

논문 2012-49-10-10

UWB 안테나 링크 특성화를 위한 네트워크 분석기를 이용한 시간영역 측정 및 분석기술 연구

(Study of Time Domain Measurement and Analysis Technique Using
Network Analyzer for UWB Antenna link Characterization)

고 영 목*, 김 민 중*, 김 근 용*, 나 극 환*

(Young-Mok KOH, Jung-Min Kim, Keun-Yong Kim, and Keuk-Hwan Ra)

요 약

본 논문에서는 임펄스 신호를 방사하는 UWB 안테나의 링크 특성을 분석하기 위해 주파수영역에서 안테나 특성을 측정하기 위해 사용하는 네트워크 분석기를 이용한 시간영역 측정 및 분석기술에 대해 연구하였다. 이를 위해 네트워크 분석기에서 획득한 데이터를 줌-인(Zoom-In)이 가능한 시간영역으로 변환하기 위한 CZT(Chirp z -Transform) 알고리즘을 개발하였다. 개발된 CZT 알고리즘을 이용하여 주파수영역에서 각 안테나 링크에 대한 파형분석을 통해 표준이산푸리에 변환(Discrete Fourier Transform)보다 고속으로 변환이 가능하고 임의의 원하는 구간을 줌-인 함으로서 효율적으로 파형분석이 가능함을 증명하였다.

Abstract

In this paper, we studied the time-domain measurement and analysis techniques using a network analyzer for characterization UWB antenna link radiating impulse signal. For this purpose, we developed the CZT(Chirp z -Transform) algorithm which has characterized zoom-in function and transformed the acquired data from network analyzer to time domain format. Using the CZT algorithm, we proves that it would be better efficient and more faster than the DFT for analyzing the waveform and also be able to zoom-in the arbitrary region.

Keywords : UWB 안테나, Chirp Z-Transform, Pulse Fidelity, Antenna Dispersion, STFT

I. 서 론

초기 UWB 안테나 연구는 대부분 주파수영역에서 이득특성과 VSWR 및 방사패턴 등의 해석에 집중되어 왔다. 나노초 단위의 기저대역 펄스를 송·수신할 수 있는 안테나의 설계, 측정 및 평가는 기존의 협대역 개념을

이용하여 설명할 수 없다. GPR(Ground Penetrating Radar)과 UWB 무선통신과 같은 UWB 시스템의 지속적인 관심에 따라, 높은 비대역폭 신호를 송·수신하기 위한 광대역 안테나 효과를 특성화하는 것이 중요하다. 특히 광대역 안테나의 주파수중속 지연 특성 또는 시간영역 분산특성 측정은 매우 중요하다.

고전적인 전자기 이론에 따르면 방사패턴은 안테나에 대한 중요한 파라메타로서 방사된 전자기파의 에너지 분포, 위상 및 편파 정보를 포함한다. 대기(Air-interface)를 통해 나노초 단위의 시간영역 신호를 전송하는 UWB 안테나에 대한 이러한 고전적인 주파수영역 해석기법과 측정기술은 전파분산 등의 영향을 효

* 정회원, 광운대학교 전자공학과
(Department of Electronic Engineering,
Kwangwoon University)

※ 본 연구는 민군 겸용 기술 개발 사업비 지원으로
수행되었음.

접수일자: 2012년8월18일, 수정완료일: 2012년10월10일

과적으로 해석하는 것이 어려울 뿐 만 아니라, 물리적인 구조로 인한 성능열화 원인 파악조차 어렵게 한다.^[1]

따라서 초광대역 신호를 전송하는 UWB 안테나 링크에 대해 시간영역으로의 변환을 수행하고 임펄스 신호 전송에 따른 분산특성을 정량적으로 해석하기 위한 알고리즘 개발이 수반되어야 한다.

본 논문에서는 전통적인 주파수영역 측정 장비인 네트워크 분석기를 이용하여 두 안테나 링크에서 획득한 이산 스펙트럼 데이터를 CZT(Chirp z -Transform) 알고리즘^[2]을 적용하여 시간영역으로 변환하고, 이를 펄스 충실도와 시간-주파수 분석기술을 통해 UWB 안테나 링크에 대한 정량적인 분석과 시각적인 2차원 분석을 통해 안테나의 물리적인 분산효과를 분석하였다.

이 기술은 기존의 푸리에 역변환에서 0 삽입(zero padding)으로 인한 연산량 증가의 단점을 CZT 알고리즘 개발을 통해 개선함은 물론 임의의 원하는 구간을 원하는 해상도로 줌-인 할 수 있는 장점을 가지며, 펄스충실도 및 시간-주파수 분석기술과 연동되는 GUI(Graphic User Interface) 프로그램을 개발할 경우 기존 주파수영역 안테나 측정시설에 대한 구조적인 변경 없이 소프트웨어 변경만으로 시간영역 측정 및 해석이 가능할 것으로 판단된다.

구현된 측정 및 분석기술은 광대역 안테나 분산을 특성화하기 위해 시간영역 임펄스 응답 또는 주파수영역 측정 대안으로 사용할 수 있으며, 동일한 안테나 쌍으로 구성된 무선링크를 특성화함으로써, 비대칭 안테나 링크 특성을 예측하기 위해 이들 측정에서 추출한 특성값을 이용할 수 있다.

II. UWB 안테나 시간영역 링크 특성화

1. 선형 시 불변 임펄스 시스템

전통적인 협대역 안테나는 주파수영역에서 잘 정의되어 왔다. 이러한 협대역 안테나의 특성 파라메타는 안테나가 수 % 이내의 대역폭을 갖는 경우 보통 상수로 가정하여 해석을 간단하게 할 수 있다.

그러나 GPR과 임펄스 방사 안테나(Impulse Radiation Antenna) 및 토목공학용 비파괴 탐상 레이더(Non Destructive Testing Radar)와 같은 시간영역 시스템에서 사용되는 UWB 안테나는 고속의 임펄스로 여기(exciting)되며, 이 경우 안테나 해석에 있어 이득, 방

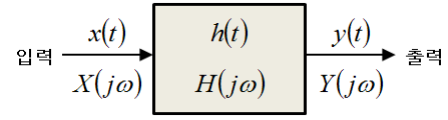


그림 1. 선형 시 불변 임펄스 시스템

Fig. 1. Linear time-invariant Impulse system.

