IR-UWB 시스템 응용을 위한 시간- 및 주파수-영역에서의 엔티포달 비발디 안테나 성능 평가

Performance Evaluation of Antipodal Vivaldi Antenna in the Time- and Frequency-Domains for IR-UWB Systems Application

고 영 목 · 김 근 용 · 나 극 환

Young-Mok Koh · Keun-Yong Kim · Keuk-Hwan Ra

요 약

본 논문에서는 IR-UWB(Impulse Radio Ultra Wideband) 시스템 응용을 위한 엔티포달 비발디 안테나를 설계하고, 시간 및 주파수 영역에서 나노 초 단위의 초광대역 임펄스 신호 전송을 위한 IR-UWB 안테나 성능 평가를 수행하였다. 설계된 엔티포달 비발디 안테나는 저가 생산이 가능한 두께 1.6 mm, 유전율 $\epsilon_r=4.7$, $\tan\delta=0.002$ 인 FR-4 기판을 이용하여 제작하였다. 제작된 안테나는 무반사실에서 주파수 영역 파라메타인 반사 손실, Far 필드 방사 패턴을 측정하였다. 또한, 시간 영역에서 나노 초 단위의 임펄스 신호 전송에 따른 펄스 충실도 분석을 수행하여 UWB 대역에서 안정적으로 초광대역 신호 전송이 가능함을 증명하였다. 본 논문에서 설계/제작된 엔티포달 비발디 안테나는 낮은 왜곡과 양호한 방사 특성을 갖고, 나노 초 단위의 초광대역 임펄스를 방사 또는 수신할 수 있다.

Abstract

In this paper, we designed the antipodal vivaldi antenna for IR-UWB systems application and evaluated IR-UWB antenna performance for the ultra wideband impulse signal transmission in the time- and frequency-domain. The designed antipodal vivaldi antenna was fabricated using FR-4 substrate which thickness 1.6 mm, dielectric constant $\epsilon_r=4.7$ and $\tan\delta=0.002$. We measured the return loss, far field radiation pattern at the anechoic chamber in the frequency-domain. We also performed the pulse fidelity analysis in the time-domain using nano-second impulse signal transmission and demonstrated the feasibility of ultra wideband signal stable transmission in the UWB band. The designed and fabricated antipodal vivaldi antenna could be emitting and receiving the IR-UWB signal while preserving low pulse distortion and good radiation pattern in time- and frequency-domain.

Key words : Vivaldi Antenna, Antipodal Vivaldi Antenna, IR-UWB Antenna, Travelling Antenna, Pulse Fidelity

I. 서 론

UWB 기술은 1970년대 이후 무선 시스템에서 적용되어 왔으며, 2002년 미국 FCC에서 3.1~10.6 GHz

대역을 UWB 대역으로 허용한 이후 민수 분야와 군수 분야에서 다양한 개념의 UWB 장비 개발이 진행되고 있다^[1].

UWB 시스템에 사용되는 안테나는 광대역폭과

「본 논문은 2011년도 광운대학교 교내 학술연구비 지원에 의해 연구되었음.」

「본 연구는 민군 겸용 기술 개발 사업비 지원으로 수행되었음.」

광운대학교 전자공학과(Department of Electronic Engineering, Kwangwoon University)

· 논 문 번 호 : 20110830-093

· 교 신 저 자 : 고영목(e-mail : julius_koh@yahoo.co.kr)

· 심사일자 : 2011년 10월 11일 · 수정완료일자 : 2011년 12월 29일

대칭적인 빔 폭, 낮은 교차 편파, 낮은 펄스 왜곡 및 낮은 전파 지연을 갖도록 충분히 작은 크기로 설계가 가능해야 한다^{[1]~[3]}.

비발디 안테나는 1979년 P. J. Gibson이 빔이 형성되는 슬롯 부분을 지수 또는 선형 구조를 이용하여 점진적으로 테이퍼(taper)시킨 광대역 진행파 안테나(traveling wave antenna)로, 넓은 대역폭과 낮은 교차 편파 및 높은 지향성 패턴^{[4],[5]}으로 여러 UWB 무선 장치와 GPR(Ground Penetrating Radar), 벽 투과 레이더(through-wall radar), 항공기 SAR(Synthetic Aperture Radar) 및 전자전 장비 등을 포함한 다양한 무선 센서 분야에서 널리 사용된다^{[14],[15]}.

