

2.75인치 로켓트 모터의 연소완료지표 계측기법

Measuring Technique of Burn-out Indices for 2.75" Rocket Motor

강 규 창* 최 주 호** 유 준***
Kyu-Chang Kang, Ju-Ho Choi, Jun Yu

ABSTRACT

This paper presents the measuring technique of time and velocity when rocket motor is burnt out for 2.75" rocket. This technique use doppler effect, frequency spectrum analysis and curve fitting. In this study, we use muzzle velocity radar for doppler signal acquisition, short-time fourier transform for spectrum analysis and curve fitting for smoothing.

주요기술용어 : Doppler Effect(도플러효과), 2.75" Rocket(2.75" 로켓), Burn Out Time(연소완료 시간), Burn Out Velocity(연소완료 속도), Short-time Fourier Transform(단시간 푸리에 변환)

1. 서 론

본 논문은 헬기발사형 2.75인치 로켓트 탄의 모터 연소 완료지표인 모터 연소완료시 시간과 탄의 속도를 계측하는 기법에 관한 연구이다. 2.75인치 로켓트 탄은 기동력이 뛰어난 공격용 헬기에서 운용되는 것으로 다양한 임무 수행과 위력증대를 위해 다양한 탄두를 탑재할 수 있다.

본 연구에서는 로켓트 탄의 추력 종료 시점인 모터 연소완료 시간 및 속도를 계측하기 위해서 도플러 효과(doppler effect)에 의해 나타나는 주파수 편이(frequency shift)를 이용하여 수신된 도플러 신호의 스펙트럼 분석 및 수치 해석적 접근으로 탄의 속도를 계산하였다. 로켓트 탄의 속도값을 얻기 위해 수

신된 도플러 신호의 디지털 변환값을 이산 단시간 푸리에 변환(short-time fourier transform, STFT)을 사용한 스펙트럼 분석을 통해 속도를 반영하는 주파수 성분을 추출하고 구하여진 속도값을 평활화(smoothing)하여 최고치의 시간 및 속도 값을 결정하였다.

레이더로 얻어지는 디지털 도플러 신호에서 도플러 편이 주파수(doppler frequency shift)와 속도와의 관계에 대해 먼저 기술하고 샘플링된 도플러 신호와 트리거 시점과의 시간관계에 대해 기술하였으며 STFT의 특성 및 이를 위한 윈도우 함수에 대해 설명하였다. 그리고 윈도우 함수의 크기와 이로 인한 주파수 해상도와의 관계를 기술하였고, 주파수 영역(frequency domain)에서 주파수를 탐색하는 방법에 대해 언급하고 구해진 주파수 성분에 대해 모터연소 완료시 시간 및 속도를 결정하기 위한 자료처리 방법 및 평활화에 대해 설명하고 마지막으로 성능시험 결과를 나타내었다.

* 국방과학연구소 연구원

** 국방과학연구소 책임연구원

*** 충남대학교 전자공학과 교수

2. 도플러 효과 및 속도와의 관계^(1,2)

본 연구에서 주파수 분석을 통해 로켓트 탄의 속도를 얻기 위해 도플러 효과에 나타나는 주파수 편이를 이용하였는데 먼저 도플러 효과에 대해 알아보자.

도플러 효과(doppler effect)란 파원(wave source)과 수신부(wave receiver)의 상대적인 움직임에 기인하여 생기는 파의 주파수 편이를 일컫는 것으로 일반적으로 접근하는 움직임에 대해 주파수가 높아지고 멀어지는 움직임에 대해 주파수가 낮아진다.

속도 v 로 움직이는 물체가 파원으로부터 멀어져 갈 때, 도플러 효과에 의해 움직이는 물체에서 수신되는 주파수(f_1)를 정량적으로 표현하면 식 (1)과 같다.

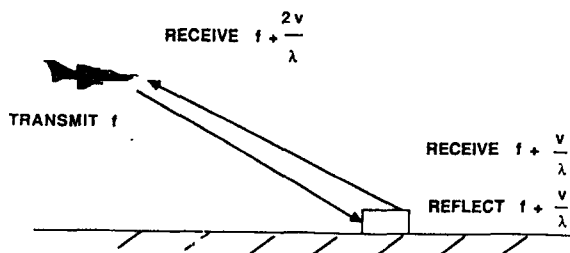
$$f_1 = f \frac{c+v}{\sqrt{c^2 - v^2}} \quad (1)$$

여기서 f 는 파원의 송신 주파수이고 c 는 빛의 속도이다.