사패턴, 입력 임피던스, 유효면적과 같은 고전적인 안테나 파라메타는 점차 강하게 주파수 종속된다.^[3]

본질적으로 UWB 안테나는 초광대역 특성을 갖는 임펄스 기술로 구현되며, 주파수 변화에 따라 이득과 빔 폭 등이 변하는 전통적인 주파수 종속 파라메타로 안테나 특성을 설명하는 것은 상당히 어렵고 불편하다. 따라서 UWB 안테나의 시간영역 파라메타인 링킹, 펄스 응답 폭 및 분산과 같은 과도응답을 설명하기 위해서는 안테나를 선형 시 불변(LTI : Linear Time Invariant) 시스템으로 모델링하여야 한다.^[4,5] 시간영역에서 선형 시 불변 시스템은 임펄스 응답으로 설명되며, UWB 안테나는 컨볼루션 적분을 이용하여 출력신호 $y(t)$ 에 대해 입력신호 $x(t)$ 를 관련시킨 임펄스 응답 $h(t)$ 로 특성화할 수 있다.

$$y(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau \quad (1)$$

여기서, $x(t)$: 입력신호

$y(t)$: 출력신호

$h(t)$: 임펄스 응답

식 (1)은 컨볼루션 연산자 $*$ 를 이용하여 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$y(t) = h(t) * x(t) \quad (2)$$

식 (2)의 주파수영역에서 대응되는 식은 푸리에 변환으로 다음과 같다.

$$Y(j\omega) = H(j\omega)X(j\omega) \quad (3)$$

여기서, $X(j\omega)$: $x(t)$ 의 푸리에 변환

$Y(j\omega)$: $y(t)$ 의 푸리에 변환

$H(j\omega)$: $h(t)$ 의 푸리에 변환

$$H(j\omega) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)e^{-j\omega t} dt \quad (4)$$

푸리에 변환에 의해 관련되는 $H(j\omega)$ 와 $h(t)$ 는 동일

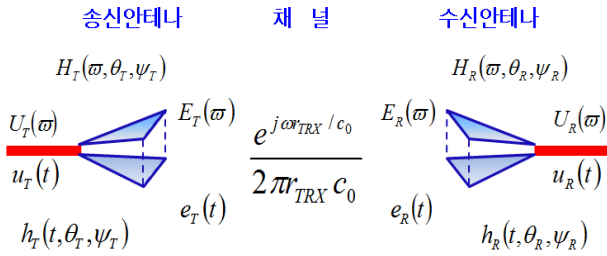


그림 2. 시간영역 및 주파수영역에서 UWB 안테나 링크 파라미터
Fig. 2. UWB antenna link parameters in time and frequency domain.

한 정보를 포함한다.

따라서 식 (2)에서 시스템 입력신호 $x(t)$ 를 디락 함수 $\delta(t)$ 로 대체할 경우, 출력신호는 $h(t)$ 가 되며, 이를 임펄스 응답이라 하고 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$y(t) = h(t) * \delta(t) = h(t) \quad (5)$$

여기서, $\delta(t)$: 디락 함수

그림 2는 시간영역과 주파수영역 설명을 위해, 자유공간에서 서로 파 필드에 위치하도록 r_{TRX} 만큼 이격시킨 동일한 두 안테나를 이용한 링크 구성이다. 송신안테나와 수신안테나로 구성된 링크를 기준으로 상부는 주파수영역 링크 설명을 위한 파라미터를, 하부는 시간영역 링크 설명을 위한 파라미터를 도시하였다.

파 필드는 IEEE Std 145-1983^[6]에서 "정규화된 각성분의 필드 분포가 안테나 영역의 규정된 점으로부터 거리에 독립인 필드영역"으로 정의한다. 이 영역에서 전력밀도는 r^{-2} 크기로 변하며, 이때 두 안테나 이격거리 r 은 다음과 같다.

$$r = \frac{2D^2}{\lambda} \quad (6)$$

여기서 D : 안테나 개구 크기, [m]

λ : 자유공간 파장, [m]

송신안테나 입력단자 특성임피던스 $Z_{C,T}$, 수신안테나 출력단자 특성임피던스 $Z_{C,R}$ 인 두 안테나의 이득이 $G(\omega, \theta, \psi)$ 이고, 이격거리가 r_{TRX} 인 안테나 링크에서 주파수영역과 시간영역 링크 설명을 위한 주요 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. UWB 안테나 링크 파라미터
Table 1. UWB Antenna link parameters.

주파수영역 파라미터			시간영역 파라미터		
표기	명칭	단위	표기	명칭	단위
$U_T(\omega)$	송신안테나 입력신호	V	$u_T(t)$	송신안테나 입력신호	V
$U_R(\omega)$	수신안테나 출력신호	V	$u_R(t)$	수신안테나 출력신호	V
$\vec{E}_T(\cdot)$	방사필드	V/m	$\vec{e}_T(\cdot)$	방사필드	V/m
$\vec{E}_R(\cdot)$	평면파입사 필드세기@ r	V/m	$\vec{e}_R(\cdot)$	평면파입사 필드세기@ r	V/m
$\vec{H}_T(\cdot)$	송신안테나 전달함수	m	$\vec{h}_T(\cdot)$	송신안테나 임펄스응답	m/ns
$\vec{H}_R(\cdot)$	수신안테나 전달함수	m	$\vec{h}_R(\cdot)$	수신안테나 임펄스응답	m/ns

2. 천이신호 방사

파 필드 영역에서, 송신안테나 입력단자에 여기된 신호가 $U_T(\omega)$ 이고, 자유공간 임피던스 $Z_0 = 120\pi[\Omega]$ 인 경우, 송신안테나에서 방사된 필드 \vec{E}_T 는 방사방향 (θ_T, ψ_T) 에 의존하며, 가역성 이론에 따라 주파수영역에서 다음과 같은 관계를 갖는다.^[7-9]

$$\frac{\vec{E}_T(\omega, r_{TRX}, \theta_T, \psi_T)}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2\pi r_{TRX} c_0} \exp\left(-j\omega \frac{r_{TRX}}{c_0}\right) j\omega \vec{H}_T(\omega, \theta_T, \psi_T) \frac{U_T(\omega)}{\sqrt{Z_{C,TX}}} \quad (7)$$

여기서, c_0 : 빛 속도

식 (7)에 대응하는 시간영역에서의 UWB 임펄스 방사 안테나 방사필드 식은 다음과 같다.

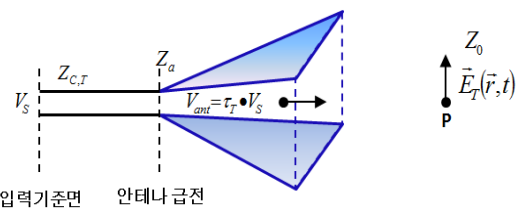


그림 3. 파 필드 영역에서 송신안테나 천이신호 방사
Fig. 3. Transition signal radiation of Transmitting antenna in the far field.

$$\frac{\vec{e}_T(t, r_{TRX}, \theta_T, \psi_T)}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{2\pi r_{TRX} c_0} \delta\left(t - \frac{r_{TRX}}{c_0}\right) * \vec{h}_T(t, \theta_T, \psi_T) * \frac{\partial}{\partial t} \frac{u_T(t)}{\sqrt{Z_{C,T}}} \quad (8)$$

식 (7)에서, 안테나 유효높이가 \vec{H}_T 인 유한한 크기의 송신안테나는 주파수 $\omega=0$ 인 신호, 즉 DC(Direct Current)를 방사할 수 없으며, 실제 송신안테나에서 방사된 파형의 전체 합은 0인 바이폴라 특성을 갖는다. 즉, 송신안테나는 방사되는 임의의 신호를 미분한다는 것을 알 수 있다.

