

논문 2005-42SP-3-12

## 웨이브릿 변환을 이용한 도플러 신호의 순간 주파수 추정

## (Instantaneous Frequency Estimation of Doppler Signal using Wavelet Transform)

손 중 탁\*, 이 승 훈\*\*, 박 길 흠\*\*\*

(Joong-Tak Son, Seung-Houn Lee, and Kil-Houm Park)

## 요 약

도플러 신호의 순간 주파수는 탄과 표적간의 상대속도, 이격거리 등의 정보를 얻는데 사용된다. 순간 주파수 추정을 위해 주로 사용되는 방법인 단구간 푸리에 변환은 시간 및 주파수의 영역에서 고정된 크기의 창을 가지므로 광대역의 신호 특히, 주파수가 급격하게 변하는 신호에 대한 순간 주파수 추정에서는 많은 오차가 발생한다. 본 논문에서는 시간 및 주파수의 영역에서 창의 크기를 적응적으로 변화시킬 수 있는 연속 웨이브릿 변환에 기반한 도플러 신호의 순간 주파수를 추정하는 방법을 제안한다. 제안한 방법은 고주파수 영역에서는 좁은 창, 저주파수 영역에서는 넓은 창을 적용하여 시간에 따른 주파수의 변화에 무관하게 순간 주파수를 추정한다. 모의실험과 실제 실험을 통한 성능평가 결과 제안한 방법이 기존의 단구간 푸리에 변환 방법에 비해 우수함을 확인하였다.

## Abstract

Instantaneous Frequency(IF) of Doppler signals is used to get the information of relative velocity and miss distance between a missile and the corresponding target. Though Short-Time Fourier Transform(STFT) is mainly used to estimate IF, it has many errors in wide band signals where frequency changes sharply. Because it has a fixed window in time and frequency axes. This paper deals with IF estimation of Doppler signal using a Continuous Wavelet Transform(CWT) which has adaptive window in time and frequency axes. The proposed method is able to estimate IF regardless of frequency changes because it has a narrow window in high frequency band and a wide window in low frequency band. The experimental results demonstrate that the proposed method outperforms STFT in estimating IF.

**Keywords** : Continuous Wavelet Transform, Instantaneous Frequency, Doppler signal

## I. 서 론

C. Doppler가 발견한 도플러 효과<sup>[1]</sup>는 현재 광범위한 분야에서 널리 사용되고 있으며, 특히 2차 세계대전 이후에는 항해, 미사일, 위성 추적, 레이더 등 군사적인 목적에 많이 응용되고 있다<sup>[2,3]</sup>. 도플러 효과는 관측자(탄) 혹은 표적의 움직임에 의해 전파가 송, 수신되는 과정

에서 발생하는 주파수 천이를 의미한다. 안테나가 표적을 향해 전파를 송신하면 이 전파는 표적에 반사되어 안테나로 되돌아오는데, 이 때 송신 신호와 수신 신호를 혼합하면 도플러 효과에 의한 도플러 신호를 추출할 수 있다. 도플러 신호의 순간 주파수는 관측자와 표적간의 상대속도(relative velocity)와 이격거리(miss distance) 등에 따라 결정되므로 획득한 도플러 신호의 순간 주파수를 시간에 따라 분석하면 이러한 정보들을 얻을 수 있다. 순간 주파수 추정은 신호의 시간에 따른 크기 표현을 시간에 따른 주파수 표현으로 변환하는 것을 의미하며 주로 단구간 푸리에 변환(STFT : Short Time Fourier Transform)<sup>[4]</sup> 방법이 이용되고 있다. STFT는 분석하고자 하는 신호에 창 함수(window function)를 적용한 후 푸리에 변환을 수행하는 것으로

\* 정희원, 국방과학연구소  
(Agency for Defense Development)

\*\* 정희원, 3B 시스템  
(3B SYSTEM)

\*\*\* 정희원, 경북대학교 전자전기컴퓨터학부  
(School of Electrical Engineering and Computer Science, Kyungpook National University)  
접수일자: 2004년11월1일, 수정완료일: 2005년4월25일

D. Gabor가 처음으로 시도<sup>[5]</sup>하였다. 그러나 이 방법은 시간 및 주파수의 영역에서 고정된 크기의 창을 가지므로 광대역의 신호, 특히 주파수가 급격하게 변하는 신호에 대한 순간 주파수 추정에는 많은 오차가 발생한다.

본 논문에서는 이러한 STFT의 단점을 극복하고자 시간 및 주파수의 영역에서 적응적으로 창의 크기를 변화시킬 수 있는 연속 웨이브릿 변환(CWT : continuous wavelet transform)에 기반한 도플러 신호의 순간 주파수를 추정하는 방법을 제안하였다. CWT에서 스케일(scale) 계수에 대한 샘플링은 샘플링 수가 많을 경우 연산시간이 많이 걸리며, 반대로 샘플링 수가 적을 경우 신호의 특성을 적절하게 표현할 수 없게 되므로 신호의 특성을 최대한 표현하는 샘플링 방법들이 다양하게 연구<sup>[6]</sup>되고 있다.