움직이는 물체의 속도가 빛의 속도에 비해 아주 작다고 가정하면, 도플러 주파수 편이(f_d)를 식 (2)와 같이 정의했을 때 식 (1)은 식 (3)과 같이 된다.

$$f_d = f_1 - f \quad (2)$$

$$f_d = f \frac{v}{c} \quad (3)$$



(그림 1) 도플러 주파수 편이(doppler frequency shift)

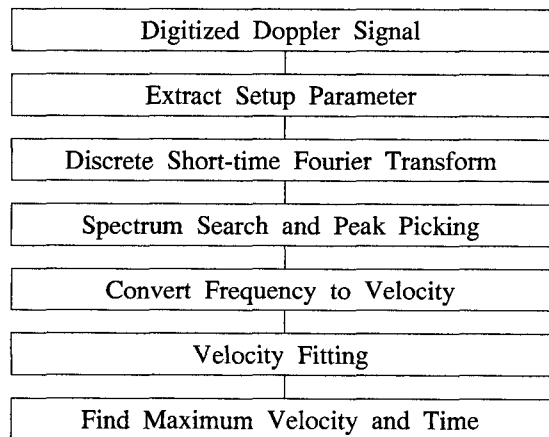
움직이는 물체가 반사하는 파는 주파수 f_1 를 가지는 새로운 파원의 역할을 하므로 송신 위치에서의 도플러 주파수 편이의 총합은 두 배가 되므로 식 (4)와 같이 표현된다.

$$f_d = \frac{2fv}{c} = \frac{2v}{\lambda} \quad (4)$$

여기서 $f\lambda = c$ 이며, λ 는 송신 주파수의 파장이다. 일반적으로 대부분의 레이더에서 송신주파수와 수신주파수의 직접적인 주파수 비교를 하지 않고 편리한 중간주파수(IF, intermediate frequency)로 낮춰 해석을 한다.

3. 레이더 신호처리

레이더로부터 얻어지는 샘플링 파일에서 셋업 파라미터를 추출하고 이를 이용하여 각 샘플 데이터와 계측 시간과의 관계를 알아내고 샘플링 데이터를 STFT를 거쳐 최고치 스펙트럼 주파수 추출 후 도플러 주파수와 속도와의 관계인 식 (4)를 이용하여 속도를 구한다. 전반적인 자료처리의 흐름도를 그림 2에 나타내었다.



(그림 2) 연소완료지표 계산 절차

3.1 샘플링 데이터 분석⁽³⁾

휴대용 포구속도(muzzle velocity) 측정용 레이더로부터 얻어지는 데이터의 구성은 파일헤드에 장비 셋업 파라미터를 포함하고 나머지부분에 안테나로부터 수신된 도플러 신호의 12비트 디지털 변환값을 16비트로 저장한 비트 스트림이다. 디지털 변환의 샘플링 주파수는 Nyquist 조건을 만족시키기 위해 예상 입력한 최고속도에 해당하는 도플러 주파수 편이의 2배로 결정된다.

본 알고리즘에서 사용되는 주요 셋업 파라미터에 대해 표 1에 나타내었다.

샘플링 데이터와 시간관계를 알아내기 위하여 디지털 변환된 도플러 신호로부터 트리거 지연(T_{delay}), 샘플링 주파수(f_s) 및 전체 샘플개수(N_{data})를 검출하고 전체 샘플개수를 샘플링 주파수로 나누어 계측된 전체 시간을 계산한다. 따라서 i 번째 샘플(D_i)에 대한 시간(T_{D_i})은 식 (5)와 같이 결정된다.

$$T_{D_i} = T_{delay} + \frac{N_{data}}{f_s} \times i \quad (5)$$

따라서 i 번째 샘플에서의 속도는 i 번째 샘플 값을 중심으로 윈도우 함수가 취해진 샘플 값을 STFT 과정을 거쳐 최고치를 형성하는 주파수 성분을 검출하여 식 (4)에 대입하여 구할 수 있다. 그러므

로 계측 데이터의 속도 값을 구하기 위한 시간 간격은 아주 미세하게 설정할 수도 있고, 정밀도를 위하여 STFT 포인트를 무한히 늘릴 수 있지만 윈도우 크기와 윈도우 내에서의 주파수 변화를 고려하여 적절한 균형(trade-off)이 필요하다.

3.2 이산 단시간 푸리에 변환(STFT)^(4,5)

푸리에 변환(fourier transform)은 어떤 신호의 주파수를 계산 및 해석하는 강력한 도구이다. 이 변환은 전 시간영역에 대해 정의되며 전 시간 영역의 신호에 대한 주파수 성분을 표시하며 식 (6)과 같다.

$$X(w) = k \int_{-\infty}^{+\infty} x(t) e^{-j\omega t} dt \quad (6)$$

여기서 k 는 스케일을 나타내는 상수이고 $x(t)$ 는 변환을 위한 신호이며 $e^{-j\omega t}$ 는 푸리에 변환의 기저함수(basis function)이다.