식 (8)은 송신안테나의 방사필드세기 $\vec{e}_T(\cdot)$ 를 송신안테나 입력신호 $u_T(t)$ 와 송신안테나 임펄스응답 $\vec{h}_T(\cdot)$ 에 관련시킨 것이다. 여기서, 디락 함수 $\delta\left(t - \frac{r}{c_0}\right)$ 와의 컨볼루션은 유한한 빛 속도와 송·수신안테나 이격거리 r_{TRX} 로 인한 전파지연시간을 나타낸다. 따라서 송신안테나 임펄스응답 $\vec{h}_T(\cdot)$ 은 임의의 공간-시간 필터특성으로 나타낼 수 있다.

3. 과도응답신호 수신

안테나가 수신방향 (θ_R, ψ_R) 으로 편파된 평면파 필드 \vec{E}_R 를 수신하는 경우, 수신안테나 종단부하 $Z_{C,R}$ 을 가로질러 측정된 수신전압은 주파수영역에서는 식 (9)와 같이 수신안테나 정규화 유효높이 \vec{H}_R 와 평면파 입사필드 \vec{E}_R 의 선형조합인 $U_R(\cdot)$ 로 표현할 수 있으며, 시간영역에서는 식 (10)과 같이 두 독립 편파의 컨볼루션 합으로 표현할 수 있다.

$$\frac{U_R(\omega, \theta_R, \psi_R)}{\sqrt{Z_{C,R}}} = \vec{H}_R(\omega, \theta_R, \psi_R) \cdot \frac{\vec{E}_R(\omega, \theta_R, \psi_R)}{\sqrt{Z_0}} \quad (9)$$

$$\frac{u_R(t, \theta_R, \psi_R)}{\sqrt{Z_{C,R}}} = \vec{h}_R(t, \theta_R, \psi_R) * \frac{\vec{e}_R(t, \theta_R, \psi_R)}{\sqrt{Z_0}} = \frac{1}{\sqrt{Z_0}} [h_{n, \text{cpol}}(t, \theta_R, \psi_R) * e_{i, \text{cpol}}(t, \theta_R, \psi_R) +$$

$$h_{n, \text{xpol}}(t, \theta_R, \psi_R) * e_{i, \text{xpol}}(t, \theta_R, \psi_R)]$$

여기서, $h_{n, \text{cpol}}(\cdot)$: 정규화된 주 편파 임펄스 응답

$h_{n, \text{xpol}}(\cdot)$: 정규화된 교차 편파 임펄스 응답

$e_{R, \text{cpol}}(\cdot)$: 주 편파된 평면파 입사 필드

$e_{R, \text{xpol}}(\cdot)$: 교차 편파된 평면파 입사 필드

안테나의 선형 시 불변 특성으로 인해 수신안테나에 입사되는 모든 평면파는 중첩 가능하며, 따라서 수신안테나는 시간영역에서 정규화된 시간, 각 종속 임펄스 응답 $\vec{h}_R(\cdot)$ 또는 주파수영역에서 전달함수 $\vec{H}_R(\cdot)$ 로 특성화할 수 있다.

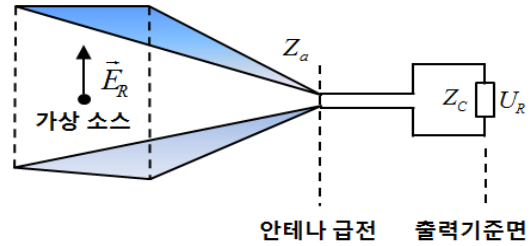


그림 4. 파 필드 영역에서 수신안테나 과도응답신호 수신

Fig. 4. Received the transition signal at the receiving antenna in the far field.

4. UWB 신호 링크

자유공간에서 서로 파 필드에 위치한 송·수신안테나 링크에서 수신안테나에 수신된 전압은 식 (7), (9)로부터 주파수영역 합성식 (11)를 유도할 수 있으며, 식 (8), (10)으로부터 시간영역 합성식 (12)를 유도할 수 있다.^[7~9]

$$U_R(\omega) = \sqrt{\frac{Z_{C,R}}{Z_{C,T}}} \vec{H}_R^T(\omega, \theta_R, \psi_R) \frac{\exp\left\{-j\omega\left(\frac{r_{TRX}}{c_0}\right)\right\}}{2\pi r_{TRX} c_0} \cdot j\omega \vec{H}_T(\omega, \theta_T, \psi_T) U_T(\omega) \quad (11)$$

$$u_R(t) = \sqrt{\frac{Z_{C,R}}{Z_{C,T}}} \vec{h}_R^T(t, \theta_R, \psi_R) * \frac{1}{2\pi r_{TRX} c_0} \delta\left(t - \frac{r_{TRX}}{c_0}\right) * \vec{h}_T(t, \theta_T, \psi_T) * \frac{\partial}{\partial t} u_T(t) \quad (12)$$

송신안테나와 수신안테나의 전기적 특성이 동일하다고 가정하면, 두 안테나의 전달함수는 동일한 특성임피던스로 정규화 되므로, $\vec{H}_T(\omega) = \vec{H}_R(\omega)$ 이고 $\sqrt{Z_{C,R}/Z_{C,T}} = 1$ 이 되며, 따라서 식 (11)은 다음 식과

같이 두 안테나 간 거리가 r_{TRX} 인 2 단자 회로로서 두 안테나 링크를 벡터 네트워크 분석기를 이용하여 측정할 수 있다.

$$\frac{U_R(\omega)}{U_T(\omega)} = j\omega \cdot [\vec{H}_T(\omega, \theta_T, \psi_T)]^2 \cdot H_{CH}(\omega) \quad (13)$$

$$\text{여기서, } H_{CH}(\omega) = \frac{1}{2\pi r_{TRX} c_0} e^{-j\omega \left(\frac{r_{TRX}}{c_0}\right)}$$

다중경로 페이딩 효과를 무시할 경우, $H_{CH}(\omega)$ 는 프리스 전송식에 의한 LOS(Line of Sight) 채널의 전달함수이다.

한 쌍의 동일한 안테나 링크에 대해 벡터 네트워크 분석기를 이용한 입·출력 관계는 $\frac{U_R(\omega)}{U_T(\omega)} = S_{21}(\omega)$ 와 같으므로 안테나 전달함수는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$H_T(\omega) = \sqrt{\frac{S_{21}(\omega)}{j\omega \cdot H_{CH}(\omega)}} \quad (14)$$

따라서 식 (14)로부터 UWB 안테나 임펄스 응답은 IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform)를 수행하여 구할 수 있다.^[10~11]

송·수신 안테나가 다를 경우, 앞에서 구한 송신안테나 전달함수 $H_T(\omega)$ 와 송·수신 안테나 사이의 $S_{21}^*(\omega)$ 를 이용하면, 식 (11)로부터 UWB 수신안테나 전달함수는 다음과 같다.

$$H_R(\omega) = \sqrt{\frac{S_{21}^*(\omega)}{j\omega \cdot H_T(\omega) \cdot H_{CH}(\omega)}} \quad (15)$$

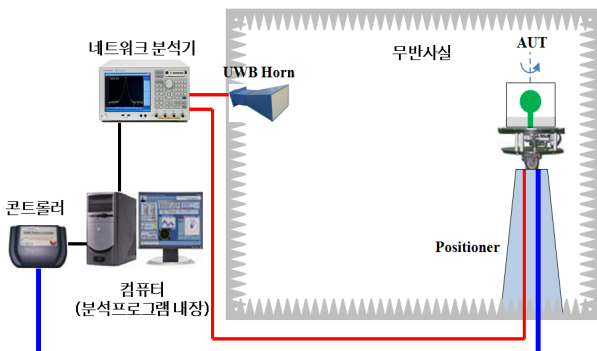


그림 5. 주파수영역 측정 셋업
Fig. 5. Antenna measurement setup in the frequency domain.