본 논문에서 제안한 방법은 먼저 웨이브릿의 스케일을 이분 구간사이에 이분 구간을 첨가하는 세분 이산화 기법을 적용하여 웨이브릿 모듈러스(modulus)를 구한 후, 이러한 모듈러스로부터 릿지(ridge)를 구해냄으로써 순간 주파수를 추정하게 된다. 제안한 방법의 성능 평가는 표적이 일정한 속도 혹은 일정한 이격거리로 관측자 쪽으로 움직일 때를 시뮬레이션(simulation)한 도플러 신호와 실제 야외에서 획득한 도플러 신호를 사용하여 이루어졌다. 성능 평가 결과 제안한 CWT를 이용한 순간 주파수 추정 방식이 STFT를 이용한 방식보다 성능이 우수함을 확인할 수 있었다.

본 논문은 서론에 이어 II장에서 도플러 신호, STFT 및 CWT에 대한 이론적 고찰을 수행하였다. III장에서 STFT 및 제안한 방법을 이용한 순간 주파수 추정 방법에 관해 기술하였고, IV장에서 신호 시뮬레이션 및 실험 결과에 대한 분석이 이루어졌으며, 마지막으로 V장에서 결론을 맺는다.

II. 도플러 신호 및 변환에 대한 이론적 고찰

1. 도플러 신호

안테나를 통하여 움직이는 표적을 향해 전파를 송신하면 이 전파는 표적에 반사되어 안테나로 되돌아오는데, 이때 수신된 신호와 송신 신호를 혼합하면 도플러 효과에 의해 도플러 신호가 나타난다. 도플러 효과는 파원(wave source)이 움직이면 움직이는 방향으로는 전파가 압축되고 반대 방향으로는 전파가 퍼지게 되는 현상을 의미하며 움직이는 표적에 의해 전파가 송, 수

신되는 과정에서 수신 신호의 주파수가 식 (1)과 같이 천이되는 현상을 말한다.

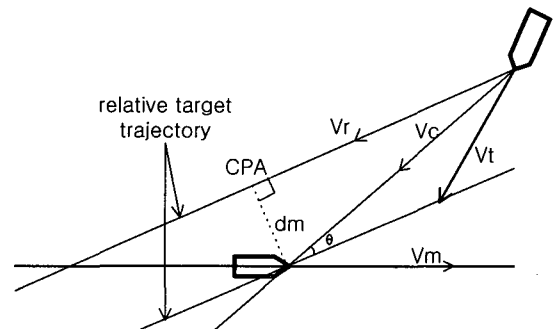
$$f_r = f_t \cdot \frac{C \pm V_r}{C \mp V_r} \tag{1}$$

여기서,  $f_t$ 와  $f_r$ 은 각각 송신 및 수신 주파수를 의미하며,  $C$ 는 광속( $3 \times 10^8$  m/s),  $V_r$ 은 안테나와 표적간의 상대속도,  $\pm$ 는 안테나와 표적간의 방향을 나타낸다. 따라서 표적이 안테나 쪽으로 움직인다면 도플러 주파수  $f_d$ 는 식 (2)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} f_d &= f_r - f_t = f_t \cdot \frac{2V_r/C}{1 - V_r/C} \\ &\equiv 2f_t \cdot \frac{V_r}{C} \quad (C \gg V_r) \\ &= \frac{2V_r \cdot \cos \theta}{\lambda} \end{aligned} \tag{2}$$

여기서,  $\lambda$ 는 송신 주파수의 파장,  $\theta$ 는 안테나와 표적간의 가시광선(line of sight)과 상대속도 벡터 사이의 각을 의미한다.

그림 1은 탄과 표적간의 조우의 한 예를 나타낸 것이다. 상대속도  $V_r$ 은 탄과 표적간의 속도에 의해 결정되며, 식 (2)의 도플러 주파수로부터 유도될 수 있다. 접근속도  $V_c$ 는 상대속도의  $\cos \theta$ 성분으로 탄과 표적간의 가시 선상의 속도이다. 이 접근속도는 탄과 표적과의 거리가 먼 경우에는 상대속도와 같지만 서로 근접할 경우는 점차 줄어들면서 최근접점(CPA : closest point of approach)에 도착하면 0이 된다. 따라서 도플러 주파수를 탄과 표적과의 조우상태에 따라 분석하면 상대속도, 접근속도 및 이격거리 등의 파라미터 값들을 구해 낼 수 있다.



$V_m$  : 탄 속도,  $V_t$  : 표적속도,  $V_r$  : 상대속도,  $V_c$  : 접근속도,  $dm$  : 이격거리

그림 1. 탄과 표적간의 조우  
Fig. 1. Encounter of a missile and a target.

