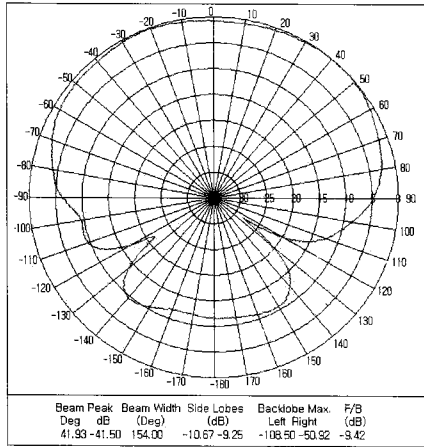
그림 14(a)는 송신 및 수신된 코사인 변조 가우시안 펄스 신호에 대해 CZT 수행 결과를 나타내며, 그림 14(b)는 펄스 충실도 식을 이용하여 두 펄스의 상관 결과를 나타낸다. 그림 8의 이론적인 상관값과 비교하여 거의 동일한 결과를 얻을 수 있었으며, 따라서 제작된 테이퍼 슬롯 안테나는 UWB 안테나로 사용이 가능하다.

표 1은 그림 13의 테스트 셋업을 이용하여 수신된

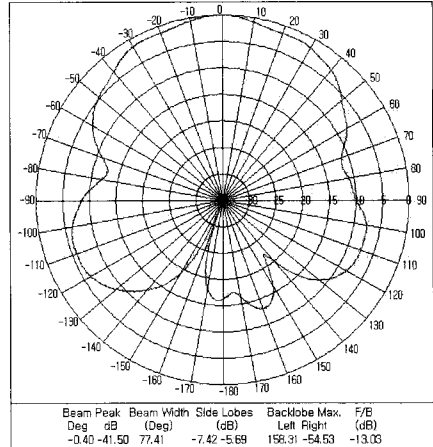
표 1. 수신 안테나 위치에 따른 펄스 충실도  
Table 1. Pulse fidelity according to receiving antenna location.

동작주파수 : 3.1~10.6 GHz		
RX ANT No.	수신 안테나 위치	펄스 충실도
RX ANT#1	+30도	0.9344
RX ANT#2	+15도	0.9444
RX ANT#3	0도	0.9587
RX ANT#4	-15도	0.9438
RX ANT#5	-30도	0.9133

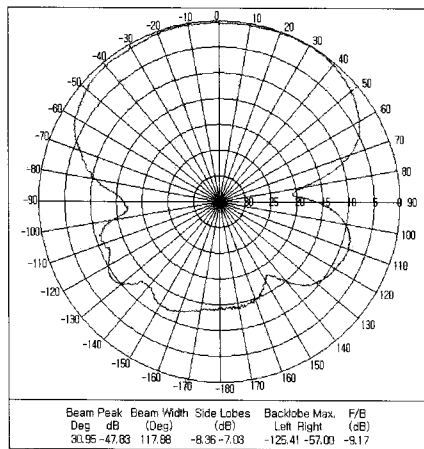




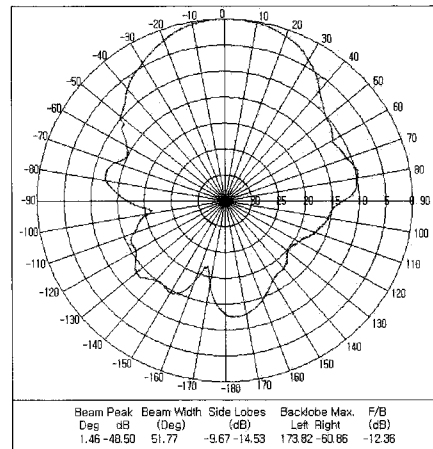
@ 3.5 GHz



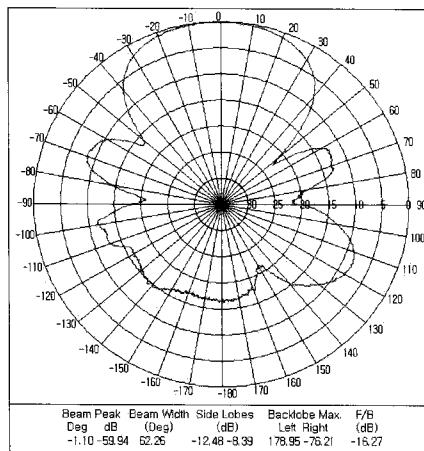
@ 3.5 GHz



@ 6 GHz

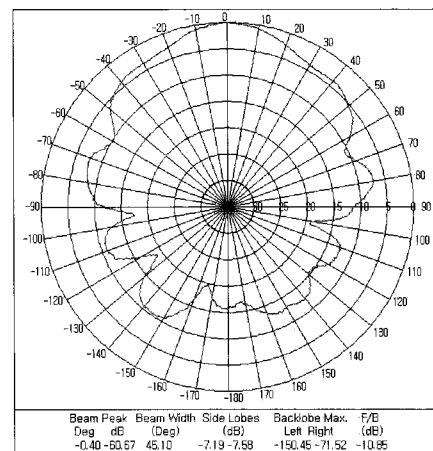


@ 6 GHz



@ 10 GHz

- (a) E-평면 방사 패턴  
(a) E-plane radiation pattern



@ 10 GHz

- (b) H-평면 방사 패턴  
(b) H-plane radiation pattern

그림 12. 테이퍼 슬롯 안테나 방사 패턴  
Fig. 12. Radiation plots of the tapered slot antenna.