푸리에 변환에서 기저함수로 복소지수(complex exponential)함수를 사용하므로 어떤 신호의 특정 부분에 관심이 있다면 적절하지 못하다. 따라서 신호를 어떤 부분으로 고립화시키고 고립영역에 대해 독립적인 푸리에 변환을 취함으로써 시간에 대한 주파수 분석이 가능하게 되는데 이러한 접근을 단시간 푸리에 변환(short-time fourier transform)이라고 한다.

어떤 신호의 STFT를 취하기 위해서는 먼저 관심 있는 영역에 대해서만 영이 아닌 값을 가지는 윈도우 함수를 신호에 곱해야 하는데 이 윈도우 함수(analysis filter 또는 analysis window)는 STFT의 핵심 부분이라고 이야기 할 수 있다.

시간에 대한 주파수 분석을 위한 STFT 구현 기술은 관심영역의 신호는 변형을 가하지 않고 고립시키며 나머지 영역의 신호는 제거하는 윈도우 함수를 찾는 것으로 윈도우의 가장자리 부근을 평활화시켜

[표 1] 주요 셋업 파라미터

셋업 파라미터	설명	비고
SAMPRATE	샘플링 주파수	예상 최고속도에 의해 결정
TRIGDELAY	트리거 지연시간	제한된 메모리의 사용
ANTOFFSET	안테나 위치	기하학적 보정용
ANTSETBACK	안테나 위치	기하학적 보정용
ANTHEIGHT	안테나 위치	기하학적 보정용
ANTFREQ	송신 주파수	주파수-속도 계산용

인공적인 효과를 유발시키지 않는 것이다. 이러한 목적은 상호 상반되는 것으로 일반적인 타협점으로 윈도우 함수로 가우시안(Gaussian) 함수를 사용하는데 이러한 경우 특별히 Garbor transform이라고 한다.

윈도우 함수가 곱해진 신호의 시간 중심이 t_g 에 있다고 가정하면, 윈도우 취해진 신호는 신호 $x(t)$ 와 윈도우 함수 $g(t)$ 의 곱으로 표현되고 이 곱함수의 푸리에 변환은 식 (7)과 같다.

$$X_g(t_g, \omega) = k \int x(t)g(t-t_g)e^{-j\omega t} dt \quad (7)$$

식 (7)의 모양을 바꾸면 식 (8)과 같은데 결국 이것은 제한된 영역을 가지는 $g(t-t_g)e^{-j\omega t}$ 가 새로운 기저함수(basis function)가 되는 것이다.

$$X_g(t_g, \omega) = k \int x(t)[g(t-t_g)e^{-j\omega t}]dt \quad (8)$$

STFT에 대해 이산신호에 대한 수식으로 변형하면 다음의 식 (9), 식 (10) 및 식 (11)과 같이 된다.

$$X(\Omega) = k \sum_n x[n]e^{-j\Omega n} \quad (9)$$

$$X_g(n_g, \Omega) = k \sum_n x[n]g(n-n_g)e^{-j\Omega n} \quad (10)$$

$$\begin{aligned} X_g(n_g, \Omega_0) &= k \sum_n x[n]e^{-j\Omega_0 n} g[n-n_g] \\ &= k(x[n]e^{-j\Omega_0 n}) \times g[n] \end{aligned} \quad (11)$$

결국 전 신호영역에 대해서 일정 크기의 윈도우를 조금씩 이동하면서 곱하고 푸리에 변환을 거쳐 주파수 성분을 얻어냄으로 인해 시간에 대한 주파수 분석이 가능하다.

STFT에서 윈도우의 크기와 모양은 매우 중요한 인자인데 다음과 같은 특징이 있다.

- 윈도우를 크게 할수록 주파수 해상도는 높아진다.
- 윈도우는 주파수 특성이 윈도우 전반에 걸쳐 명백한 변화가 없도록 가능한 짧게 유지되어야 한다.

이러한 제약 조건들은 상호간 문제가 되므로 신호의 특성과 노이즈나 간섭 등을 고려하여 적절한 균형(trade-off)을 찾아야 한다.

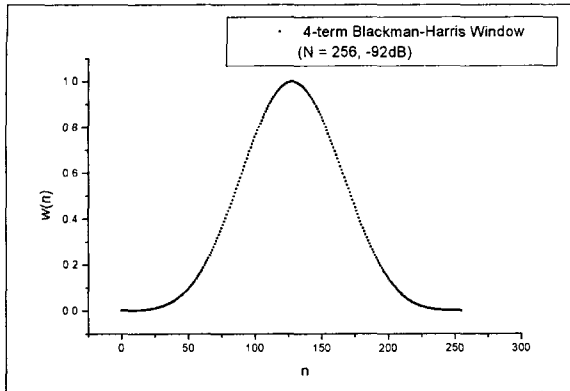
본 연구의 분석 소프트웨어는 주파수 분석을 위해 128 크기의 윈도우에서 8192 크기의 윈도우를 제공하며 2.75인치 로켓트 모터의 응용에서는 STFT 계산을 위해 1024 크기의 4-term Blackman-Harris를 사용하였고 푸리에 변환은 FFT(fast fourier transform)를 이용하였다.