2. 단구간 푸리에 변환(STFT)

푸리에 변환은 분석하고자 하는 신호와 무한 주기를 가지는 사인파 기저함수의 내적을 통해 수행된다. 그러므로 신호가 정상(stationary) 신호일 경우 푸리에 변환을 통해 신호를 쉽게 해석할 수 있으나 신호가 비정상(non-stationary) 신호인 경우 주파수 성분은 전 주파수 대역에 나타나게 되어 푸리에 변환을 이용한 시간에 따른 신호 해석은 어렵게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 Gabor는 일정한 크기의 창을 움직이면서 푸리에 변환을 수행하는, 즉, 국부 주파수(local frequency)를 고려한 식 (3)과 같은 STFT를 제안하였다.

$$STFT(t, \omega) = \int s(\tau) \cdot g^*(\tau - t) \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot d\tau \quad (3)$$

분석하고자 하는 신호가 이산적인 경우 식 (3)은 식 (4)로 표현<sup>[4]</sup>된다.

$$STFT[t, \omega] = \sum_{i=0}^{L-1} s[i] \cdot g[i - k] \cdot e^{-j\omega i} \quad (4)$$

여기서,  $s[i]$ 는 분석하고자 하는 신호,  $g[i-k]$ 는 창 함수,  $t$ 는  $k \cdot \Delta t$ ,  $\omega$ 는  $2\pi/(L \cdot \Delta t)$ 이며,  $\Delta t$ 는 샘플링 시간,  $L$ 은 창 함수의 샘플링 개수이다. 시간 영역의 해상도  $\Delta t$ 와 주파수 영역의 해상도  $\Delta\omega$ 는 uncertainty inequality( $\Delta t \cdot \Delta\omega \geq 1/2$ )를 만족해야 한다. 따라서 STFT는 창의 크기에 따라 시간 및 주파수 영역에서의 해상도가 결정되며 또한 시간 및 주파수의 모든 영역에서 동일한 창을 가지므로 광대역의 신호, 특히 주파수가 급격하게 변하는 신호에 대한 순간 주파수 추정에는 많은 오차가 발생한다.

3. 연속 웨이브릿 변환(CWT)

웨이브릿 변환은 1984년 Grossman과 Morlet에 의해 처음 소개<sup>[7]</sup>되었으며, 1988년 Daubechies가 dyadic 웨이브릿을 발견<sup>[8]</sup>한 이후 영상처리, 음성 신호처리, 데이터 압축, 부대역 부호화(subband coding) 등 여러 신호 처리 분야에 다양하게 적용되고 있다.

CWT는 식 (5)와 같이 분석하고자 하는 신호와 웨이브릿 함수와의 내적을 취하여 신호와 웨이브릿들간의 유사성을 찾는 것이다.

$$CWT(a, b) = \langle s(x), \psi_{a,b}(x) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} s(x) \cdot \psi_{a,b}(x) dx \quad (5)$$

여기서,  $a$ 는 스케일 계수,  $b$ 는 천이 계수를 나타낸다.

$$\psi_{a,b}(x) = \frac{1}{\sqrt{a}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) \quad (6)$$

웨이브릿들은 식 (6)과 같이 모 웨이브릿의 확장(dilation) 및 천이(translation)로 이루어진다. CWT는 고정된 창을 사용하는 STFT와는 달리 높은 주파수 영역에서는 스케일 계수의 수치를 작게 하여 좁은 창을, 낮은 주파수 영역에서는 스케일 계수의 수치를 크게 하여 넓은 창을 적응적(adaptively)으로 변화하여 사용하므로 시간에 따라 큰 주파수의 변화를 보이는 신호들에 대해서 뛰어난 순간 주파수 추정 능력을 보인다.

III. 순간 주파수 추정

1. STFT를 이용한 순간 주파수 추정

기존의 방법인 STFT를 이용한 순간 주파수 추정은 스펙트로그램(spectrogram)으로부터 각 시간대별 에너지 밀도가 가장 높은 릿지로부터 가능하다. 따라서 본 논문에서는 도플러 신호에 창 함수를 적용하여 스펙트로그램을 구하고 이 스펙트로그램으로부터 시간에 따른 peak값<sup>[9]</sup>을 구하여 순간 주파수를 추정하였다. 창 함수로는 Hanning 함수, Hamming 함수, Blackman 함수 등을 적용해 보았으나 순간 주파수 추정 특성은 거의 동일하게 나타났다. 그림 2는 이격거리를 3m로 하여 표적이 안테나로부터 5m 떨어진 거리에서 170m/s의 속도로 안테나 방향으로 진행한다고 가정하여 획득한 도플러 신호에 식 (7)의 Hanning 함수를 적용하여 스펙트로그램과 순간 주파수를 추정한 결과이다.