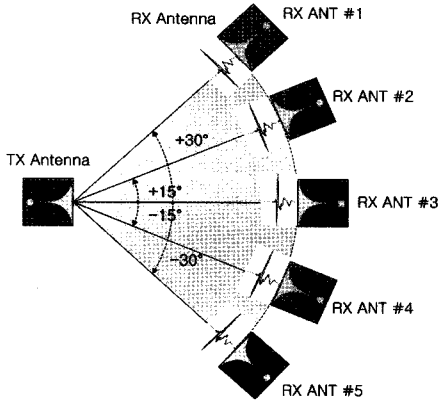
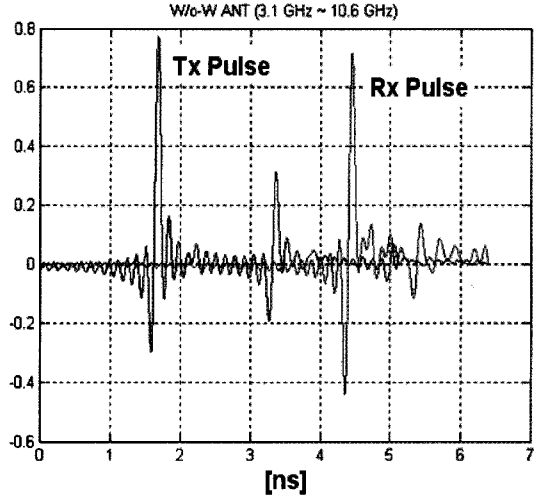


그림 13. 수신 위치에 따른 시험 구성도  
Fig. 13. Test setup for pulse fidelity according to receiving antenna location.

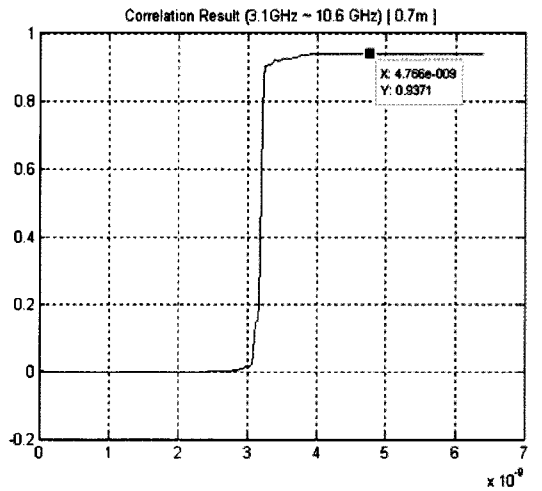
펄스 신호에 대한 충실도 결과를 나타낸다. 수신 안테나의  $\pm 30^\circ$  빔 폭 이내 및 0.5 미터 거리에서 펄스 충실도는 그림 8의 FDTD 시뮬레이션 결과와 비교하여 거의 차이가 없으며, 그림 12의 방사 패턴 측정 결과에서 얻은 빔 폭과 유사한 결과를 얻을 수 있었다. 따라서 제작된 테이퍼 슬롯 안테나는 UWB 대역에서 펄스 전송이 가능하며, 섹터 안테나로서 임펄스 전송에 적합함을 알 수 있다.

## VI. 결 론

본 논문에서는 최적 임펄스 전송을 위한 초광대역 테이퍼 슬롯 안테나를 설계/제작하였다. 설계된 안테나를 통해 송/수신되는 펄스 왜곡을 최소화 하기 위해 안테나 급전부를 구성하는 광대역 임피던스 변환기와 microstrip/slotline 천이부 및 테이퍼 슬롯에 대해 연구하였으며, CST를 이용한 FDTD 시뮬레이션과 펄스 상관식 유도를 통해 송신 펄스와 수신 펄스 사이의 펄스 충실도를 분석하였다. 제작된 두 안테나를 0.5 미터 이격시킨 후 송신 안테나에 대해 수신 안테나를 일정 빔 폭  $\pm 30^\circ$  이내에서 수신된 신호에 대해 펄스 충실도를 분석한 결과, 평균 93.89 % 정도의 양호한 데이터를 얻을 수 있었다. 유도된 펄스 충실도식은 테이퍼 슬롯 안테나를 구성하는 각 세부 단위에 대한 왜곡 분석이 가능하며, 분석된 데이터를 설계에 반영함으로써 안테나를 구성하는 개별 구성 단위에 대한 왜곡 최소화를 통해서 전체 안



(a) 송신 및 수신 펄스 파형  
(a) Tx & Rx pulse signal



(b) 펄스 충실도 계산 결과  
(b) Pulse fidelity for received signal

그림 14. 수신 안테나 펄스 충실도 @  $0^\circ$   
Fig. 14. Pulse fidelity for receiving antenna @  $0^\circ$ .