본 논문에서는 마이크로스트립 선로에 의해 급전되는 엔티포달 비발디 안테나를 설계하였으며, 안테나 제작을 위해 $\epsilon_r=4.7$, $\tan \delta=0.002$, 두께 1.6 mm인 FR-4 기판을 사용하였다.

안테나 설계는 FEM(Finite Element Method) 분석이 가능한 Ansoft사의 HFSS(High Frequency Structure Simulation)를 이용하여 최적화 하였으며, 시간 영역 신호인 나노 초 단위의 펄스 전송에 따른 안테나의 펄스 분산 특성을 분석하기 위해 FDTD(Finite Difference Time Domain) 분석이 가능한 CST Microwave Studio를 이용하여 가우시안 펄스 신호 여기를 통해 시간 영역 분석을 수행하였다.

제작된 안테나는 무반사실에서 이득, 방사 패턴, VSWR과 같은 주파수 영역 파라메타를 추출하여 시뮬레이션 결과와 비교하였으며, 3.1~10.6 GHz 대역에서 안테나 무선 링크 실험을 통해서 획득된 펄스 정보를 이용하여 펄스 충실도 분석을 통해, 방사되는 빔 폭 내에서 92 % 이상의 펄스 충실도를 갖고 안정적으로 초광대역 펄스 송/수신이 가능함을 증명하였다.

II. 엔티포달 비발디 안테나 설계

그림 1은 마이크로스트립 선로로 급전되는 엔티포달 비발디 안테나 구조이다. 접지면은 마이크로스트립 선로를 따라 Twin-Line 구조의 평행 전송 선로를 형성하며, 기판 양면의 금속 도체는 테이퍼 슬롯 개구 형성을 위해 서로 반대 방향으로 깔때기처럼 넓어진다.

그림 1. 엔티포달 비발디 안테나 구성도 및 E-필드
Fig. 1. Configuration of antipodal vivaldi antenna and E-field across radiating slot.

모든 테이퍼 슬롯은 반사를 감소시키기 위해 연속 천이를 갖는 지수, 타원 또는 선형 구조로 설계되며, 도체는 어느 정도의 두께를 갖고 기판 양면에서 방사체를 구성하며 그 사이에 슬롯 개구가 형성된다^[6]. 이러한 슬롯 구조에서 전계(electric field)는 그림 1 우측에서 볼 수 있듯이 마이크로스트립 선로 입력부와 연결된 상부 방사체에서 하부 방사체로 경사져 형성된다. 테이퍼 슬롯을 가로질러 형성된 전계는 기판 평면에 평행한 주 편파 성분과 기판 평면에 수직한 교차 편파 성분으로 구성된다^{[5],[7]}.

엔티포달 비발디 안테나는 방사하고자 하는 동작 주파수의 최소 주파수에 의해 안테나의 물리적인 크기가 결정된다. 일반적으로 파장은 주파수에 반비례하므로 최소 주파수에서 안테나는 가장 긴 파장의 신호를 전송할 수 있어야 한다^[15]. 따라서 유전체 기판에서 가장 긴 파장의 신호가 전송 가능하기 위해서는 안테나 길이(l_{ant})와 개구 슬롯 폭(W_{slot})는 다음 식을 만족하여야 한다^{[8],[15]}.

$$l_{ant} = \lambda_g = \frac{c_0}{f_{min} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

$$W_{slot} = \frac{l_{ant}}{2} = \frac{c_0}{2f_{min} \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2)$$

여기서, λ_g : 관내 파장 [m]

c_0 : 빛 속도 [m/s]

f_{min} : 최소 동작 주파수 [GHz]

ϵ_r : 기판 유전상수

식 (1)과 (2)에서 알 수 있듯이 엔티포달 비발디 안테나는 저주파수에서 공진 안테나로 동작하며,

물리적인 크기는 가장 낮은 동작 주파수 $f_{\min}$ 과 안테나 제작에 사용되는 기판 유전상수 ϵ_r 에 의해 결정된다. 따라서 식 (1)과 (2)를 이용하여 원하는 동작 대역폭에서 동작하기 위한 안티포달 비발디 안테나의 전체 크기를 구할 수 있다.

