

## 고속 도플러 편이 환경에서 최적 시간지연을 갖는 다중모드 모노펄스 신호처리에 관한 연구

이재문<sup>1)</sup> · 임재성<sup>\*,2)</sup> · 안희수<sup>3)</sup>

<sup>1)</sup> 국방과학연구소 제2기술연구본부

<sup>2)</sup> 아주대학교 컴퓨터공학과

<sup>3)</sup> LIG넥스원(주) 통신연구센터

### Study on Multi-Mode Monopulse Signal Processing System Providing Optimal Time Delay under High Doppler Condition

Jaemoon Lee<sup>1)</sup> · Jaesung Lim<sup>\*,2)</sup> · Huisoo Ahn<sup>3)</sup>

<sup>1)</sup> *The 2nd Research and Development Institute, Agency for Defense Development, Korea*

<sup>2)</sup> *Department of Computer Engineering, Ajou University, Korea*

<sup>3)</sup> *Department of Communication, LIG Nex1, Korea*

(Received 9 March 2016 / Revised 27 May 2016 / Accepted 19 August 2016)

#### ABSTRACT

Multi-mode monopulse system is widely used for satellite terminal like UAV because of high tracking accuracy and low size/weight profile. In order to calculate tracking error, Multi-mode monopulse system utilizes high-order mode signal, and it should have enough C/N(carrier to noise) level therefore tracking system needs narrow band filtering of received satellite beacon signal as much as possible. However, UAV suffers for beacon frequency drift derived from Doppler effect due to satellite figure 8 movement and UAV maneuvering. Therefore wideband signal processing needs to be considered in advance for exact doppler compensation and consequent time delay. In this paper, we propose the multi-stage Digital Signal processing system for beacon signal, which could minimize the signal delay under high Doppler and low C/N condition.

Key Words : DSP(디지털 신호처리), Doppler Compensation(도플러 보상), Narrow Filtering(협대역 필터링), Time-Delay (시간 지연), Multi-Mode Monopulse(다중모드 모노펄스)

#### 1. 서론

기존의 대용량 위성 단말은 고정 운용 또는 저속으로 운용되는 형태였으나 점차 생존성 확보 및 빠른 전술적 전개를 위해 고속으로 이동 중에도 통신이 가능하도록 발전되고 있다. 위성 단말이 이동 중에도 통신

\* Corresponding author, E-mail: jaslim@ajou.ac.kr  
Copyright © The Korea Institute of Military Science and Technology

링크가 유지되기 위해서는 위성 단말의 안테나가 위성을 지속적으로 지향하도록 추적하는 과정이 필요하다<sup>[1]</sup>. 특히 전송속도 증가에 따라 안테나의 빔폭이 좁아지면서 안정적인 안테나 추적은 중요한 기술적 요소이다. 위성비콘 신호추적을 위한 방식은 크게 모노펄스 방식 및 스텝 추적 방식 등이 있으며<sup>[2]</sup>, 그 중 다중모드 모노펄스 방식은 높은 추적 정확도 및 소형/경량 특성으로 인해 무인기 등 장착성의 고려가 필요한 위성 단말에 대한 적용성 연구가 최근에 활발히 진행 중이다<sup>[3]</sup>. 다중모드 모노펄스 방식은 고차모드 커플러에서 추출되는 고차모드 신호를 이용하여 안테나가 위성을 지향할 수 있는 오차정보를 산출하기 때문에, 추적정확도를 위한 적정 크기의 고차모드 신호 확보가 매우 중요한 요소이다<sup>[4,5]</sup>. 하지만 Ku 주파수 대역을 사용하는 상용 위성은 비콘 신호의 C/N(carrier to noise)이 낮아 위성 단말의 안테나 중심(bore sight)에서 기본모드 대비 고차모드 신호가 약 30 ~ 40 dB 낮게 수신되므로, 잡음환경에서는 고차모드 신호의 추출이 어려워 오차정보의 산출이 어려워진다. 따라서 고차모드의 C/N 확보를 위해 가능한 비콘신호 대역을 중심으로 좁은 대역의 필터링을 통해 잡음의 영향을 제거해야 한다.