3.3 윈도우 함수(analysis filter or analysis window)^(6,7)

이산 푸리에 변환을 사용한 다중 톤 검출(multiple-tone detection)을 위해 적용된 윈도우는 사용되는 종류에 따라 검출 성능에 큰 영향을 미친다. 이러한 윈도우는 아주 작은 사이드로브(side lobe)를 가지며 메인로브(main lobe)에 에너지가 집중되어 있어야 한다.

몇 가지 최적 윈도우로 알려진 Kaiser-Bessel, Dolph-Chevyshev, 그리고 Barcilon-Temes와 Blackman-Harris 윈도우가 다중 톤이 혼재하는 경우 각각의 톤을 큰 차이로 검출하는 성능을 가지고 있다. 많은 응용 분야에서 4-term Blackman-Harris 또는 4-term Kaiser-Bessel 윈도우가 많이 사용되고 있으며 이것들은 몇 개의 만들기 쉬운 계수로 정의된다. 본 연구에서는 적용하기 편한 4-term Blackman-Harris 윈도우 $w(n)$ 을 사용하였는데 식(12)와 같이 표현되고 그림 3과 같다.

$$\begin{aligned} w(n) &= a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi}{N} n\right) + a_2 \cos\left(\frac{2\pi}{N} 2n\right) \\ &\quad - a_3 \cos\left(\frac{2\pi}{N} 3n\right) \quad n=0,1,2,\dots,N-1 \end{aligned} \quad (12)$$



(그림 3) Blackman-Harris 윈도우

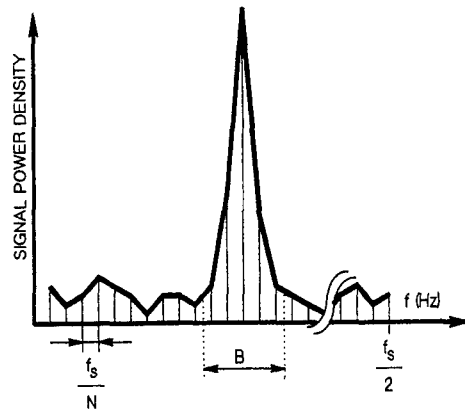
여기서 윈도우의 계수들은 사이드로브(sidelobe)의 레벨에 의해 결정되는데, 사이드로브 레벨을 -92 dB 이하로 할 경우 $a_0=0.35875$, $a_1=0.48829$, $a_2=0.14128$, $a_3=0.01168$ 이고, -74 dB 이하로 할 경우 $a_0=0.40217$, $a_1=0.49703$, $a_2=0.09392$, $a_3=0.00183$ 이다. 본 연구에서는 주파수 검출 성능을 높이기 위해 메인로브(main lobe)와 사이드로브(sidelobe)와의 차이가 큰 -92 dB인 윈도우를 사용하였다.

3.4 윈도우 함수의 크기(analysis filter bandwidth)와 주파수 해상도와와의 관계⁽⁸⁾

샘플링 주파수(f_s)의 단위는 Hz이며 전체 스펙트럼의 폭은 $\frac{f_s}{2}$ 와 같고, FFT 크기가 N일 때 $N/2$ 포인터가 한 스펙트럼이다. 따라서 $\frac{f_s}{N}$ 은 스펙트럼에서 연속되는 포인터 사이의 주파수 간격이 된다.

일정한 도플러 주파수라고 가장할 때, N 샘플을 가지는 신호에 대한 FFT 해석은 전형적으로 다음 그림 4와 같은 파워 스펙트럼 모양을 가진다.

여기서 침두의 전체 폭 즉 대역폭(bandwidth)은 연속되는 포인터 사이의 주파수 간격의 약 5배로 정의



(그림 4) 주파수 스펙트럼

되는데 식 (13)과 같이 표현된다.

$$B_{FFT} = 5 \frac{f_s}{N} \quad (13)$$

실제 도플러 신호에서 도플러 주파수는 탄의 가속도 또는 감속도에 의해 N개의 샘플 세그먼트의 시작에서 끝까지 조금씩 변한다. 이 주파수의 변화(frequency sweep, $\Delta f_d / \Delta t$)는 도플러 신호의 침두를 넓게 퍼뜨리게 된다. 세그먼트의 길이(T)는 식 (14)와 같이 주어지고 하나의 세그먼트에 대해 주파수 변화(또는 bandwidth, B_{ACC})는 식 (15)와 식 (16)과 같이 표현된다.