비발디 안테나에서 고주파수 성분은 천이부에서 불연속 구조와 날카로운 급속 모서리에서 반사 신호 증가로 인해 성능이 열화되므로, 테이퍼 선로는 반사 신호 감소를 위해 연속적인 천이가 가능한 지수 구조나 타원 및 선형 구조로 설계되어야 한다.

본 논문에서는 테이퍼 슬롯 설계를 위해 식 (3)과 같이 지수 증가율(exponential rate)이 R 인 지수 함수 구조를 이용하였다.

$$z = \pm Ae^{Rx} + B \quad (3)$$

여기서 A : scaling factor

B : offset

파라메타 A 와 B 는 테이퍼 시작 위치와 마지막 좌표로 결정되며, 안테나 정합과 방사효율에 큰 영향을 미친다^[8].

지수 증가율 R 은 전류가 집중된 테이퍼 가장자리 곡선을 결정하는데, 지수 증가율이 증가할수록 UWB 주파수 대역의 저역 동작 주파수 하한과 이득이 감소한다. 따라서 지수 증가율 R 값은 안테나 동작 대역폭과 이득 사이에 적절한 절충을 통해 결정하여야 한다.

본 논문에서는 안티포달 비발디 안테나가 UWB 동작 대역폭 3.1~10.6 GHz에서 시작 주파수인 3.1 GHz에서 적절한 방사 특성을 만족해야 하므로 하한 저주파수를 2.0 GHz로 설정하였다.

따라서 식 (1)과 (2)를 이용하여 구한 안테나 길이 l_{ant} 와 개구 슬롯 폭은 각각 $l_{ant}=64.6$ mm, 약 $W_{slot}=32.3$ mm가 된다.

지수 테이퍼 곡선의 시작 점과 마지막 점은 유전체 기판 위의 특성 임피던스와 슬롯라인 폭에 의해 결정된다. 슬롯의 시작 위치는 50 Ω 임피던스인 안테나 입력단의 마이크로스트립 선로 폭에 의해 결정된다. 따라서 식 (3)을 이용하여 안티포달 비발디 안테나를 구성하는 방사체의 안쪽 테이퍼는 $A=0.4$, $B=0.5$, 지수 증가율 $R=0.34$ 이며, 바깥 테이퍼는 $A=$

그림 2. 안티포달 비발디 안테나 테이퍼 설계
Fig. 2. Taper design of antipodal vivaldi antenna.

0.4, $B=-1.3$, 지수증가율 $R=0.088$ 로 하였을 경우 그림 2와 같이 설계된다.

마이크로스트립 선로에 입력된 고주파수 성분은 테이퍼 슬롯의 불연속 및 임피던스 부정합으로 인한 반사 신호 증가에 따라 광대역 성능이 열화되며, 임펄스 신호 전송시 양호한 펄스 분해능과 안정적인 이미지 특성화를 요구하는 GPR, 벽투과 레이더 등의 IR-UWB 시스템에서 펄스 왜곡을 유발하게 된다. 따라서 마이크로스트립 선로와 테이퍼 슬롯 사이에 연속적인 천이 특성을 갖고 광대역 특성의 선로 구현이 가능한 양면 평행 스트립 선로(double-sided parallel strip line)를 이용한다^[9].

양면 평행 스트립 선로 구조는 두 개의 동일한 마이크로스트립 선로로 구성되며, 평형 믹서와 양면 인쇄된 안테나 급전을 위한 평형 전송 선로로 사용되어 왔으며, 원형, 지수 및 선형으로 테이퍼된 다양한 광대역 천이 구조가 여러 문헌을 통해서 발표되었다^{[9],[11]}.

그림 3. 양면 평행 스트립 선로 구조
Fig. 3. Double-sided parallel strip line structure.

그림 4. 양면 평행 스트립 선로 시뮬레이션 구조
Fig. 4. Back to back configuration of double sided parallel strip line.