이때 협대역의 필터를 이용할수록 잡음 제거는 용이하나, 무인기와 같은 이동형 단말은 도플러 효과에 의해 비콘 주파수 편이가 발생하여, 비콘 신호의 주파수가 필터링 대역폭을 벗어날 수도 있다. 따라서 협대역 필터링을 위해서는 정확한 도플러 보상이 선결되어야 한다.

기존의 Analog PLL 방식은 도플러 보상에는 효과적이지만, HW의 특성상 처리 가능한 주파수 대역을 유연하게 가져가지 못하기 때문에 서로 다른 비콘 주파수를 지닌 위성의 추적에 제한이 따를 수 있으며, 또한 위성 자체의 노후에 의한 주파수 틀어짐이 심할 경우에는 도플러 보상이 어렵다는 단점이 있다. 따라서 디지털 신호 처리를 통해 가급적 넓은 주파수 대역의 도플러 보상이 가능한 시스템에 대한 연구가 필요하다.

일단 도플러 보상이 이루어진 후에는 고차모드 신호의 신호대 잡음비 확보를 위해서 협대역 필터링 과정을 거치게 되는데, 필터 대역폭이 좁아질수록 많은 필터 탭이 필요하여 신호의 시간지연(delay)이 증가한다<sup>[6]</sup>. 시간 지연은 이전 신호에 의한 오차신호와 현재 수신된 신호에 의한 오차신호를 혼재시켜 정확한 추적

오차값 산출을 방해하므로 추적정확도에 영향을 끼치게 되며, 이로 인한 오지향 발생시 인접 위성에 간섭을 미칠 수 있어 추적 정확도를 만족하는 적정 시간지연값의 산출은 매우 중요하다<sup>[7]</sup>. 따라서 협대역 필터에 의한 신호 지연을 감소시키기 위한 필터링 기법을 기술하고, 이에 따른 추적성능 개선사례를 소개한다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 무인기 운용에 따른 도플러 환경을 분석하고, 기존 아날로그 방식의 개략적 구조와 무인기 환경에서의 제약사항을 기술한다. 3장에서는 무인기의 고속 도플러와 낮은 C/N 환경을 고려한 여러 단계로 구성된 디지털 필터 구조를 제시하고 안정적인 안테나 추적을 위한 적정 시간지연과 추적 정확도를 제시하고 마지막으로 4장에서 결론 및 향후 연구과제에 대해 기술한다.

## 2. 운용환경 및 기존회로 분석

### 2.1 무인기의 도플러 환경

위성비콘의 도플러 주파수 편이를 유발하는 요인은 다양하나 가장 큰 요인은 위성과 무인기 간 상대적인 이동에 의해 발생하며, 운용주파수가 높고 상대적인 속도 및 각도가 클수록 도플러 편이가 증가한다. 도플러 편이 외에도 정지궤도 위성의 공전에 따른 영향과 위성 및 무인기에 탑재된 기준주파수의 주파수 정확도에 의해서도 위성비콘 주파수에 오차가 발생한다.

무인기의 이동에 의해 발생하는 도플러 주파수 및 도플러 편이율은 식 (1)과 (2)로 표현할 수 있다.

$$f_{doppler} = \frac{f_c \times v_{uav}}{c} \quad (1)$$

$$f_{doppler\ rate} = f_{doppler} \times \frac{acc_{uav}}{v_{uav}} \quad (2)$$

식 (1)에서  $f_c$ 는 운용 주파수[1/s],  $v_{uav}$ 는 무인기의 속도[m/s],  $c$ 는 빛의 속도로  $3 \times 10^8$ [m/s]를 나타내며 15 GHz 대역의 주파수와 약 400 km/hr의 최대 무인기 속도를 고려할 때  $\pm 5.5$  kHz의 최대 도플러 주파수가 발생한다. 식 (2)의  $acc_{uav}$ 는 무인기의 가속도[m/s<sup>2</sup>]를 나타내며 무인기의 가속도 약 30 m/s<sup>2</sup>를 고려할 때 약 1,430 Hz/s의 최대 도플러 편이율이 발생한다.

위 수식 (1)과 (2)와 같이 무인기의 도플러 주파수는

운용 주파수와 무인기 운동 특성에 따라 변할 수 있으므로 이를 고려한 유연한 하드웨어 설계가 필요하다. 단, 본 논문에서 고려하는 비콘은 단일 주파수의 CW(Continuous Wave) 신호로 가정한다.