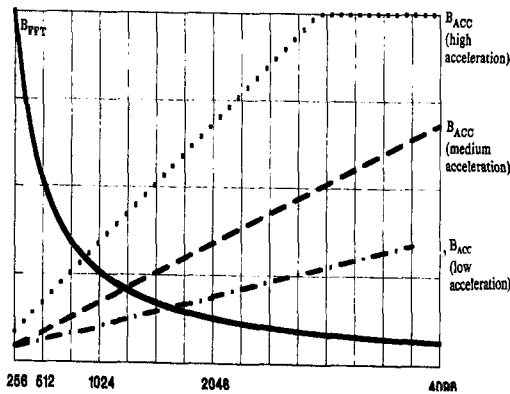
$$T = N \frac{1}{f_s} [\text{sec}] \quad (14)$$

$$B_{ACC} = \frac{\Delta f_d}{\Delta t} \times T \quad (15)$$

$$B_{ACC} = \frac{\Delta f_d}{\Delta t} \times N \times \frac{1}{f_s} \quad (16)$$

여기서 B_{FFT} 와 B_{ACC} 와의 관계를 나타내면 그림 5

NOISE BANDWIDTH & SWEEP BANDWIDTH



(그림 5) B_{FFT} 와 B_{ACC} 의 비교

와 같다.

따라서 최적의 FFT 크기는 식 (17)과 같은 조건에서 정의된다.

$$B_{ACC} < \frac{1}{2} B_{FFT} \quad (17)$$

위의 식 (17)에 식 (13)과 식 (16)을 대입하면 식 (18)과 같이 표현된다.

$$N^2 < \frac{2.5f_s^2}{\Delta f_d / \Delta t} \quad (18)$$

실제 계측 수행시 샘플링 주파수는 Nyquist 이론을 만족시키기 위해 도플러 주파수의 최소 2배로 셋팅되므로 식 (4)를 식 (18)에 대입하면 식 (19)와 같이 표현된다.

$$N^2 < \frac{2.5 \times 2^2 \times \frac{2^2 \times f^2}{c^2} \times v^2}{(\Delta f_d / \Delta t)} \quad (19)$$

여기서 Δf_d 에 대해 식 (4)을 이용하면 주파수 변화 (frequency sweep)는 식 (20)과 같이 가속도로 표현된다.

$$a = \frac{c}{2f} \times \frac{\Delta f_d}{\Delta t} \quad (20)$$

여기서 식 (20)을 식 (19)에 대입하면 식 (21)과 같이 윈도우 크기 즉 FFT 크기와 탄의 가속도 및 속도와 관계식이 구해진다.

$$N^2 < \frac{20 \times f}{c} \times \frac{v^2}{a} \quad (21)$$

3.5 스펙트럼 탐색 및 탐색 영역 결정

안테나로부터 수신되는 도플러 데이터는 시험환경 및 장비자체의 영향으로 많은 노이즈 성분을 가지고 있다. 특히 시간이 경과함에 따라 안테나와 로켓 탄과의 거리가 멀어짐에 따라 수신되는 신호의 신호 대 잡음비는 작아진다. 이러한 데이터를 SIFT를 이용한 주파수 분석을 통해 스펙트럼을 구하면 노이즈 영향으로 인한 스펙트럼의 변화를 알 수 있다.

전 주파수 영역에 대한 스펙트럼에서 최고치를 형성하는 주파수를 도플러 편이 주파수로 선택하면 전 영역에 걸쳐 노이즈의 영향을 받으므로 본 연구에서는 로켓 탄의 가속도 및 감속도를 고려하여 초기 부분에서 로켓 탄에 의한 주파수 변화율 즉 속도 변화율을 구하여 나머지 부분에 대한 탐색 영역을 추정하여 속도 변화의 경향에 따라 탐색 영역을 가변적으로 결정하였다.

로켓 탄의 특성상 급격한 속도 변화는 일어나지 않기 때문에 현재 속도 값의 탐색 영역은 직전 값의 10% 범위내에서 가속도 또는 감속도를 가감함으로써 속도 변화를 잘 따라갈 수 있었다.

3.6 연소완료지표 계산 및 평활화

스펙트럼 탐색 결과 최고치를 형성하는 주파수 성

분 즉 도플러 편이주파수(f_d) 및 그때의 샘플링 데이터 위치(i_{peak})를 검출하면 식 (4)와 윈도우 함수에서의 최고치 샘플링 위치(i_{peak})를 이용하여 식 (22), 식 (23) 및 식 (24)를 유도할 수 있으며 따라서 연소 완료지표(T_{burn} , v_{burn})를 계산할 수 있다.

$$T_{burn} = T_{delay} + \frac{N_{data}}{f_s} \times i_{peak} + T_w \quad (22)$$

$$f_d = \frac{f_s}{N} \times i_{peak} \quad (23)$$

$$v_{burn} = \frac{c \cdot f_d}{2 \cdot f} = \frac{c \cdot f_s}{2 \cdot f \cdot N} \times i_{peak} \quad (24)$$

여기서 f 는 안테나 송신주파수이며 c 는 빛의 속도, N 은 푸리에 해석에 사용되는 데이터의 개수, f_s 는 샘플링 주파수 그리고 T_w 는 윈도우 함수의 위치이동에 의한 시간편이를 나타낸다.