본 논문에서는 양면 평행 스트립의 동작 특성을 확인하기 위해 지수증가율 $R=0.34$ 인 지수함수로 테이퍼한 접지 스트립을 갖는 마이크로스트립을 입출력으로 하고, 중간에 양면 평행 스트립 천이를 갖는 구조를 그림 4와 같이 구성하여 HFSS를 이용하여 시뮬레이션하였다. 마이크로스트립 폭 W_m 은 특성 임피던스가 $Z_0=50 \Omega$ 으로, 접지면은 안티포달 비발디 안테나를 따라 한 쌍의 마이크로스트립 전송선로로 변환시키기 위해 서서히 테이퍼(taper)된다. 양면 평행 스트립 폭 W_p 와 마이크로스트립 폭 W_m 과의 관계는 식 (4)와 같다^[15]. 식 (4)에서 W_p 는 기판 유전체 두께에 대한 마이크로스트립 폭의 비가 점점 커질 때 마이크로스트립 선로 폭에서 점차 벗어나므로, 대역 특성과 반사 손실 등을 고려하여 적절한 절충점을 구해서 선택한다^[15].

$$Z_0 = \frac{\eta_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \left\{ \frac{W_p}{h} + \frac{1.0}{\pi} \ln 4 + \frac{\epsilon_r + 1.0}{2\pi\epsilon_r} \ln(a) + b \right\}^{-1} \quad (4)$$

여기서, W_p : 양면 평행 스트립 폭

h : 기판 유전체 두께

$$a = (\pi e^{(W_p + 0.94)/2})$$

$$b = (\epsilon_r - 1.0 / 2\pi\epsilon_r^2) \ln(e\pi^2 / 16.0)$$

$$\eta_0 = 377 \Omega$$

그림 5의 시뮬레이션 결과에서 양면 평행 스트립 선로는 전체 UWB 대역에서 삽입 손실이 작고 양호

그림 5. 양면 평행 스트립 선로 시뮬레이션 결과
Fig. 5. Simulation result of double-sided parallel strip line structure.

한 반사 손실을 유지함으로써 안정적인 천이 특성을 갖는다는 것을 알 수 있다. 시뮬레이션과 식 (4)를 이용하여 결정된 양면 마이크로스트립 폭과 길이는 각각 $W_p=2.8 \text{ mm}$, $L_p=5.7 \text{ mm}$ 이며, 특성 임피던스 $Z_0=50 \Omega$ 인 마이크로스트립 선로의 폭과 길이는 각각 $W_m=1.7 \text{ mm}$, $L_m=15 \text{ mm}$ 이다.

앞에서 설계한 안티포달 비발디 안테나의 방사부와 천이부 및 입력부를 조합 구성하여 HFSS로 시뮬레이션하였다. 상세 설계 규격은 표 1과 같으며, 시뮬레이션 결과는 그림 6과 같다.

그림 6. 안티포달 비발디 안테나 시뮬레이션 결과 3차원 방사 패턴

Fig. 6. Simulated 3D radiation pattern of antipodal vivaldi antenna.

표 1. 안티포달 비발디 안테나 설계 규격

Table 1. Specification of antipodal vivaldi antenna.

Items	Specifications	Remarks
Operating freq.	3.1~10.6 GHz	
Available pulse bandwidth	4 GHz [Max.]	Available pulse width : 250 ps
VSWR	< 2.0:1	
Impedance	50 Ω	
Peak gain	5~7 dBi	@ mid band
Beamwidth	$\pm 30^\circ$	@ mid band
Polarization	Linear	
Interface	SMA[F]	

시뮬레이션 결과, 테이퍼 슬롯 길이 l_{ts} 증가는 UWB 대역의 저역 차단 주파수를 낮춤으로서 대역 폭이 넓어지지만 안테나 길이가 증가하는 단점이 발생하며, 테이퍼 슬롯 개구 폭 W_{slot} 을 넓게 할 경우 대역폭이 좁아지며, W_{slot} 을 좁게 할 경우 방사 지향성이 열화되는 단점이 발생한다. 따라서 안티포달 비발디 안테나를 설계할 경우 각 부분의 모든 파라메타를 종합적으로 고려하여 최적의 동작 특성을 갖도록 하여야 한다.