2.2 기존 아날로그 수신회로

기존 수신회로는 통과대역이 고정되고 대역폭이 비교적 넓은 아날로그 방식의 필터를 사용하여 비콘 신호를 수신한다. G/T가 큰 대형 위성단말은 넓은 대역폭으로 비콘 신호를 수신하더라도 잡음신호보다 높은 고차신호를 수신할 수 있어 안정적인 안테나 추적이 가능하다. 반면에 무인기에 탑재되는 안테나는 크기 및 무게의 형상이 제한되고 낮은 G/T 특성을 가지기 때문에 잡음의 영향을 최소화할 수 있도록 가능한 협대역으로 비콘신호를 수신해야 한다.

Fig. 1은 G/T가 상대적으로 큰 기존의 위성단말에 적용된 아날로그 방식 수신회로의 구조를 나타낸다. 해당 구조는 높은 G/T로 인해 넓은 대역폭으로 비콘신호를 수신하고 PLL을 이용한 간단하면서도 정확한 고차신호 수신이 가능하다.

단, 아날로그 회로의 특성에 의해 필터링이 가능한 대역폭이 고정되고 단일의 넓은 대역폭으로 비콘신호를 수신하므로 해당 주파수 대역에 한해 도플러 보상 및 비콘신호 처리가 가능하게 되므로 향후 위성 노후화 또는 위성 및 단말의 운동특성 변경에 따른 비콘 주파수 도플러 특성 변화에 따른 수신 주파수대역 변경시 이에 대한 대응이 어렵게 된다.

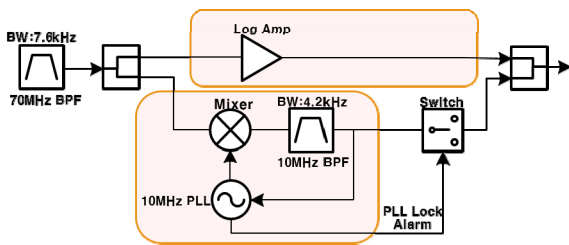


Fig. 1. Example of analog beacon receiver

3. 제안 신호처리 시스템

3.1 제안 신호처리시스템의 IF 신호처리 방법

Fig. 2는 제안된 신호처리시스템의 전체 구성도로서 기존 아날로그 비콘 수신회로의 문제인 광대역 필터

링에 따른 낮은 C/N 문제를 해결하고 위성 노후화 및 운용 주파수 변경 등에 따른 도플러 주파수 특성이 변하더라도 유연하게 대응할 수 있는 구조로 설계되었다<sup>[8,9]</sup>.

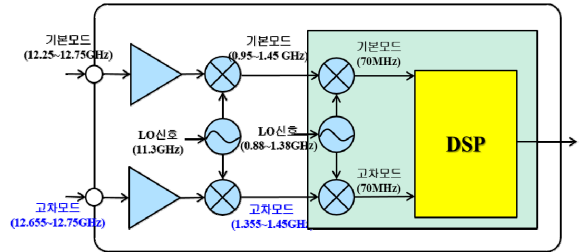


Fig. 2. Overall structure of beacon receiver

제안된 시스템의 RF조립체는 수신한 중간주파수(70 MHz)를 기존의 별도의 국부발진기 및 Mixer를 사용하는 대신 70 MHz 대역에서 직접 샘플링 기술을 적용하여 디지털 신호로 변환한 후 하향변환 및 필터링을 수행함으로써 소형/경량화가 가능하다. 이 때 비콘신호의 자체 대역폭은 매우 좁기 때문에 Nyquist 샘플링 이론보다 낮은 주파수로 샘플링하는 다운 샘플링 기법을 적용하여 하드웨어의 부담을 경감할 수 있다.

제안된 시스템은 70 MHz 중간주파수를 40 MHz로 샘플링하여 주파수 오차가 없을 경우 비콘신호가 ± 10 MHz에 위치하고 40 MHz 마다 반복되는 디지털 신호가 출력된다.

1차 샘플링 주파수인  $f_{s1} = 40$  MHz도 실제 비콘신호가 존재할 수 있는 범위인 약 12 kHz 대역에 비해 매우 넓으므로 샘플링 주파수가  $f_{s1}' = 320$  kHz가 되도록 125:1의 비율로 Decimation을 수행한다. 그 결과로 주파수 오차가 없는 경우, 비콘신호는 ± 80 kHz에 위치하는데 1차 LPF를 수행하기 전에 이 비콘신호를 DC로 하향 변환해야 한다.