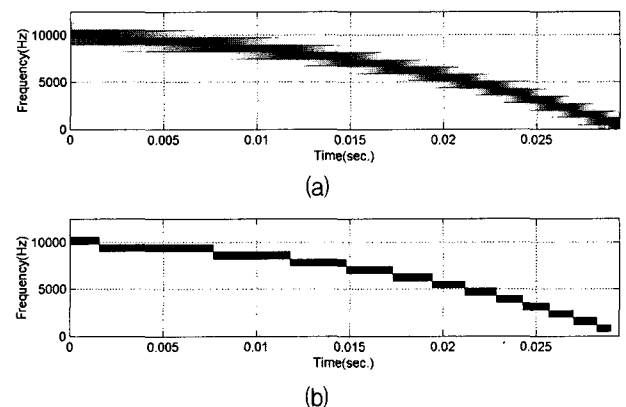


그림 2. STFT를 이용한 순간 주파수 추정 (a) 스펙트로그램, (b) 순간 주파수  
Fig. 2. Instantaneous frequency estimation using STFT (a) Spectrogram, (b) Instantaneous frequency.

$$g(n) = 0.5(1 - \cos(\frac{2\pi n}{L-1})) \quad (7)$$

여기서,  $0 \leq n < L-1$  이다.

### 3. 제안한 방법을 이용한 순간 주파수 추정

CWT에 기반한 도플러 신호의 순간 주파수 추정은 CWT에 의한 "시간-스케일" 공간에서의 stationary point 즉, 최대 에너지를 나타내는 릿지로부터 가능하며, 순간 주파수는 식 (8)과 같이 릿지가 발생하는 지점에서의 스케일의 역수로 추정이 가능하다.

$$f_i(t) = \frac{1}{a_r(b)} \quad (8)$$

"시간-스케일" 변환에서 릿지의 검출은 Deplart에 의해 발표된 위상을 이용한 방법<sup>[10]</sup>과 Carmona에 의해 발표된 모듈러스를 이용한 방법<sup>[11]</sup> 등이 있다. 위상을 이용한 방법에서 릿지의 추정은 미분 항에 의해 때로는 불안정한 연산이 되는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 STFT의 단점으로 여겨지는 시간 및 주파수의 모든 영역에서 동일한 창을 가지므로 해서 발생하는 오차를 줄이고 또한 광대역의 신호 특히, 주파수가 급격하게 변하는 신호에도 잘 적용하기 위하여 스케일을 세분 이산화 하는 기법을 적용하여 모듈러스를 구하고, 이 모듈러스로부터 릿지를 구하는 방법을 제안하였다. 제안한 방법은 식 (9)와 같은 Gabor 웨이브릿을 사용하였으며, 릿지로부터 순간 주파수를 추정하기 위해서 모 웨이브릿의 중심 스펙트럼을 1에 위치하도록 하였다.

$$\psi(t) = \frac{1}{(\sigma^2\pi)^{1/4}} e^{-\frac{t^2}{2\sigma^2}} e^{j2\pi f_0 t} \quad (9)$$

여기서,  $\sigma$ 는 Gabor 웨이브릿의 형상계수로서 웨이브릿의 크기를 조정하며,  $f_0$ 는 모 웨이브릿의 고유 주파수이다.

본 논문에서 제안한 순간 주파수 추정 알고리즘을 요약하면 다음과 같다.

- ① 스케일의 최대값( $a_{max}$ )과 최소값( $a_{min}$ )을 정한다.  
 $a_{max} = n \times t_s$ ,  $a_{min} = 2 \times t_s$   
 $n$ : 신호의 샘플링 수,  $t_s$ : 샘플링 시간
- ② 아래와 같은 방법으로 스케일(a)을 변화시키면서 웨이브릿 변환을 하여 모듈러스를 구한 후 릿지를 추정한다.  
 $a = 2^{-ja^*}$ ,  $j = 1, 2, 3, \dots$

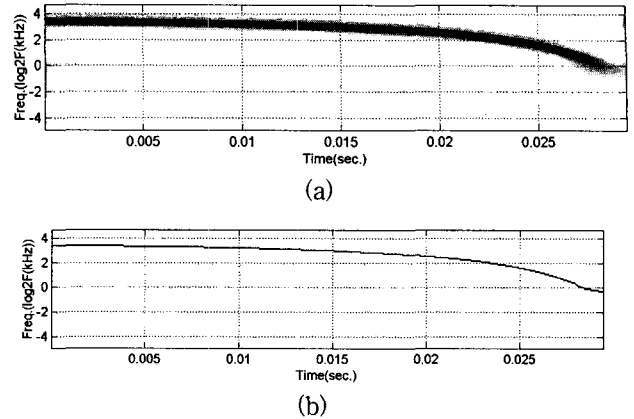


그림 3. 제안한 방법을 이용한 순간 주파수 추정 (a) 모듈러스, (b) 순간 주파수  
 Fig. 3. Instantaneous frequency estimation using the proposed method (a) Modulus, (b) Instantaneous frequency.

$$a^* = -\log_2(a_{min}/a_{max})/k,$$

$k$ : 스케일 축으로의 샘플링 수

- ③ "시간-스케일" 공간에서 y축의 스케일 값을 식 (8)을 이용하여 주파수로 바꾸어 "시간-주파수( $\log_2(f)$ )" 공간으로 변환한다.
- ④ 릿지로부터 시간에 따른 peak값을 구하여 순간 주파수를 추정한다.