이상과 같은 과정을 통해 구해진 속도데이터는 최종적으로 평활화 과정을 통해 연소완료지표를 결정하는데 속도데이터의 평활화는 Savitzky-Golay 필터링방법⁽⁹⁾을 사용하였다.

Savitzky-Golay 필터링 방법은 기본적으로 로컬 다항식 회귀를 수행하는 것으로 각각의 데이터에 대해 평활화된 결과 값을 결정해준다. 이 방법은 인접데이터에 대한 평균을 이용하는 평활화 방법보다 우수한 성능을 가지고 있다.

4. 시험결과 및 분석

본 연구에서 모터연소 완료지표 계측기술의 성능을 알아보기 위하여 실제 시험계측에 적용을 해 보았다. 성능 비교를 위하여 현재 시험장에서 2.75인치

로켓트 모터의 연소완료지표 계측용으로 사용되고 있는 중거리 도플러 레이더 ED6500 시스템과 그 계측 결과를 비교하였다.

STFT을 위해 윈도우는 1024 크기의 Blackman-Harris 윈도우 함수를 사용하였으며 속도 값은 150 포인트가 나오도록 윈도우 함수를 이동하면서 시간과 주파수의 관계를 구하였다.

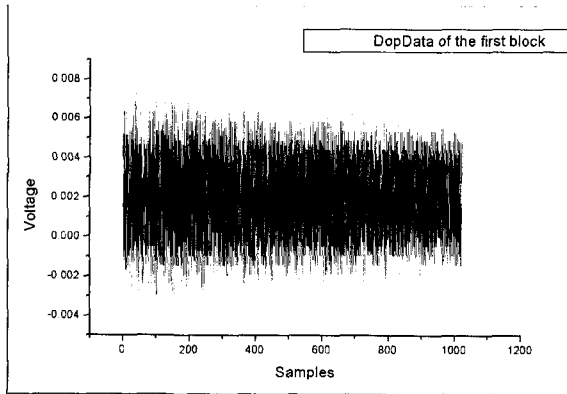
본 연구에서 제안한 계측 방법에 의해 구해진 1번 탄의 첫 번째 1024 데이터 세그먼트에 대한 처리 결과를 그림 6에 예시하였으며 그림 7과 그림 8에 전 데이터 영역에 대한 푸리에 변환 waterfall 및 시간에 대한 속도 그래프를 나타내었으며 표 2와 표 3에 계측 시스템 각각의 결과 및 차이를 예시하였다.

두 계측 시스템의 트리거 방식을 비교해보면, ED6500 시스템의 트리거는 외장형으로 점화시 발생하는 빛을 검출하는 화염검출기(flash detector)이며 제안한 방식에서 사용한 트리거는 안테나 내장형 음압(sound pressure) 검출기이다. 이로 인해 안테나가 위치하는 지점에 따라 음압의 공기중 전파 속도에 의해 미소한 시간 지연이 발생한다.

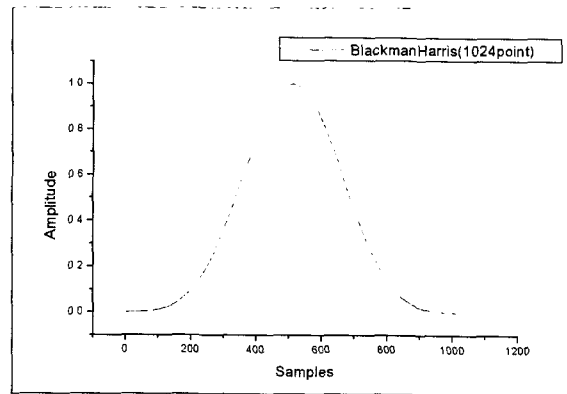
성능 시험에서 안테나의 오프셋(L_{offset})이 0.8 미터, 셋백($L_{setback}$)이 1.2 미터 그리고 발사관 길이(L)가 1.644 미터이므로, 표준 기상상태를 전제로 하면 그림 9에서 안테나의 트리거 센서로부터 발사관 후면까지 거리($D_{trigger}$)는 식 (25)과 같이 계산되는데 이를 음파의 속도 340 m/s로 나누면 약 0.003 sec의 차이가 발생함을 알 수 있다.

$$D_{trigger} = \sqrt{(L - L_{setback})^2 + L_{offset}^2} \quad (25)$$

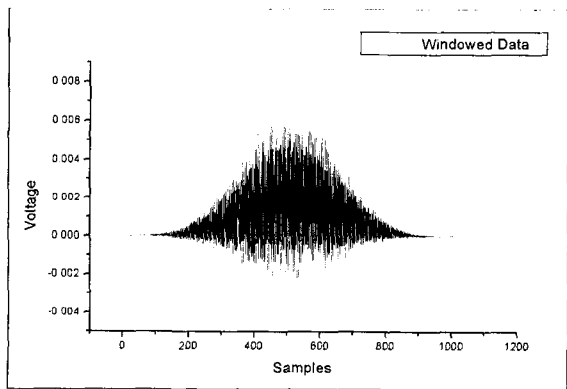
이로 인한 시간차를 보상해 주기 위해서는 제안한 방법에서 구해진 시간에 0.003sec를 더해 주면 트리거의 차이에 의한 시간을 보상할 수 있다.