± 80 kHz에 위치한 비콘신호는 80 kHz의 정현파(Cosine) 신호를 곱하여 DC로 주파수를 변환하는데 조정된 샘플링 주파수( $f_{s1}' = 320$  kHz)는 80 kHz와 4:1의 관계에 있으므로 조정된 샘플링 주파수에서 80 kHz의 정현파는 {1, 0, -1, 0}으로 생성된다.

수식 (3)과 같이 320 kHz로 샘플링된 비콘신호를 별다른 곱셈 없이도 처리할 수 있으며 그 결과로는 주파수 오차가 없는 경우 비콘신호가 DC에 위치하고 320 kHz 마다 주파수 응답이 반복된다.

$$t_{DDC}(n) = \cos\left(2\pi f_{s1}' \times \frac{n}{f_{s1}'/4}\right) = \cos\left(\frac{n \times \pi}{2}\right) \quad (3)$$

### 3.2 1차 저역통과필터 및 개략 도플러 보상 설계분석

1차 저역통과필터는 입력된 샘플링 주파수가 320 kHz 이며 최대 도플러 주파수를 고려하여 충분히 넓은 주파수를 필터링하는 역할을 수행한다.

Ku 주파수 대역 및 최대 400 km/hr의 무인기 속도를 고려하여 1차 저역통과필터는 DC  $\pm$  6 kHz의 대역이 손실 없이 통과될 수 있도록 설계한다. 만약 주파수 대역이 변경되거나 무인기 속도가 향상된다면 1차 저역통과필터의 cut-off 주파수를 변경함으로써 유연하게 조치가 가능하다.

1차 저역통과필터는 최대 도플러 주파수를 고려하여 실제 비콘신호 전력이 존재하는 대역에 비해 넓은 대역폭을 수신하기 때문에 과도한 잡음전력이 수신된다. 따라서 1차 저역통과필터를 통과한 비콘신호는 도플러 주파수 오차를 협대역 필터의 대역폭 이내로 보상해야 한다. 제안된 신호처리 시스템은 빠른 도플러 주파수 편이에 대응하기 위해 1차 저역통과필터를 통과한 신호를 FFT를 이용하여 개략 보상(Coarse)하고 2차 저역통과필터 이후의 신호를 이용하여 잔존 주파수 오차를 보상(Fine)하는 구조로 설계한다.

1차 저역통과필터를 통과한 샘플링 주파수가 320 kHz 인 비콘신호는 16:1로 Decimation을 거쳐 심볼율이 20 kHz인 신호로 변환되는데 DC를 중심으로  $\pm$  10 kHz 대역 중에서  $\pm$  6 kHz 대역 내에 도플러 편이에 따라 비콘 신호가 위치하며 도플러 편이율에 따라 비콘신호의 주파수가 움직인다.

개략 주파수오차 보상은 1,024 랩의 FFT를 이용하여 전체 20 kHz 대역을 1,024 구역으로 분할하여 가장 큰 전력이 수신되는 구역의 중심주파수를 비콘신호의 주파수오차로 판단하여 이를 보상한다.

$$f_{step} = \frac{f_2}{N_{FFT}} = 20kHz/1,024 \cong 19.5Hz \quad (5)$$

$f_2$ 는 개략 주파수오차 보상 회로와 2차 저역통과필터의 입력 샘플링 주파수를 나타내며  $N_{FFT}$ 는 개략 주파수오차 보상 회로의 FFT 길이를 나타낸다.  $f_{step}$ 는 FFT에 의한 이웃한 주파수 성분 간의 주파수 간격을 나타내며 개략 주파수오차 보상회로에 의해 최대  $f_{step}/2$ 의 주파수오차가 잔존한다.