테나에 대해 최적 임펄스 전송이 가능한 안테나를 설계하는 것이 가능하다. 또한 Chirp Z-변환 알고리즘 유도를 통해서 나노 초 이하의 펄스 신호에 대해 zoom-in 기능을 부여함으로써 왜곡, 지연 및 분산 특성 분석이 가능하다.

## 참 고 문 헌

[1] Z. Ning Chen, X. H. Wu, and H. F. Li, "Con-

- siderations for source pulses and antennas in UWB radio system", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1739-1748, Jul. 2004.
- [2] P. J. Gibson, "The vivaldi aerial", *Proceedings of the 9th European Microwave Conference*, pp. 101-105, 1979.
- [3] X. Qing, Z. N. Chen, and M. Y. W. Chia, "Parametric study of ultra-wideband dual elliptically tapered antipodal slot antenna", *International Journal of Antennas and Propagation*, vol. 2008, Article ID 267197, 9 pages.
- [4] M. M. Zinieris, R. Sloan, and L. E. Davis, "A broadband microstrip to slot line transition", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 18, no. 5, pp. 339-342, Aug. 1998.
- [5] K. S. Yngvesson, T. L. Korzeniowski, Y. S. Kim, E. L. Kollberg, and J. F. Johansson, "The tapered slot antenna - A new integrated element for millimeter wave applications", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol. 37, pp. 365-374, Feb. 1989.
- [6] K. S. Yngvesson, D. H. Schaubert, T. L. Korzeniowski, E. L. Kollberg, T. T. Thungren, and J. F. Johansson, "Endfire tapered slot antennas on dielectric substrates", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. AP-33, pp. 1392-1400, Dec. 1985.
- [7] S. Katsuri, D. H. Schaubert, "Effect of dielectric permittivity on infinite arrays of single polarized vivaldi antennas", *IEEE Trans. Antennas Propagation*, vol. 54, pp. 351-358, Feb. 2006.
- [8] K. C. Gupta, R. Garg, and I. J. Bahl, *Microstrip Lines and Slotlines*, Artech House, Norwood, MA, 1979.
- [9] B. Schuppert, "Microstrip/slotline transitions: modeling and experimental investigation", *IEEE Trans. Microwave Theory and Tech.*, vol. 36, pp. 1272-1282, 1988.
- [10] Dong Mei Shan, Zhi Ning Chen, and Xuan Hui Wu, "Signal optimization for UWB radio systems", *IEEE Trans. Antennas & Propagation*, vol. 53, no. 7, pp. 2178-2184, Jul. 2005.
- [11] R. W. Klopfenstein, "A transmission line taper of improved design", *Proceedings of the IRE*, pp. 31-35, Jan. 1956.
- [12] J. Shin, D. Schaubert, "A parameter study of stripline-fed vivaldi notch-antenna arrays", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 47, no. 5, pp. 879-886, May 1999.
- [13] P. Piksa, V. Sokol, *Small Vivaldi Antenna for UWB*, Radioelektronika, 2005.
- [14] R. E. bode. Collin, "Theory and design of wide-band multisection quarter-wave transformer", *Proc. IRE*, vol. 43, pp. 179-185, Feb. 1955.
- [15] L. R. Rabiner, R. W. Schafer, and C. M. Rader, "The chirp z-transform algorithm", *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol. Au-17, no. 2, pp. 86-92, Jun. 1969.
- [16] G. D. Bergland, "A guided tour of the fast fourier transform", *IEEE Spectrum*, vol. 6, pp. 41-52, Jul. 1969.

고 영 목



1991년 2월: 광운대학교 전자공학부 (공학사)  
 1993년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학석사)  
 2006년 9월 ~ 현재: (주)디에스티 [주 관심분야] Radar System, UWB 시스템, 수치 해석

나 극 환



1981년 7월: 프랑스 ENSEEIHT 국립종합과학대학 (공학박사)  
 1981년 9월 ~ 1986년 12월: 광운대학교 전자공학과 부교수  
 1987년 1월 ~ 1988년 1월: 미국 COSMST 연구소 객원연구원  
 1988년 2월 ~ 현재: 광운대학교 전자공학과 교수

[주 관심분야] RF 및 마이크로파 통신시스템, 밀리미터파 통신 시스템, 수치 해석