III. 안티포달 비발디 안테나 제작 및 측정

3-1 주파수 영역 파라메타 측정 및 분석

그림 7(a)는 본 논문에서 설계/제작한 안티포달 비발디 안테나를 나타낸다. 안테나 입력단은 방사되는 전자기파에 대한 영향을 최소화 하고 시스템 장착이 용이하도록 50 Ω 임피던스의 마이크로스트립 선로를 이용하였으며, 방사부 임피던스와 부드러운 천이를 위해 이중평행 선(twin line) 천이 구조의 양면 평행 스트립 선로를 입력단과 테이퍼 슬롯 방사부 사이에 배치하였다. 테이퍼 슬롯 구조의 방사부 가장자리에서 반사를 감소시키고 방사부 표면 전류에 대해 매끄러운 전류 흐름 제공을 위해 슬롯 끝의 날카로운 모서리와 슬롯 안쪽 테이퍼를 원호로 부드럽게 마무리하였다.

그림 7(b)는 제작된 안티포달 비발디 안테나에 대해 전파 무반사실에서 측정한 이득 및 반사 손실($\text{dB}[S_{11}]$)을 시뮬레이션 결과와 비교한 것이다. 측정

(a) 안티포달 비발디 안테나 제작 사진

(a) Photo of fabricated antipodal vivaldi antenna

(b) 전송 파라메타 측정 및 시뮬레이션 결과 비교

(b) Comparison with measurement and simulation results of transmission parameter

그림 7. 안티포달 비발디 안테나 제작 및 분석

Fig. 7. Fabrication and analysis of antipodal vivaldi antenna.

결과와 설계 결과는 양호한 일치를 하였다.

그림 8은 제작된 안티포달 비발디 안테나에 대해 3, 6, 7, 9 및 11 GHz에서 측정한 E-필드와 H-필드 방사 패턴과 HFSS 시뮬레이션 결과를 비교하여 나타낸 것으로, E-평면의 3 dB 빔 폭은 6 GHz에서 약 $\pm 30^\circ$ 이며, H-평면의 3 dB 빔 폭 역시 약 $\pm 30^\circ$ 로 특정 섹터 방향으로 IR-UWB 신호 전송이 가능함을 알 수 있다.

3-2 시간 영역 파라메타 측정 및 분석

3-2-1 펄스 신호 충실도 및 왜곡 분석

나노 초 단위의 초광대역 펄스를 송/수신하는 IR-UWB 무선 시스템에서, 안테나의 시간 영역 특성은 설계 과정 중 중요하게 고려할 파라메타다.

본 논문에서는 설계 검증 단계에서 IR-UWB 안테

그림 8. 방사 패턴 비교(빨간색 점선: 시뮬레이션 결과, 파란색 실선: 측정 결과)

Fig. 8. Comparison of radiation pattern(dotted red line : simulation, solid blue line: measurement).

나의 시간 영역 성능 분석을 위해 FDTD(Finite Difference Time Domain)와 같은 시간 영역 해석이 가능한 CST Microwave Studio를 이용하였다. IR-UWB 안테나 시뮬레이션을 위해 여기 펄스는 미분을 하여도 파형 모양의 큰 변화가 없는 식 (5)와 같은 코사인 변조된 가우시안 펄스를 사용하였다. 코사인 변조된 가우시안 펄스는 스펙트럼으로 변환할 경우 DC 성분이 0 이고 FCC 규정 대역폭을 만족하는 매우 좁은 펄스폭을 갖도록 구현할 수 있다^[16].

$$g(t) = \cos(\omega_c t) \exp\left[-\left(\frac{t}{\tau}\right)^2\right] \quad (5)$$

여기서, ω_c : 중심 주파수

τ : 펄스 폭

그림 9. CST를 이용한 FDTD 시뮬레이션

Fig. 9. FDTD simulation using CST studio.

CST Microwave Studio를 이용한 안티포달 비발디 안테나의 시간 영역 특성 분석을 위해, 동일한 안테나 한 쌍을 그림 9와 같이 자유 공간의 Far Field에서 무선 링크 되도록 0.6 m 이격시켰다.