마찬가지 수신안테나 임펄스 응답은 식 (15)를 IDFT를 취하여 구할 수 있다.

5. 주파수영역 측정 시스템

전통적인 주파수영역 측정은 그림 5와 같이 무반사실에서 송·수신 안테나를 설치하고 반사손실, 방사패턴과 이득 등을 측정한다. 이러한 주파수영역 측정 방법을 통해서 임펄스 신호를 전송하는 시간영역 안테나인 UWB 안테나의 링킹, 펄스 폭 및 분산 등의 측정은 어렵다.

6. 시간영역 측정 시스템 구현

UWB 안테나와 같은 임펄스 방사 시스템에 대해 시간영역 특성을 분석하기 위한 측정 시스템은 그림 6과 같이 시간영역 신호 발생기인 펄스 제너레이터(Pulse Generator)와 시간영역 측정기인 샘플링 오실로스코프 및 컴퓨터를 이용하여 구현한다. 이러한 시간영역 측정 시스템은 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다.^{[12][13][14]}

첫째 UWB 신호의 시간영역 파형은 측정되는 과도 응답 파형과 비교하여 펄스폭이 나노초 단위의 매우 좁은 펄스로 주파수영역에서 넓게 확산되므로, 펄스 제너레이터는 UWB 대역의 잡음레벨과 비교하여 상대적으로 높은 스펙트럼 진폭을 제공하여야 한다.

둘째, 송신안테나(혼안테나)에서 방사된 펄스 파형은 수신안테나(AUT)에서 중첩 없이 적절한 시간 윈도우 내에서 측정되어야 하는데, 그림 6의 시간영역 측정 셋업에서 사용되는 전송선로 길이로 인해 펄스 제너레이터에서 발생하는 펄스와 수신안테나에서 측정되는 과도 응답 펄스 파형 사이에 불가피한 중첩이 발생하며 이로

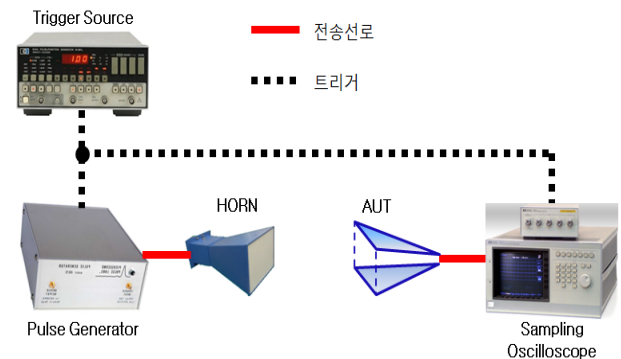


그림 6 시간영역 측정 셋업
Fig. 6. Antenna measurement setup in the time domain.

인해 측정 정확도가 떨어진다. 이 현상을 방지하기 위해 측정되는 과도응답 펄스파형보다 펄스 제너레이터에서 발생된 펄스 전파(傳播)시간이 느려지도록 지연선로를 사용하여야 한다. 지연선로는 광대역 TEM (Transverse Electro-Magnetic)모드로 동작하는 전송선로로 매우 정밀하게 구성하여야 하며, 반사계수가 낮아야 한다. 특히 시간영역 레이더에서 사용하기 위한 안테나의 경우 이러한 과도응답 펄스파형 중첩으로 인해 해석과 설계가 불완전하게 이루어질 경우 시스템 동작에 상당한 문제를 일으킨다. 따라서 전송펄스 지연을 통해 수신안테나에서 과도응답에 대한 정확한 해석이 이루어지도록 해야 한다.

셋째, UWB 신호의 과도응답 측정을 위한 샘플링 오실로스코프는 수십 피코초(pico-second)의 매우 좁은 샘플 게이트를 갖는 Sample & Hold 회로로 생각할 수 있으며, Hold 주기는 펄스 제너레이터 주기와 같아야 한다. 샘플 게이트는 측정되는 파형을 따라 증가하면서 스캔하여야 하며, 규정된 시간위치에서 Sample & Hold 전압은 LPF(Low Pass Filter)를 이용하여 평활하게 한 다음 컴퓨터 입력에 적합한 디지털 신호로 변환한다. 샘플링 주파수는 UWB 상한 주파수인 10.6GHz의 2배 이상의 주파수에서 동작하여야 하므로 최소한 25GHz 이상의 주파수로 파형측정이 가능하여야 한다.

따라서 시간영역 링크 시스템 측정을 위한 테스트 셋업은 최소한 상기 세 가지 조건을 충족하여야 하며, 이를 위해서는 나노초 단위의 초광대역 저잡음 신호 발생이 가능한 펄스 제너레이터와 송신펄스신호와 수신된 과도응답 펄스신호 사이에 중첩을 피하기 위한 정교한 초광대역 시간지연선로 구현 및 수십 피코초 단위의 매우 좁은 샘플 게이트로 동작하는 고속 샘플링 오실로스코프로 구현하여야 하며, 또한 별도의 측정시설과 캘리브레이션 기술이 요구되며, 이로 인한 비용부담이 만만치 않다.

본 논문에서는 UWB 안테나를 설계단계에서부터 측정단계까지 최적의 임펄스 신호 송·수신을 위한 UWB 안테나 측정에 적합한 시간영역 측정 시스템을 구축하기 위해 상기 내용과 같은 전문적인 시간영역 측정시스템 구비와 캘리브레이션 기술 적용을 통한 방법을 지양(止揚)하고 전통적인 주파수영역 측정 장비인 네트워크 분석기를 이용하여 UWB 안테나의 시간영역 파라미터를 측정 및 분석하기 위한 측정 시스템을 구현한다.

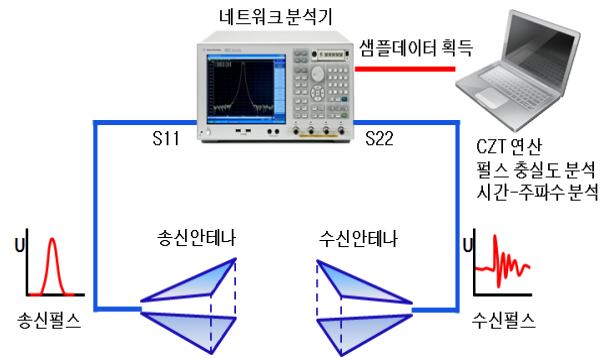


그림 7. 네트워크 분석기를 이용한 시간영역 측정셋업
Fig. 7. Time domain measurement setup using network analyzer.