샘플링 주파수가 20 kHz인 1,024개 심볼을 모아 개략 주파수오차 보상을 수행하는 동안 수식 (6)의 지연이 발생하며 그 사이에 도플러 편이율에 따라 수식 (7)과 같은 주파수 오차가 추가적으로 발생한다.

$$\tau_{FFT} = \frac{1}{f_2} \times N_{FFT} = \frac{1}{20kHz} \times 1024 = 51.2[ms] \quad (6)$$

$$f_d' = f_{doppler\ rate} \times \tau_{FFT} = 1450 [hz/s] \times 51.2ms \cong 74Hz \quad (7)$$

$f_d'$ 는 개략 주파수오차 계산의 시간지연 동안에 발생하는 도플러 주파수 편이를 나타내며 개략 주파수오차 보상회로의 주파수 오차를 포함하면 1차 저역통과필터와 개략 주파수오차 회로를 통과한 비콘신호의 최대 주파수 오차는 수식 (8)과 같다.

$$\Delta f_2 = (f_{step}/2 + f_d') \times 2 = (19.5/2 + 74) \times 2 \cong 168Hz \quad (8)$$

개략 주파수오차 보상회로의 FFT 길이( $N_{FFT}$ )가 증가할수록 정확한 도플러 주파수 오차를 측정할 수 있으나 그에 따른 시간지연 증가로 추가적인 도플러 오차가 발생한다. 제안된 신호처리 시스템은 FFT 길이를 1,024로 결정하여 통상적으로 발생 가능한  $f_{step}/2$ 를 작게 유지하면서도 FFT 계산 지연시간을 고려한 추가 도플러 편이를 포함해도 개략 주파수오차 보상회로의 잔존 주파수 오차를 168 Hz로 제한한다.

### 3.3 2차 저역통과필터 및 잔존 주파수 보상 설계분석

고차모드의 매우 낮은 비콘전력을 잡음전력에 비해 높게 수신하기 위해서는 비콘신호가 위치하는 주파수 대역을 중심으로 매우 좁은 대역만을 필터링할 필요가 있다. 그러나 도플러 편이가 있는 환경에서는 비콘신호가 이동해 있는 주파수 오차를 협대역 필터의 대역폭 이내로 보상해야 한다.

FFT를 이용한 1차 도플러 주파수 오차 보상은 비콘신호의 주파수 오차를 수식 (8)과 같이 최대 168 Hz 이내로 보상할 수 있다.

2차 저역통과필터는 매우 좁은 통과대역을 가지는 최종 3차 저역통과필터의 대역폭 이내로 비콘신호의 잔존 주파수 오차를 보상하는 역할을 수행한다. 1차

저역통과필터와 도플러 주파수 보상회로를 거친 비콘 신호는 동작 샘플링 주파수 20 kHz이고 최대 도플러 주파수 오차가 168 Hz인 디지털 신호로 표현된다.

2차 저역통과필터는 20 kHz의 입력 샘플링 주파수와 비교하여 매우 좁은 ± 84 Hz의 주파수 대역을 204 탭의 디지털 필터를 이용하여 처리하며 2차 저역통과필터 출력은 3차 저역통과필터의 매우 좁은 대역폭에 적합하도록 20 kHz 샘플링 주파수를 50:1로 Decimation하여 400 Hz로의 샘플링 주파수로 출력한다.

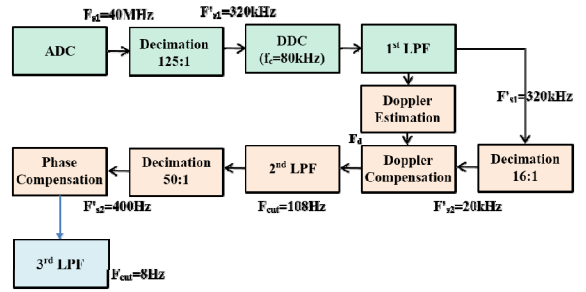


Fig. 3. DSP design concept

$$rx_{LPF_{2nd}}(t) = e^{-j2\pi\Delta f_{LPF_2}t} + n(t) \quad (10)$$

2차 저역통과필터의 기본모드 출력인  $rx_{LPF_{2nd}}(t)$ 는 수식 (10)과 같이 최대 168 Hz의 주파수 오차인  $\Delta f_{LPF_2}$ 만큼 주파수가 이동한 비콘 성분( $e^{-j2\pi\Delta f_{LPF_2}t}$ )과 저역통과필터에 의해 ± 168 Hz로 대역이 제한된 잡음성분인  $n(t)$ 로 표현된다.