대부분의 시스템에서, 송신 신호 $S_{TX}(t)$ 와 수신 신호 $S_{RX}(t)$ 의 상대적인 차이는 상관 함수 $Corr_{TRX}(\tau)$ 로 표현된다.

$$Corr_{TRX}(\tau) = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{TX}(t) S_{RX}(t-\tau) dt \quad (6)$$

여기서 τ 는 시간 영역에서 두 신호의 상호 의존도를 나타내는 파라메타이며, 상관 함수 $Corr_{TRX}(\tau)$ 는 τ 뿐만 아니라 두 신호 모양과 크기에 의존한다. 이러한 상관 함수로부터 두 신호의 상호 의존도를 추정하는 것은 어려우며, 식 (7)과 같이 두 신호 상관 함수의 절대 값을 각 신호의 에너지로 나눈 값으로 두 신호 사이의 상관성을 비교할 수 있다. 이를 펄스 충실도(pulse fidelity)라 정의한다^{[12],[16]~[18]}.

$$F = \max_{\tau} \left(\frac{\left| \int_{-\infty}^{+\infty} s_{TX}(t) s_{RX}(t-\tau) dt \right|}{\sqrt{Corr_{TX}} \sqrt{Corr_{RX}}} \right) \quad (7)$$

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

여기서, $Corr_K$: 자기 상관 계수

K : TX 또는 RX

송신 임펄스 신호와 수신 임펄스 신호 사이의 유사성을 수치적으로 반영하는 펄스 충실도는 $0 \leq F \leq 1$ 값을 갖는다. 두 신호 파형이 왜곡이나 분산 없

이 완벽하게 일치할 경우, 펄스 충실도는 1의 값을 가지며, 이는 물리적으로 이격된 두 안테나가 신호를 전혀 왜곡시키지 않음을 의미한다.

일반적으로 UWB 안테나의 시간 영역 특성을 평가할 경우, 동작 대역폭 내에서 일정한 그룹 딜레이 성능을 제시하는 경우가 많다. 그룹 딜레이가 UWB 안테나의 시간 영역 특성을 평가하는 파라메타이기는 하지만, 이것은 전송 대역 내에서 전파 지연 특성이 일정하다는 것만을 나타내며, 펄스 신호의 진폭 왜곡 특성을 반영하지 않는다. 펄스 신호가 대기를 통해 전송될 경우, 왜곡은 시간 축 상의 펄스 분산과 진폭 축 상의 진폭 왜곡으로 나타나는데, 이 두 가지 특성을 반영하여 펄스 왜곡 정도를 판별하는 것이 펄스 충실도이다. 펄스 충실도를 이용한 신호의 왜곡 분석은 레이더의 신호 처리 분야 등에서 널리 사용되고 있으며, 이러한 펄스 충실도를 이용할 경우 임펄스 신호를 전송하는 UWB 안테나 설계 초기에 물리적인 변경이나 설계 오류로 인한 문제점을 쉽게 찾아낼 수 있으며, 설계에 바로 적용할 수 있다. 또한, 대기 중 전파 과정에서 초광대역에 걸쳐 임피던스 부합점 등으로 인한 왜곡 등을 쉽게 판별할 수 있다.

그림 9의 송, 수신 안테나 무선 링크 시뮬레이션에서 코사인 변조된 가우시안 펄스로 송신 안테나를 여기할 경우, 송신 안테나를 통해 자유 공간에 방사된 전파는 송, 수신 안테나의 물리적 구조로 인한 분산 특성과 자유 공간에서의 전파 감쇠로 인한 진폭 왜곡 및 시간 지연에 의해 신호가 왜곡되어 수신 안테나에서 출력된다.

그림 10의 시뮬레이션 결과로부터, 기준 신호인 송신 펄스 신호와 비교하여 수신 펄스 신호의 왜곡 정도를 육안으로 파악하기가 어렵다. 펄스 충실도 분석을 위해, 수신 안테나에서 수신된 미약한 펄스 신호를 송신 펄스 신호와 동일한 레벨로 증가시킨 다음 펄스 충실도 식 (7)을 이용하여 두 파형을 상관시킨다. 그림 10(b)는 두 신호에 대한 상호 상관 결과인 펄스 충실도 계산 결과로 각각의 펄스 신호의 자기상관 값과 비교하여 약 93 % 정도를 유지함을 알 수 있다.

주파수 영역에서 측정된 방사 패턴 분석 결과, 설계/제작된 엔티포달 비발디 안테나는 일정 빔 폭내

(a) 시뮬레이션 결과
(a) Result of simulation

(b) 펄스 충실도 계산 결과
(b) Calculation result for pulse fidelity

그림 10. 엔티포달 비발디 안테나 펄스 충실도 계산
Fig. 10. Calculation of pulse fidelity for antipodal vivaldi antenna.