그림 3은 제안한 방법을 이용하여 도플러 신호의 순간 주파수를 추정한 결과이다. 도플러 신호는 그림 2의 STFT 경우와 마찬가지로 이격거리를 3m로 하여 표적이 안테나로부터 5m 떨어진 거리에서 170m/s의 속도로 안테나 방향으로 진행한다고 가정하여 획득한 신호를 사용하였다. 여기서 y축은 log 스케일이다.

## IV. 실험 결과 분석

### 1. 신호 시뮬레이션

실험 결과 분석을 위해 도플러 신호는 표적이 안테나로부터 5m 떨어진 거리에서 여러 가지 경우의 이격거리를 가지면서 또한 여러 가지 경우의 속도로 안테나 쪽으로 진행한다고 가정하여 시뮬레이션 하였다. 이때 도플러 모듈의 송신 주파수는 10.26GHz, 신호의 샘플링 주파수는 50kHz, 진폭은 최대값 1로 정규화 하였다.

그림 4는 이격거리를 3m로 하여 표적이 안테나로부터 5m 떨어진 거리에서 170m/s의 속도로 안테나 쪽으로 진행한다고 가정하여 시뮬레이션이한 도플러 신호이다.

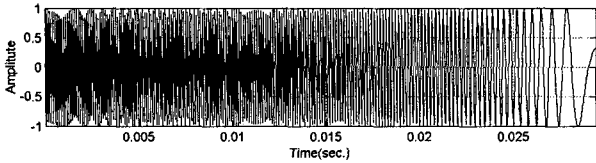


그림 4. 시뮬레이션에 의해 획득된 도플러 신호  
Fig. 4. A simulated Doppler signal.

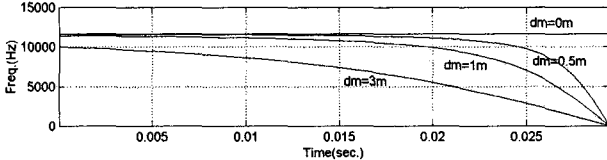


그림 5. 이격거리별 도플러 주파수  
Fig. 5. Doppler frequency by miss distances.

그림 5는 표적이 안테나로부터 5m 떨어진 거리에서 170m/s의 속도로 안테나 쪽으로 진행한다고 가정하고 식 (2)를 이용하여 이격거리별로 도플러 주파수를 나타 낸 것이다. 그림 5를 보면 이격거리가 0m인 경우에 시간에 관계없이 항상 일정한 주파수임을 알 수 있으며 또한 이격거리가 멀수록 도플러 주파수는 완만하게 변함을 알 수 있다.

2. 결과 분석

본 논문에서 STFT와 제안한 방법을 이용한 순간 주파수 추정 성능을 비교 분석하기 위하여, 첫째로 이격거리와 표적속도별 순간 주파수 추정 실험, 둘째로 잡음이 첨가된 도플러 신호에 대한 순간 주파수 추정 실험, 셋째로 실제 도플러 신호에 대한 순간 주파수 추정 실험 등을 수행하였다. STFT에서의 창 함수는 식 (7)의 Hanning 함수(L=64)를 적용하였으며, 제안한 방법에서는 식 (9)의 Gabor 웨이브릿( $\sigma=1, f_0=1$ )을 사용하였다.

표 1은 표적이 안테나로부터 5m 떨어진 거리에서 안테나 방향으로 170m/s의 속도로 안테나 방향으로 진행한다고 가정하고 이격거리 0.5m와 3m에서 STFT와 제안한 방법간의 순간 주파수 추정 성능을 비교한 것이다. 표 1에서 보면 제안한 방법이 STFT에 비해 표적의 비행시간에 따른 실제 주파수의 변화 추이를 보다 잘 나타냄을 확인할 수 있다. 특히, 주파수의 변화가 상대적으로 크고 이격거리가 가까울수록 STFT의 순간 주파수 추정 성능이 급격히 저하되는 반면(오차  $\Delta f$ 는 이격거리 0.5m에서 최대 2.1kHz)에, 제안한 방법에서의 순간 주파수 추정은 주파수와 이격거리의 변화에 무관하게 신뢰성 있게 순간 주파수가 추정된다(오차  $\Delta f$ 는 이격거리 0.5m와 3m에서 최대 0.2kHz).

표 2는 이격거리 1m에서 표적의 속도가 각각

표 1. 이격거리별 순간 주파수 추정 결과

Table 1. Results of instantaneous frequency estimation by miss distances.

시간 (ms)	이격거리 : 0.5m			이격거리 : 3m		
	실제 주파수 [kHz]	STFT [kHz]	제안한 방법 [kHz]	실제 주파수 [kHz]	STFT [kHz]	제안한 방법 [kHz]
1	11.5	11.7	11.5	10.0	10.2	9.8
5	11.5	11.7	11.5	9.4	9.4	9.3
10	11.5	11.7	11.5	8.6	8.6	8.6
15	11.4	11.7	11.4	7.4	7.5	7.2
20	11.1	10.9	11.0	5.5	5.4	5.3
25	9.7	10.2	9.7	2.8	3.3	2.8
28	4.9	7.0	5.1	0.94	1.6	1.1

표 2. 표적속도별 순간 주파수 추정 결과

Table 2. Results of instantaneous frequency estimation by target velocities.