일반적으로 네트워크 분석기는 주파수영역 파라미터를 측정 및 분석하기 위해 사용한다. 안테나와 같은 선형 네트워크 시스템의 시간영역 응답은 주파수영역 응답을 완벽하게 알고 있는 경우 이론적으로 예측이 가능하며, 이러한 예측을 위해 일반적으로 푸리에 변환을 이용한다.

최신 컴퓨터 제어 기술을 적용한 네트워크 분석기는 매우 짧은 시간에 0Hz에서 50GHz까지의 스펙트럼 대역에 대해 네트워크 응답 측정이 가능함은 물론 컴퓨터 연산처리를 위해 이산스펙트럼 데이터를 저장할 수 있다. 이러한 네트워크 분석기를 통해 시간영역 파라미터를 분석하기 위해서는 주파수영역 파라미터를 시간영역 파라미터로 변환하고 변환된 시간영역 파라미터에 대해 링킹과 펄스 폭 및 분산 등의 정량적, 도시적 해석이 가능한 알고리즘을 개발하여야 한다.

일반적으로 네트워크 분석기는 광대역 RF 신호를 이산신호(Discrete Signal)로 송신하고 수신하는 것이 가능하다. 따라서 송·수신 링크를 위해 두 개의 동일한 UWB 안테나 링크를 그림 7과 같이 구현하고 샘플 값을 네트워크 분석기에서 설정한 후 이를 시간영역 신호 해석을 위한 임펄스 신호로 변환하여 해석을 원활히 할 수 있다.

이를 위해 UWB 안테나 링크를 통해 네트워크 분석기에서 획득된 샘플신호에 대해 기존의 IDFT의 연산량 증가로 인한 연산시간 단축과 줌-인(Zoom-In) 기능을 제공하기 위해 CZT(Chirp z -Transform) 알고리즘을 구현하며, 안테나 구조로 인한 왜곡과 대기의 물 분자 등으로 인한 지연특성 등의 분석을 통해 안테나 왜곡을 정량적으로 해석하기 위한 펄스충실도(Pulse Fidelity)

와 펄스분산 효과를 2차원 평면상에서 시각적으로 표현하기 위해 시간-주파수 분석기술을 이용한다.

7. CZT(Chirp z -Transform)

네트워크 분석기를 이용하여 두 개의 동일한 UWB 안테나 링크를 통해 획득한 UWB 스펙트럼 신호를 시간영역 신호해석을 위한 임펄스 신호로 변환하고, 시간영역으로 변환된 임펄스 신호의 링킹, 펄스 폭 및 분산 등의 특성을 분석하기 위해 변환된 신호에 대한 줌-인(Zoom-In) 기능을 갖는 CZT 알고리즘을 구현하였다.

CZT는 z -변환의 일종으로, 1960년대 말 레이더 신호 처리에 응용하기 위해 래비너(Lawrence R. Rabiner)등이 개발한 알고리즘^[2]으로, 전체 나이퀴스트 주파수 스펙트럼보다 좁은 주파수 대역 내의 신호에 대한 피크 응답을 정밀하게 관찰할 수 있다. 즉 전체 나이퀴스트 주파수 스펙트럼 내의 임의의 구간을 줌-인 함으로서 신호를 정밀하게 관찰할 수 있다.

일반적으로 컴퓨터는 무한급수를 더할 수 없고 유한한 개수의 하모닉 만을 취급할 수 있다. 따라서 컴퓨터 처리가 가능한 유한한 개수의 샘플 처리된 이산 스펙트럼 데이터를 획득하기 위해, 주파수 범위 50MHz~20GHz에서 사용 가능한 HP8720D Automatic Network Analyzer를 사용한다.

먼저 네트워크 분석기를 주파수 범위 3.1~10.6GHz에서 401개 주파수 성분을 갖도록 캘리브레이션을 한다. 기본 주파수는 18.75MHz가 되며 가장 낮은 하모닉 번호 N_0 주파수는 3.1GHz, 가장 높은 하모닉 번호 N_{400} 주파수는 10.6GHz가 된다. 따라서 네트워크 분석기에서 출력된 이산 스펙트럼 데이터는 샘플간격이 T 일 때 $f_0(nT)$ 가 되며, 18.75MHz의 동일한 주파수 간격을 갖는 401개의 응답샘플로 구성되며, 표준 이산 푸리에 변환(DFT : Discrete Fourier Transform)으로 표현하면 다음 식과 같다.

$$F_0(k\omega) = T \sum_{n=0}^{N-1} f_0(nT) e^{-jnk\omega T} \quad (16)$$

$\omega = 2\pi/NT$ 인 경우에

$$F_0(k\omega) = T \sum_{n=0}^{N-1} f_0(nT) e^{-j2\pi nk/N} \quad (17)$$

여기서, $k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$

표준 이산 푸리에 변환을 이용할 경우, 측정신호의 스펙트럼 정밀도는 내삽(Interpolation) 정밀도에 의존한다. 이러한 내삽은 샘플링된 측정신호에 0을 적절히 삽입(padding)하여 달성하는데, 주파수 대역이 제한된 전체 나이퀴스트 주파수에 대해 매우 정밀한 주파수 간격이 필요할 경우 엄청난 양의 0 삽입(zero padding)이 불가피하며, 전체 나이퀴스트 주파수 스펙트럼의 일부 구간만을 정밀하게 관측하는 것과 비교하여 신호처리 연산량을 크게 증가시키고 이로 인해 연산처리 속도가 느려지는 단점이 발생한다.

반면, CZT는 임의의 관측구간에 대해 정밀한 간격의 주파수를 갖도록 계산할 경우, 0 삽입으로 인한 연산량 증가와 같은 DFT의 본질적인 문제가 없다. 즉, 단위원을 따라 연산하는 DFT와는 달리 CZT는 샘플된 입력 시퀀스에 대해 그림 8과 같이 z -평면에서 나선을 따라 형성된 점들을 계산하기 위해 z -변환을 한다.

$$X(z_k) = \sum_{n=0}^{N-1} x_n z_k^{-n} \quad (18)$$

여기서, $k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$

변수 z 에 대한 해석을 위해, z -평면에서 다음과 같은 등고선을 선택한다.

$$z_k = A W^{-k}, \quad A = A_0 e^{i\theta_0}, \quad W = W_0 e^{i\theta_0} \quad (19)$$

여기서, $k \in \{0, 1, \dots, M-1\}$

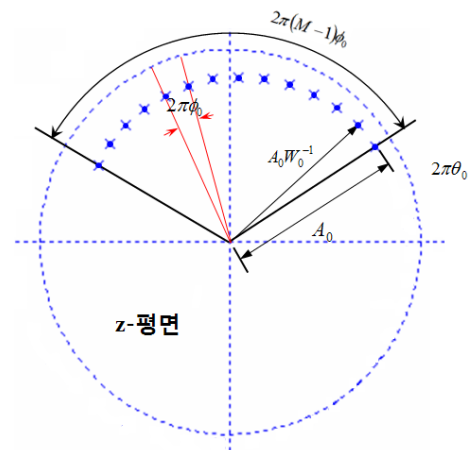


그림 8. z -평면 나선 등고선
Fig. 8. z -Plane Spiral Contour.