그림 11. 수신 위치에 따른 시험 구성도
Fig. 11. Test setup for pulse fidelity according to receiving antenna location.

에서 전파 송/수신이 가능한 섹터 안테나로 사용이 가능하며, 따라서 일정 빔 폭 이내에서 나노 초 단위의 초광대역 신호 전송이 가능하여야 한다.

송신 안테나의 방사 빔 폭 내에 수신 안테나를 배치하여 안테나 위치에 따른 펄스 충실도 분석 수행을 위해 그림 11과 같은 테스트 셋업을 구성하였다.

초광대역 송신 신호는 표준 네트워크 분석 장치를 이용하여 식 (5)와 같은 코사인 변조 가우시안 펄스

스를 3.1~10.6 GHz 대역의 신호로 변조하여 송신 안테나에 인가하였으며, 수신 안테나로 사용되는 동일한 안테나를 반경 0.6미터 거리에서 송신 안테나 빔 폭 기준 $0 \pm 15^\circ$ (여기서 $n=0, 1, 2, 3$) 위치에 순차적으로 배치하면서 측정하였다.

그림 12는 그림 11의 테스트 셋업을 이용하여 수신된 펄스 신호(좌측)와 펄스 충실도 결과(우측)를 나타낸다. 수신 안테나의 $\pm 30^\circ$ 빔 폭 이내에서 펄스

그림 12. 수신 안테나 위치에 따른 펄스 충실도 측정 결과(@ 동작 주파수 : 3.1~10.6 GHz)

Fig. 12. Measurement result of pulse fidelity according to receiving antenna location(@ Operating freq. : 3.1~10.6 GHz).

충실도는 그림 10의 FDTD 시뮬레이션 결과를 이용한 충실도 분석 결과와 비교하여 거의 차이가 없으며, 그림 8의 방사 패턴 측정 결과에서 얻은 빔 폭과 동일한 결과를 얻을 수 있었다. 즉, 시간 영역에서 펄스 충실도 분석 결과, 제작된 안티포달 비발디 안테나는 $\pm 30^\circ$ 빔 폭 이내에서 평균 92 % 이상의 충실도를 얻을 수 있었으며, 방사 빔 폭을 벗어난 $\pm 45^\circ$ 이상의 빔 영역에서는 펄스 왜곡이 심하여 펄스 충실도 값이 각각 64 %와 76 %로 분석되어, 주파수 영역에서 측정된 E-필드와 H-필드 빔 폭이 시간 영역에서도 안정되게 유지됨을 알 수 있다. 따라서 제작된 안티포달 비발디 안테나는 시간 및 주파수 영역의 초광대역 신호 전송이 가능함을 알 수 있다.

IV. 결 론

본 논문에서는 임펄스 신호 전송이 가능한 안티포달 비발디 안테나를 설계하고, UWB 대역에서 나노 초 단위의 임펄스 신호를 송/수신할 경우 안테나 단에서 발생할 수 있는 왜곡을 펄스 충실도 식을 이용하여 분석하였다. 이러한 펄스 충실도 식을 안테나 설계 및 제작 단계에서 적용할 경우, 안테나를 구성하는 각 부분별 분석과 펄스 왜곡 최소화를 위한 최적화가 가능하고, 통합 구성시 최소의 펄스 왜곡을 갖는 안테나 설계가 가능하다.

안테나 설계는 주파수 영역 시뮬레이션이 가능한 HFSS를 이용하여 방사 패턴, VSWR 및 이득 등을 분석하였으며, FDTD 시뮬레이션이 가능한 CST Microwave Studio를 이용하여 시간 영역 펄스 파형 여기에 따른 펄스 왜곡을 분석하고 정량화 하였다.

설계된 안테나는 저가 제작이 가능한 FR-4 기판을 이용하여 제작하였으며, 무반사실에서 수행한 주파수 영역 측정을 통해서 섹터 안테나로서 일정 빔 폭 내에서 초광대역 신호의 안정적인 송/수신이 가능함을 확인하였다.