시간 (ms)	표적속도 : 170m/s			시간 (ms)	표적속도 : 340m/s		
	실제 주파수 [kHz]	STFT [kHz]	제안한 방법 [kHz]		실제 주파수 [kHz]	STFT [kHz]	제안한 방법 [kHz]
1	11.4	11.8	11.4	2	22.7	22.7	22.3
5	11.3	11.0	11.4	4	22.4	22.7	22.0
10	11.1	11.0	11.1	6	22.0	21.9	21.6
15	10.8	11.0	10.7	8	21.3	21.1	21.0
20	9.9	10.2	9.7	10	19.7	20.2	19.7
25	7.0	7.4	6.9	12	15.8	17.2	15.6
28	2.8	4.0	2.9	14	5.5	9.8	5.6

170m/s, 340m/s일 경우에 STFT와 제안한 방법과의 순간 주파수 성능을 비교한 것이다. 표 2에서 보면 표 1과 마찬가지로 제안한 방법은 STFT에 비해 표적의 비행시간에 따른 실제 주파수의 변화 추이를 보다 잘 나타냄을 확인할 수 있다. 특히 표적의 속도가 빠르고 주파수의 변화가 상대적으로 클수록 STFT의 순간 주파수 추정 성능이 급격히 저하되는 반면(오차  $\Delta f$ 는 표적속도 340m/s에서 최대 4.3kHz)에, 제안된 방법에서는 주파수와 속도의 변화에 무관하게 우수한 순간 주파수 추정 성능을 보임(오차  $\Delta f$ 는 표적속도 340m/s에서 최대 0.4kHz)을 확인할 수 있다. 물론 STFT의 성능을 향상시키기 위해서는  $\Delta t$ 를 작게 설정하면 되지만, 이 경우 상대적으로 주파수의 변화가 적은 먼 거리에서의 순간 주파수의 변화를 알 수 없게 된다.

결론적으로 고정된 창을 이용하는 STFT는 이격거리와

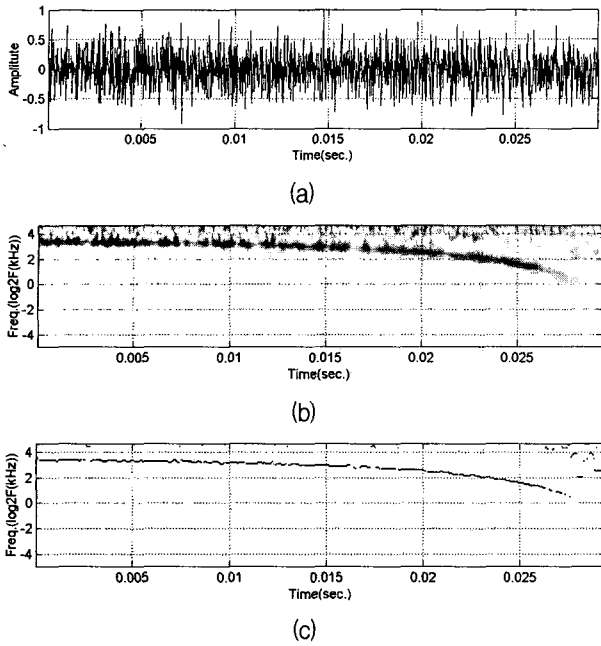


그림 6. 잡음이 첨가된 도플러 신호의 순간 주파수 추정 (a) 시뮬레이션에 의해 획득된 도플러 신호, (b) 모듈러스, (c) 순간 주파수

Fig. 6. Instantaneous frequency estimation of Doppler signal with noise. (a) A simulated Doppler signal, (b) Modulus, (c) Instantaneous frequency.

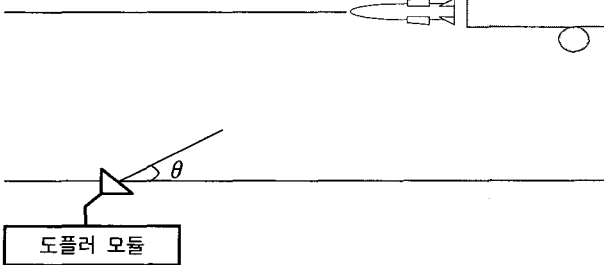


그림 7. 시험 구성도  
Fig. 7. Test configuration.

표적속도 모두에서 주파수가 급격하게 변화하는 신호에 대한 순간 주파수의 추정 능력에 큰 문제를 보이지만, 제안한 방법은 고주파 영역에서는 좁은 창, 저주파수 영역에서는 넓은 창을 적용적으로 바꾸어 적용함으로써 시간에 따른 주파수의 변화가 심한 신호의 순간 주파수 추정이 용이하게 이루어지게 된다.