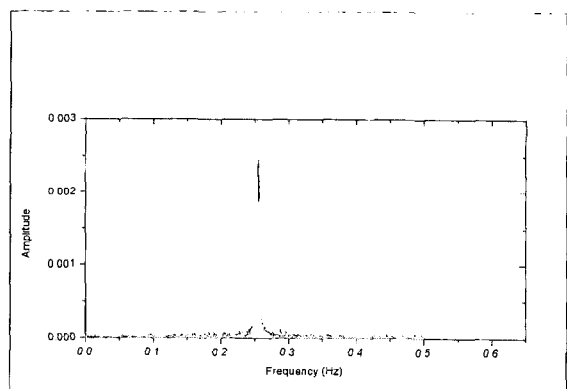
(a) 도플러 데이터의 첫 번째 세그먼트



(b) Blackman-Harris Window

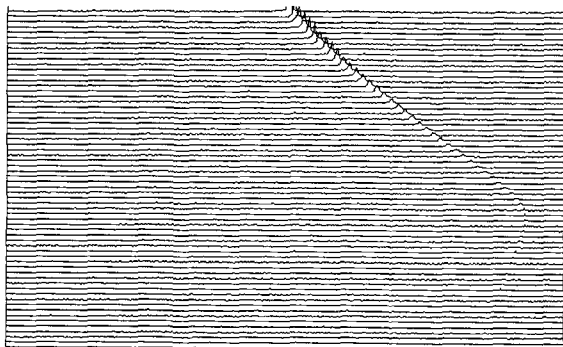


(c) Window 함수가 곱해진 도플러 데이터

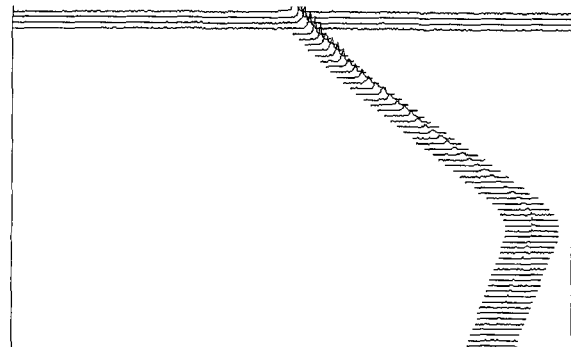


(d) 첫 번째 세그먼트에 대한 처리 결과

(그림 6) 첫 번째 세그먼트의 Windowed STFT

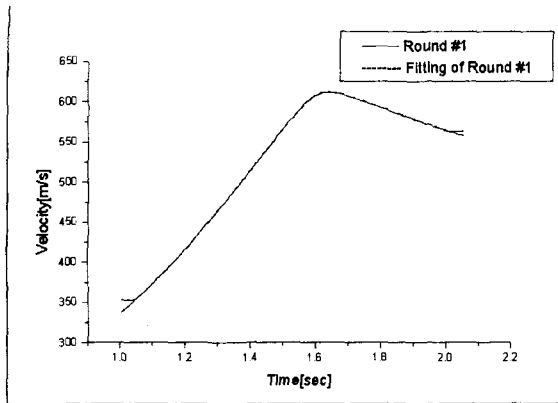


(a) 전 영역에 대한 waterfall

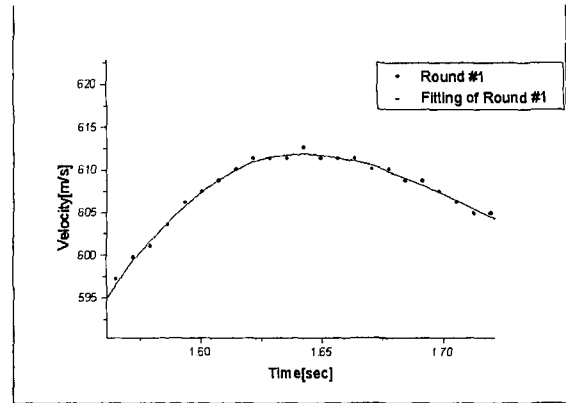


(b) 속도 탐색영역에 대한 waterfall

(그림 7) 푸리에 변환의 waterfall



(a) 시간 대 속도 그래프



(b) 첨두치 부근 확대

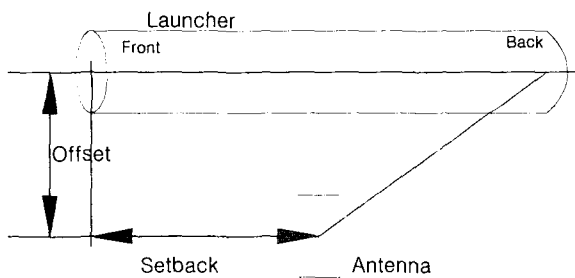
(그림 8) 시간 대 속도 그래프 및 평활화

(표 2) 계측결과 비교(시간)