참 고 문 헌

[1] F. Jolani, G. Dadashzadeh, M. Naser Moghadasi, and A. Dadgarpour, "Design and optimization of compact balanced antipodal vivaldi antenna", *Progress in Electromagnetics Research C.*, vol. 9, pp. 183-

192, 2009.

[2] A. Z. Hood, T. Karacolak, and E. Topsakal, "A small antipodal vivaldi antenna for ultrawide-band applications", *IEEE Antennas and Wireless Propag. Letters*, vol. 7, pp. 656-660, 2008.

[3] N. Fourikis, N. Lioutas, and N. V. Shuley, "Parametric study of the co- and cross-polarisation characteristics of tapered planar and antipodal slotline antennas", *IEE Proc. H*, 140, (I), pp. 17-22, 1993.

[4] P. J. Gibson, "The vivaldi aerial", *Proc. 9th European Microwave Conf.*, (Brighton, UK), pp. 101-105, 1979.

[5] Li Tianming, Rao Yuping, and Niu Zhongxia, "Analysis and design of UWB vivaldi antenna", *IEEE Interna. Sympo. Microwave, Antenna Propag. & EMC Tech. for Wireless Comm.*, pp. 579-581, 2007.

[6] Homayoon Oraizi, Shahrokh Jam, "Optimum design of tapered slot antenna profile", *IEEE Trans., Antennas Propag.*, vol. 51, no. 8, pp. 1987-1995, Aug. 2003.

[7] J. D. S. Langley, P. S. Hall, and P. Newham, "Novel ultrawide-bandwidth vivaldi antenna with low crosspolarisation", *IEE Electronics Letters 11th*, vol. 29, no. 23, pp. 2004-2005, Nov. 1993.

[8] S. Wang, X. D. Chen, and C. G. Parini, "Analysis of ultra wideband antipodal vivaldi antenna design", *Loughborough Antennas and Propagation Conference*, pp. 129-132. Loughborough, UK., Apr. 2007.

[9] Sang-Gyu Kim, Kai Chang, "Ultrawide-band transitions and new microwave components using double-sided parallel-strips lines", *IEEE Trans., MTT*, vol. 52, no. 9, Sep. 2004.

[10] B. Climer, "Analysis of suspended microstrip taper baluns", *Proc. Inst. Elect. Eng., Pt. H*, vol. 135, pp. 65-69, Apr. 1988.

[11] C. Y. Ho, "New analysis techniques builds better baluns", *Microwave RF*, pp. 99-102, 1985.

[12] G. Quintero, A. K. Skrivervik, "Analysis of planar UWB elliptical dipoles fed by a coplanar stripline", *Proc., IEEE Conf., ICUWB2008*, vol. 1, pp. 113-116, 2008.

- [13] Ehud Gazit, "Improved design of the vivaldi antenna", *IEE Proc.*, Pt. H, vol. 135, no. 2, pp. 89-92, Apr. 1988.
- [14] Mohammad H. H. Agahi, H. Abiri, and F. Mohajeri, "Investigation of a new idea for antipodal vivaldi antenna design", *International Journal of Computer and Electrical Engineering*, vol. 3, no. 2, pp. 277-281, Apr. 2011.
- [15] G. Brzezina, L. Roy, and L. MacEachern, "Planar antennas in LTCC technology with transceiver integration capability for ultra-wideband applications", *IEEE Trans., MTT*, vol. 54, no. 6, pp. 2830-2839, Jun. 2006.
- [16] Z. Ning Chen, X. H. Wu, and H. F. Li, "Considerations for source pulses and antennas in UWB radio system", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 52, no. 7, pp. 1739-1748, Jul. 2004.
- [17] 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.
- [18] David Lamensdorf, Leon Susman, "Baseband pulse antenna techniques", *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 36, no. 1, pp. 20-30, Feb. 1994.

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 COS-MST연구소 객원연구원
 1988년 2월~현재: 광운대학교 전자공학과 교수

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

김 근 용

2008년 2월: 경동대학교 멀티미디어통신과 (공학사)
 2010년 2월: 광운대학교 전자공학과 (공학석사)
 2010년 2월~현재: 광운대학교 전자공학과 박사과정
 [주 관심분야] UWB Antenna, UWB

Radar, DSP