잡음이 첨가된 도플러 신호에 대한 순간 주파수 추정 실험에서 본 논문에서는 SNR이 10dB, 5dB, 0dB, -5dB 인 도플러 신호에 대해서 각각 실험을 하였다. 실험 결과 순간 주파수의 추정 결과는 거의 동일하게 나타났으며 추정 오차(4)는 약 0.4kHz 이내임을 알 수 있었다.

그림 6은 이격거리가 3m, 표적속도가 170m/s 일 때 SNR이 0dB인 도플러 신호에 대한 순간 주파수를 추정한 결과이다. 여기서 y축은 log 스케일이다.

표 3. 시험조건 및 특성

Table 3. Test condition and characteristics.

구분	특성
송신 주파수	10.26GHz
안테나 이득/빔폭	16dB/30도
각도 ( $\theta$ )	30도
샘플링 주파수	50kHz
표적속도	340m/s
이격거리	3m

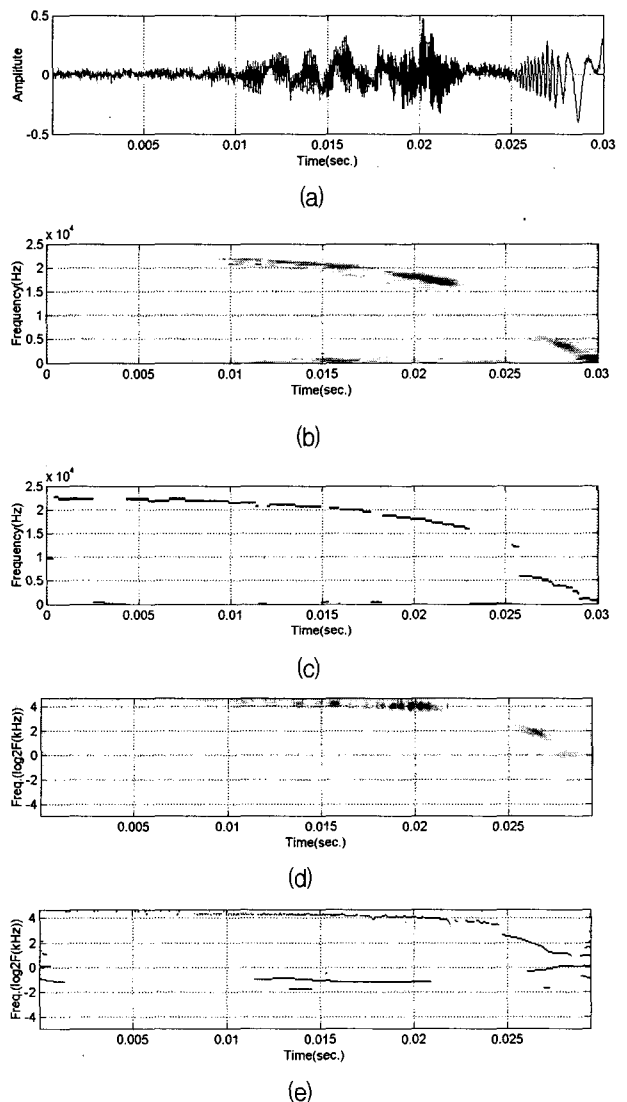


그림 8. 실제 도플러 신호의 순간 주파수 추정 (a) 실제 도플러 신호, (b) 스펙트로그램, (c) STFT를 이용한 순간 주파수, (d) 모듈러스, (e) 제안한 방법을 이용한 순간 주파수

Fig. 8. Instantaneous frequency estimation of the real Doppler signal (a) A real Doppler signal, (b) Spectrogram, (c) Instantaneous frequency using STFT, (d) Modulus, (e) Instantaneous frequency using proposed methods.

표 4. 실제 도플러 신호의 순간 주파수 추정 결과  
Table 4. Results of instantaneous frequency estimation of the real Doppler signal.

시간(ms)	이격거리 : 3m, 표적속도 : 340m/s		
	실제 주파수 [kHz]	STFT [kHz]	제안한 방법 [kHz]
10	21.2	21.7	21.1
15	19.9	20.5	20.4
20	17.0	18.0	17.8
25	10.5	13.7*	9.5*

\* : 외삽에 의한 추정치임

그림 7은 실제 도플러 신호를 획득하기 위한 시험 구성도이며 표 3은 시험조건 및 특성이다. 도플러 모듈(Plessey사, P/N:456/8/00211) 및 혼 안테나(Systron donner사, P/N:DBH-520)를 고정시킨 상태에서 도플러 모듈로부터 멀리 떨어진 곳에서 표적(155mm 포탄)을 발사하여 도플러 신호를 획득하였다.