식 (19)에서 A와 W는 모두 단위 크기의 복소지수 스칼라 값으로, A는 단위원 상에서 시작위치, W는 등고선 상에서 점들 사이의 비, M은 변환 길이이다.

이 등고선은 원점으로 부터 거리 A_0 , 수평축으로부터 변위 각 θ_0 인 $z = A$ 에서 시작한다. 등고선은 각도 샘플간격이 ϕ_0 인 원($W_0 = 1$ 인 경우)과 안쪽으로 향하는 나선($W_0 < 1$ 인 경우) 또는 바깥으로 향하는 나선($W_0 > 1$ 인 경우)으로 구분된다.

스펙트럼 줌은 전체 주파수 스펙트럼 중 일부에 대해

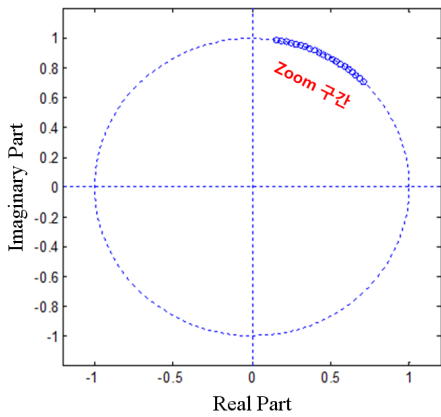
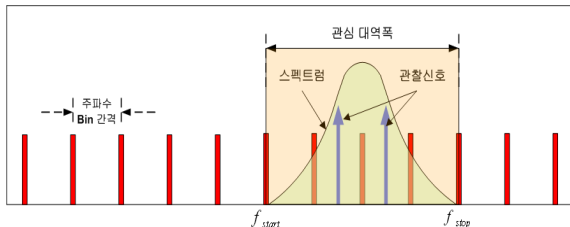
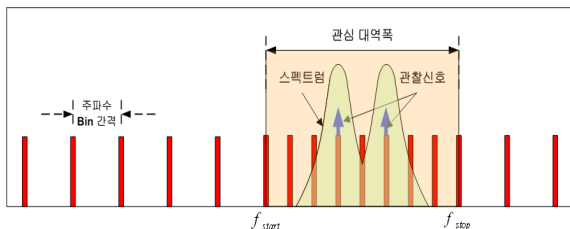


그림 9. z-평면에서 줌 구간 설정
Fig. 9. Set-up the zoom-in section in the z-Plane.



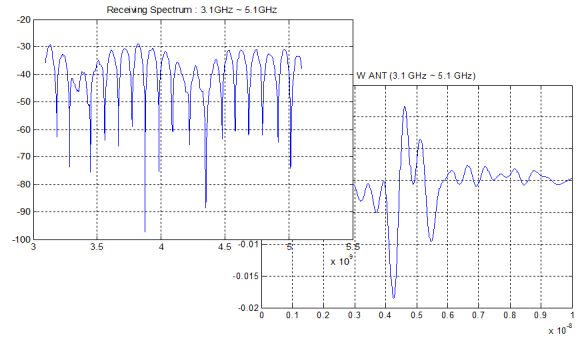
(a) 푸리에 변환 분해능
(a) Resolution of Fourier Transform.



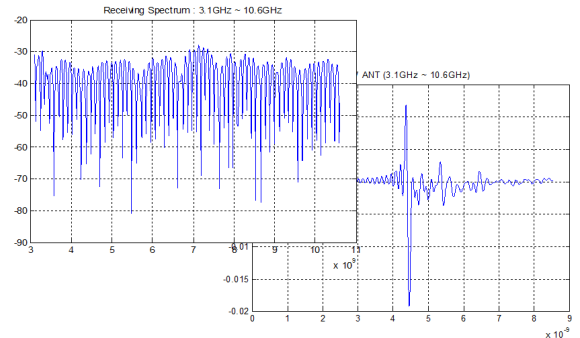
(b) CZT 분해능
(b) Resolution of CZT.

그림 10. 푸리에 변환과 CZT의 분해능 비교
Fig. 10. Comparison of Resolution of Fourier Transform with Resolution of CZT.

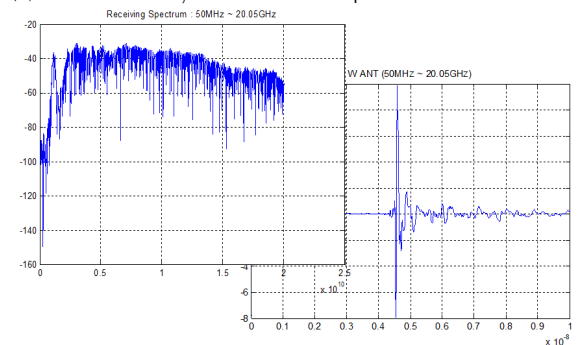
서만 수행하므로, CZT를 단위원 영역에 제한시킨다. 따라서 그림 9와 같이 시작위치가 A이고 종단위치가 $(M-1) \times W$ 인 줌 구간을 단위원 상에 설정할 수 있다. 줌 구간은 단위원 상의 일부 구간에서 등간격의 점 또는 1회 이상 회전된 단위원 상의 점들로 구성되며,



(a) 3.1~5.1GHz, 샘플 수=401
(a) 3.1~5.1GHz, number of samples=401.



(b) 3.1~10.6GHz, 샘플 수=401
(b) 3.1~10.6GHz, number of samples=401.



(c) 50MHz~20GHz, 샘플 수=401
(c) 50MHz~20GHz, number of samples=401.

그림 11. 네트워크 분석기 측정 스펙트럼 및 CZT 연산 결과 (좌) 주파수영역 스펙트럼 (우) 시간영역 펄스 파형

Fig. 11. Measured spectrum using network analyzer and CZT results.
(Left) Spectrum in the Frequency Domain.
(Right) Pulse waveform in the Time Domain.

이들은 각각 나이퀴스트 주파수 스펙트럼의 일부와 전체 나이퀴스트 주파수 스펙트럼 또는 부분 중복된 나이퀴스트 주파수 스펙트럼에 대응한다.

CZT 알고리즘 구현 시 줌 구간 정밀도는 임의로 정의할 수 있으며, 이러한 스펙트럼 줌이 임의의 점에서 시작하고 임의의 점에서 끝나기 때문에, 원하는 위치에 0 삽입을 통한 내삽으로 스펙트럼 줌을 계산하는 DFT와 비교하여 샘플 데이터에서 바로 계산이 가능하며 더 정밀한 방법이다.^[2, 15]

그림 10은 동일한 샘플 신호에 대해 푸리에 변환과 CZT 변환된 스펙트럼에 대해 관심 대역폭 내에서 두 신호를 관찰하고자 할 때 분해능을 비교한 것이다. 그림 10a의 푸리에 변환의 경우 관심 대역폭 내에서 스펙트럼은 두 신호를 적절하게 분해하지 못하고 하나의 커다란 스펙트럼 표시하는 반면 그림 10b에서는 관심 대역폭 내에 존재하는 두 신호를 명확하게 구분할 수 있음을 알 수 있다.