방법 순번	ED6500 시스템	Proposed	시간차
1	1.644	1.643	0.001
2	1.488	1.488	0.000
3	1.532	1.524	0.008
4	1.543	1.541	0.002
5	1.568	1.566	0.002
6	1.546	1.538	0.008
7	1.568	1.566	0.002
8	1.549	1.548	0.001
평균	1.5547	1.5518	0.0030

(표 3) 계측결과 비교(속도)

방법 순번	ED6500 시스템	Proposed	속도차
1	611.48	611.91	(-)0.43
2	631.21	632.28	(-)1.07
3	620.13	621.23	(-)1.10
4	627.02	626.99	(+)0.03
5	620.80	621.69	(-)0.89
6	617.83	617.99	(-)0.16
7	619.95	620.50	(-)0.55
8	620.53	620.55	(-)0.02
평균	621.119	621.643	0.531



(그림 9) 안테나의 위치

5. 결론

본 논문은 헬기발사형 2.75인치 로켓 탄의 모터 연소 완료지표인 모터 연소완료시 시간 및 속도를 계측하는 기술에 대한 연구이다.

본 연구에서 포구속도(muzzle velocity) 측정전용 레이더의 도플러 신호를 이용하여 2.75인치 로켓 모터의 연소 완료지표인 연소종료시 시간 및 속도를

계측하는 기술을 제안하였다.

본 연구에서 로켓트 탄의 추력 종료 시점인 모터 연소완료 시간 및 속도를 계측하기 위해서 도플러 효과에 의해 나타나는 주파수 편이를 이용하였는데, 수신된 도플러 신호를 시간과 주파수와의 관계를 구하기 위해 Blackman-Harris 윈도우 함수를 곱하고 STFT 변환을 거쳐 스펙트럼을 분석하고 속도 값을 평활화하여 최고치의 시간 및 속도 값을 구하였다.

본 연구에서 제안한 방법의 성능을 평가하기 위해 실제 2.75인치 로켓트 모터 수락시험 수행시 중거리 도플러 레이더 ED6500 시스템과의 비교시험을 수행하였다. 성능 시험 결과 시간은 평균 0.003sec, 속도는 평균 0.531m/s 차이를 보였다.

이 기술을 이용하여 전용의 시스템을 구현하여 실제 시험시 적용하면 시험장 장비 운용의 효율성 문제를 고려해 볼 때 계측을 위한 투입 인력, 계측 준비 시간 및 계측의 편이성 등에서 많은 장점이 있다. 따라서 2.75인치 로켓트 모터 연소완료 지표 계측 시험인 경우 중거리 도플러 레이더를 대신하여 사용할 수 있을 것으로 생각된다.

향후 연구 과제로 최적의 STFT 계산을 위해 탄종별로 다르게 나타나는 신호특성을 고려한 윈도우 함수 설계와 열악한 시험환경에서 발생하는 노이즈에 대한 제거 기술이 필요하다. 또한 본 연구는 전량 수입에 의존하고 있는 도플러 레이더 시스템 개발을 위한 기초연구라는데 의의를 가진다.

참 고 문 헌

1. Guy V. Morris, Airborne Pulsed Doppler Radar. Artech House, 1988.
2. Douglas C. Giancoli, Physics for Scientists and Engineers, Second Edition, Prentice-Hall International Editions, 1988.
3. Weibel W-680/W700 Doppler Analyzer Reference Manual, WE-1053-005.
4. Andrew S. Glassner, Principles of Digital Image Synthesis, Morgan Kaufmann Publishers, INC.,1995.
5. Schaefer R. T., Schafer R. W., and Mersereau R. M., "Digital Signal Processing for Doppler Radar Signals," Proc. 1979 IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech, and Signal Processing, pp. 170~173, 1979.
6. F.J. Harris, "On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform", Proceedings of IEEE, Vol. 66, No. 1, pp. 51~84, January 1978.
7. L. R. Rabiner, B. Gold, and C. A. McGonergal, "An approaching the approximation problem for nonrecursive digital filters," IEEE Trans. Audio Electroacoust., vol. AU-18, pp. 83~106, June 1970.
8. C. H. Elgaard, J. E. Lolck, Doppler Radar Measurement Performance, Rev. 9, 1995.
9. Microcal Origin Version 5.0 Reference Manual.