그림 8은 그림 7과 표 3의 조건으로 하여 실제 획득한 도플러 신호에 대해 STFT와 제안한 방법을 적용하여 순간 주파수를 추정한 결과이다. 여기서 그림 8(d), 그림 8(e)의 y축은 log 스케일이다. 그림 8(a)는 실험에서 획득한 실제 도플러 신호를 나타낸 것인데, 그림에서 보면 표적의 위치에 따른 RCS(radar cross section) 변화 및 신호처리장치 회로의 잡음 등으로 인해 이론적인 신호와 많은 차이가 있음을 볼 수 있다. 이는 신호의 샘플링 주파수를 높이고 또한 신호처리장치에서 도플러 신호의 log 증폭 및 잡음 필터기능 등을 보완하면 보다 깨끗한 도플러 신호를 획득할 것으로 판단된다. 표 4는 그림 8의 결과로부터 순간 주파수 추정을 정리한 결과이다. 표 4에서 보면 이격거리가 3m, 표적속도가 340m/s 일 때를 가정한 실제 주파수와 비교해 봤을 때 제안한 방법이 STFT 보다 비행시간에 따른 실제 주파수의 변화 추이를 보다 잘 나타냄을 확인할 수 있었다. 특히, 제안한 방법은 약 12ms에서 22ms 구간에서 도플러 신호 외에 저주파 신호가 섞여 있음을 STFT 보다 명확히 구분할 수 있었다. 추후에 탄과 표적과의 여러 조우형태에 따른 도플러 신호를 실제 실험을 통해 획득한 후 이에 대한 순간 주파수 추정을 계속할 예정이다.

## V. 결 론

본 논문에서는 시간 혹은 주파수의 영역에서 창의 크기를 적응적으로 변화시킬 수 있는 CWT에 기반한 도

플러 신호의 순간 주파수 추정 방법을 제안하였다. 순간 주파수의 추정은 웨이브릿의 스케일을 세분 이산화하는 기법을 이용하여 모듈러스를 구한 후, 이 모듈러스에서 릿지를 추출하면 된다. 제안한 방법에 대한 순간 주파수의 추정 성능을 증명하기 위하여 이격거리와 표적속도에 따른 순간 주파수의 추정 실험과 잡음이 첨가된 도플러 신호에 대해 순간 주파수 추정 실험을 수행하였다. 실험들에서 STFT를 이용한 방법은 이격거리별 혹은 표적 속도별 순간 주파수 추정에서 오차(Δf)가 최대 4.3kHz로 크게 나타난 반면에 제안된 방법은 오차(Δf)가 0.4kHz 이내 이었으며 또한 STFT에 비해 표적의 비행시간에 따른 실제 주파수의 변화 추이를 보다 잘 나타냄을 확인할 수 있었다.

## 참 고 문 헌

- [1] K. Toman, "Doppler and The Doppler Effect," AD-A143240, NTIS, Rome air development center Air force systems command, 1984.
- [2] C. P. Whetton, "Industrial and scientific applications of doppler radar," *Microwave Journal*, pp. 39-42, 1975.
- [3] S. Noel, H. Szu, "Proximity sensing with wavelet generated video," *Journal of Electronic Imaging*, Oct, 1998.
- [4] S. Qian and D. Chen, Joint time-frequency analysis, *Prentice Hall PTR Prentice Hall*, 1996.
- [5] D. Gabor, "Theory of communication," *J. IEE*, Vol. 93, pp. 429-457, 1946.
- [6] A. Munoz, R. Ertle, M. Unser "Continuous wavelet transform with arbitrary scales and O(N) complexity", *Signal Processing*, Vol 82, No. 5, pp. 749-757, 2002.
- [7] A. Grossman and J. Morlet, "Decomposition of Hardy Functions into square integrable wavelets of constant shape," *SIAM J. Appl. Math.*, pp. 723-736, 1984.
- [8] I. Daubechies, "Orthonormal bases of compactly supported wavelets," *Commun. Pure Appl. Math.*, Vol. 41, pp.909-996, Nov. 1988.
- [9] B. Boashash, "Estimating and interpreting the instantaneous frequency of signal," *Proc. of IEEE*, Vol 80, pp. 520-568, 1992.
- [10] N. Delprat, B. Escudie, P. Guilleman, R. Kroland-Martinet, P. Tchamitchian, and B. Torresani, "Asymptotic wavelet and Gabor analysis: Extraction of instantaneous frequency," *IEEE Trans. Inf.* Vol. 38, pp.644-664, 1992.

- [11] R. Carmona, W. Whang, and B. Torresani,  
 "Characterization of signals by the ridges of  
 their wavelet transforms," *IEEE Trans. on  
 Signal Processing*, Vol. 45. No. 10, pp.  
 2586-2590, Oct. 1997.

---

 저 자 소 개
 

---



손 중 탁(정회원)  
 1982년 경북대학교 전자공학과  
 학사 졸업.  
 1984년 경북대학교 전자공학과  
 석사 졸업.  
 1984년~현재 국방과학연구소  
 책임 연구원.

<주관심분야 : 신호처리, 신관 시스템>

이 승 훈(정회원)

제41권 SP편 제3호 참조

박 길 흠(정회원)

제40권 SP편 제4호 참조