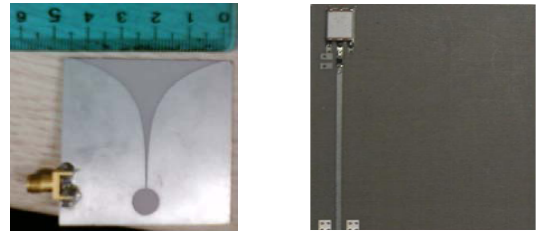
그림 11은 두 개의 동일한 안테나 링크를 통해 네트워크 분석기로 측정하여 401개의 샘플신호로 표현한 주파수 스펙트럼과 CZT 알고리즘을 이용하여 시간영역 신호로 변환한 것이다. 그림 11a는 3.1GHz~5.1GHz의 신호에 대한 표현이며 그림 11b는 3.1GHz~10.6GHz의 신호에 대한 표현이고 그림 11c는 50MHz~20.0GHz의 신호에 대한 표현이다.

III. 시간영역 파라메타 측정 및 분석

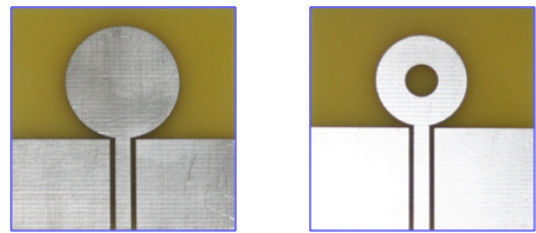
안테나 링크는 대칭구조으로, 동일한 송·수신 안테나를 사용하였다. 이 링크에서 안테나의 주파수 종속 분산특성 추출이 가능하다. 즉 각각의 안테나가 총 주파수 종속 분산특성의 1/2 정도 기여하므로, 안테나 링크를 이용하여 추출된 주파수 종속 분산특성을 통해, 서로 다른 송신 및 수신안테나로 구성된 비대칭 링크 특성을 예측할 수 있다.

주파수 종속 분산특성을 분석하기 위해 그림 12와 같이 테이퍼 슬롯 안테나(TSA : Taper Slot Antenna)와 무지향성 상용 칩 안테나(3100AT51A7200, Johanson Technology) 및 두 종의 CPW(Co-planar Waveguide) 급전 무지향성 안테나 OM#1과 OM#2를 제작하여 구성된 링크를 이용하였다.

먼저 대칭적인 TSA 링크에 대해 Chirp z-변환을 통



(a) 테이퍼 슬롯 안테나
(a) Taper slot Antenna
(b) 무지향성 칩 안테나
(b) Omni chip Antenna



(c) CPW 급전 무지향성 안테나 #OM1
(c) CPW-fed Omni Antenna #OM1
(c) CPW 급전 무지향성 안테나 #OM2
(c) CPW-fed Omni Antenna #OM2

그림 12. 제작된 UWB 안테나
Fig. 12. Fabricated UWB Antenna.

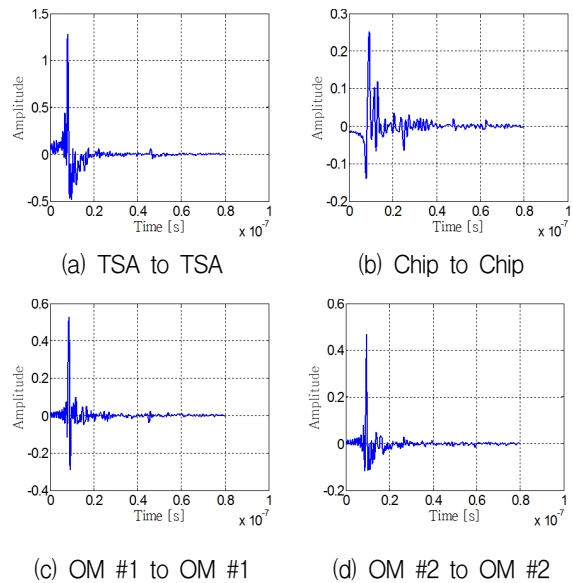
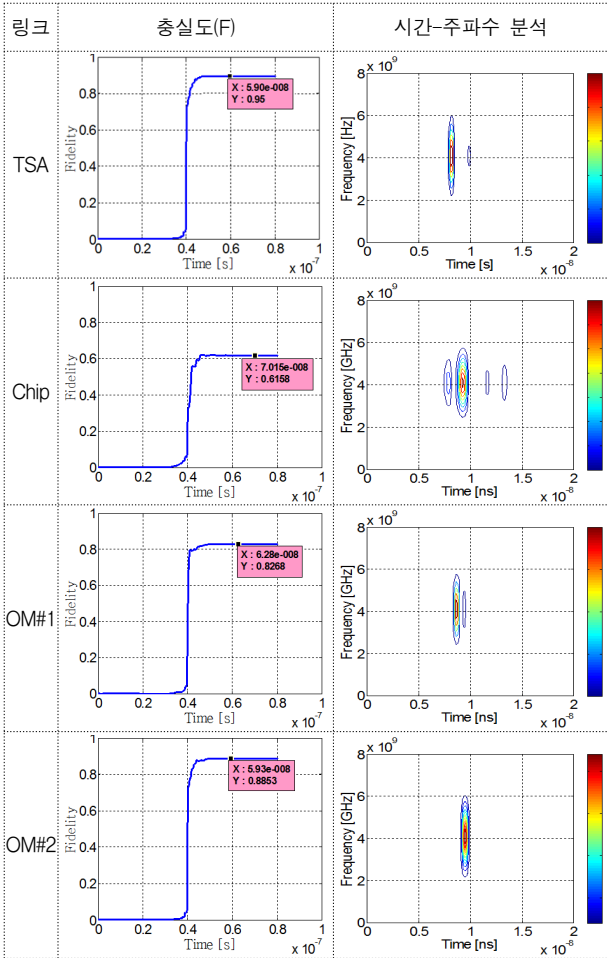


그림 13. 네트워크 분석기를 이용한 안테나 링크 Chirp z-변환 결과 펄스 파형
Fig. 13. Chirp z-Transform's result of antenna links using network analyzer.

해 구한 임펄스 응답은 그림 13(a)와 같으며, 각각의 무지향성 안테나 링크 응답은 그림 13(b), 13(c), 13(d)와 같다. 이 링크에서 측정된 펄스분산은 표 2와 같다. 표 2

표 2. 각 UWB 링크에 대한 측정 및 분석된 분산파형 결과

Table 2. Measured and analyzed dispersion waveform results for each UWB antenna Link.



에서 펄스충실도(F)^[16-17]는 각 안테나 링크에 대해 계산한 값으로, 기준안테나로 사용되는 TSA가 0.93로 가장 양호하며, 상용 칩 안테나의 경우 0.6158로 충실도가 가장 낮다. 또한 UWB 대역에서 설계된 2종의 CPW 급전 무지향성 안테나는 각각 펄스충실도가 0.8268, 0.8853으로 비교적 양호한 결과를 얻을 수 있었다. 이러한 결과는 시간-주파수 분석^[18-19] 결과에서도 확연하게 나타나는데, TSA 링크의 경우 시간 축 상으로 펄스분산 현상이 가장 적은 반면 충실도 값이 가장 작은 칩 안테나의 경우 펄스가 시간 축 상으로 가장 많이 분산되는 것을 확인할 수 있다. 이것은 그림 13(b) CZT 결과 파형에서도 확인이 되고 있다.

IV. 결론

본 논문에서는 UWB 안테나를 설계단계에서부터 측정단계까지 최적의 임펄스 신호 송·수신을 위한 UWB 안테나 링크 측정 및 분석에 적합한 시간영역 측정 시스템을 구축하기 위해 네트워크 분석기를 이용한 방법에 대해 연구하였다.

이를 위해, 네트워크 분석기를 이용하여 UWB 안테나 링크를 통해 획득한 UWB 스펙트럼 신호를 시간영역 신호해석을 위한 임펄스 신호로 변환하고 변환된 신호에 줌-인 기능을 갖는 CZT 알고리즘을 구현하였다.

UWB 안테나 4 종(TSA 안테나, 상용 무지향성 칩 안테나, CPW 급전 무지향성 안테나 2종)을 이용하여 무반사실 링크에 대해 네트워크 분석기를 이용하여 측정된 데이터를 분석한 결과 DFT를 이용한 결과보다 임의의 구간에서 신호에 대한 줌-인이 가능하고 원하는 신호 구간에 대해서 정밀 분석이 가능하였다.

임펄스 신호분석이 가능한 펄스충실도, 시간-주파수 분석 기술을 접목하여 하나의 GUI로 개발할 경우 시간영역 안테나 또는 링크 시스템에 대한 정밀 측정에 매우 유용하리라 판단된다.

참고 문헌

- [1] M. Kulesh, M. Holschneider, M. S. Diallo, Q. Xie, and F. Scherbaum, "Modeling of wave dispersion using continuous wavelet transforms", *Pure App. Geophy.*, vol. 162, no. 5, pp. 843-855, 2005.
- [2] 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.
- [3] E. G. Farr and C. E. Baum, "Extending the Definitions of antenna gain and Radiation Pattern into the Time Domain," *Sensor and Simulation Notes*, note 350, 1992.
- [4] E. G. Farr, "A Standard for Characterizing Antenna Performance in the Time Domain(With Corrections)," *Sensor and Simulation Notes*, note 555, Sep. 2011.
- [5] B. Scheers, M. Acheroy, and A. V. Vorst, "Time-domain simulation and characterisation of TEM horns using a normalised impulse response," *IEE Proceedings-Microwaves*,

- Antennas and Propagation*, vol. 147, no. 6, pp. 463 - 68, 2000.
- [6] IEEE Std 145-1983, "IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas," IEEE, NY, USA
- [7] C. E. Baum, "General properties of antennas," *Sensor and Simulation Notes*, note 330, Directed Energy Directorate, Air Force Research Laboratory, Kirtland, NM, USA, 1991.
- [8] M. Kanda, "Time domain sensors for radiated impulsive measurements," *IEEE Trans. Antennas Propagat.*, vol. 31, no. 3, pp. 438 - 44, 1983.
- [9] J. Kunisch and J. Pamp, "UWB radio channel modeling considerations," in *Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications (ICEAA '03)*, pp. 277 - 84, Torino, Italy, September 2003.
- [10] G. D. Bergland, "A guided tour of the fast fourier transform," *IEEE Spectrum*, vol. 6, pp. 41-52, Jul. 1969.
- [11] S. L. Marple Jr., "Computing the discrete-time 'Analytic' signal via FFT", *IEEE Trans. Signal Processing*, vol. 47, pp. 2600-2603, Sep. 1999.
- [12] A. M. Nicolson, "Broad-band microwave transmission characteristics from a single measurement of the transient response", *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. IM-17, no. 4, pp. 395-402, Dec. 1968.
- [13] Marion E. Hines, Harold E. Stinehelfer, "Time domain oscillograph microwave network analysis using frequency domain data", *IEEE MTT*, vol. MTT-22, no. 3, pp. 276-282, Mar. 1974.
- [14] A. M. Nicolson, C. Leonard Bennett, JR., David Lamensdorf, and Leon Susman, "Applications of timedomain metrology to the automation of broad-band microwave measurements", *IEEE MTT*, vol. MTT-20, no. 1, pp. 3-9, Jan. 1972.
- [15] L. R. Rabiner and B. Gold, *Theory and Application of Digital Signal Processing*, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, pp. 393-399, 1975.
- [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] J. B. Allen, L. R. Rabiner, "A unified approach to short-time Fourier analysis and synthesis", *Proc. IEEE*, vol. 65, pp. 1558-1566, 1977.
- [19] V. Chen, Hao Ling, "Joint time-frequency analysis for radar signal and image processing", *IEEE Signal Processing Magazine*, pp. 81-93, Mar. 1999.

저 자 소 개



고 영 목(정회원)
 1991년 2월 광운대학교
 전자공학과 졸업 (공학사)
 1993년 2월 광운대학교
 전자공학과 졸업
 (공학석사)
 2006년 9월~현재 (주)디에스티
 <주관심분야 : Radar System, UWB 시스템, 수
 치 해석, 통신>



나 극 환(정회원)
 1981년 7월 프랑스 ENSEEIHT
 국립종합과학대학
 (공학박사)
 1981년 9월~1986년 12월
 광운대학교 전자공학과
 부교수
 1987년 1월~1988년 1월 미국 COMSAT 연구소
 객원연구원
 1988년 2월~현재 광운대학교 전자공학과 교수
 <주관심분야 : RF 및 마이크로파 통신시스템, 밀
 리미터파 통신 시스템, 수치 해석>



김 종 민(정회원)
 1988년 2월 광운대학교
 전자공학과 졸업 (공학사)
 1990년 2월 광운대학교
 전자공학과 졸업
 (공학석사)
 1999년 광운대학교 전자공학과
 박사 수료
 1993년 3월~2000년 1월 KT 무선인터넷
 사업기획 차장
 2000년 1월~2006년 8월 (주)고미드 대표
 2006년 9월~2011년 6월 (주)페타모스 대표
 2012년 8월~현재 아이디어링크(주) 대표
 <주관심분야 :



김 근 웅(정회원)
 2008년 2월 경동대학교 멀티미디
 어통신과 졸업 (공학사)
 2010년 2월 광운대학교
 전자공학과 졸업
 (공학석사)
 2010년 2월~현재 광운대학교
 전자공학과 박사과정
 <주관심분야 : UWB Antenna, UWB Radar,
 DSP>