2차 저역통과필터를 통과한 수식 (10)의 비콘 신호를 최종 3차 저역통과필터의 매우 좁은 대역폭 안으로 이동시키기 위해 잔존하는 최대 168 Hz의 주파수 오차를 보상해야 한다.

$$rx_{LPF_{2nd}}(t) \times rx_{LPF_{2nd}}^*(t) \quad (11)$$

$$= (1+n^2(t)) + e^{-j2\pi\Delta f_{LPF_2}t} \times n(t) + e^{j2\pi\Delta f_{LPF_2}t} \times n^*(t)$$

수식 (11)은 수식 (10)의 출력을 복소공역을 공하여 비콘 신호에 포함된 주파수 오차를 보정한 것을 나타내며 1로 정규화된 비콘신호에 168 Hz로 대역 제한된 잡음의 전력인  $n^2(t)$ 가 더해진 값이 DC 형태로 나타나며  $n(t)$  성분에 주파수 오차( $\Delta f_{LPF_2}$ )가 곱해진 신호가 더해져 있다.

2차 저역통과필터와 정밀 주파수 오차보상을 거친 신호는 샘플링 주파수가 400 Hz인 비콘신호에 잡음이 추가된 주파수 오차가 없는 디지털 신호 형태로 출력된다.

3.4 3차 저역통과필터 요구 대역폭 설계분석

3차 저역통과필터는 Fig. 3과 같이 잔존한 주파수 오차가 보상된 신호에 남아있는 잡음성분을 최대한으로 제한하여 낮은 고차모드 신호의 잡음에 의한 영향을 최대한 제한하는 역할을 수행한다.

연속신호(CW)인 비콘신호는 잡음에 비해 전력밀도가 높게 수신되지만 수신회로 필터의 대역폭이 증가하면 전체 잡음전력은 증가한다. 반면 수신회로의 필터 대역폭을 매우 좁게 설계하기 위해서는 시간 축에서 많은 탭이 필요하므로 수신신호의 처리 지연이 증가하게 되며, 이는 빠른 안테나 추적이 필요한 무인기의 위성 안테나 추적에 부적합하게 된다.

2차 저역통과필터를 통과한 고차모드의 비콘신호는 최초 아날로그 신호에 비해서는 높은 C/N을 가지지만 CW 신호에 비해 여전히 넓은 대역폭으로 인해 안테나 추적에 필요한 충분한 C/N 확보를 위해서는 수신 대역폭을 추가로 제한해야 한다.

Table 1. Link budget table for C/N and digital filter bandwidth calculation

제 원	값
Ku 대역 위성 송신출력	49.0 dBm
위성 빔 패턴 Loss	-4.0 dB
경로손실(36,000 km, Ku 대역)	-206.2 dB
수신기 안테나 이득	40.0 dB
기본-고차모드 이득 차이	-10.0 dB
고차모드 수신전력	<b>-131.2 dBm</b>
Hz당 잡음밀도	-176.5 dBm/Hz
수신기 잡음지수	5.0 dB
디지털 필터 대역폭	X Hz
잡음신호 수신전력	<b>-171.5 + 10*log<sub>10</sub>(X)</b>

Table 1은 Ku 대역에서 위성과 무인기 간의 고차모드 비콘신호의 C/N을 계산하기 위한 링크버킷 분석표

로 나타난 것으로 디지털 필터의 대역폭에 따라 C/N에 직접적으로 영향을 받는다.

고차모드 신호의 SNR이 낮은 경우 각도의 빠른 변화를 추적할 수 없게 되므로 추적 속도가 저하될 수 있으므로 가능한 개선 수준을 높여야 한다.

무인기의 위성 비콘신호 추적 시스템이 요구하는 추적 성능을 만족하기 위해서는 고차모드의 수신전력이 잡음전력에 비해 가능한 35 dB 이상 확보되어야 하며<sup>[1]</sup>, Table 1을 이용하여 계산하면 3차 저역통과필터의 대역폭은 10 Hz 이하로 제한되어야 한다. 이때 추적 정확도는 고차모드 패턴의 C/N에 의해 결정되며, C/N이 약 30 dB인 경우 추적정확도는 약 0.2도의 오차를 가지므로<sup>[4]</sup>, 이에 따른 추적오차는 식 (12)에 의해 약 0.2 dB 정도로 계산된다<sup>[11]</sup>.

$$error = -12 \times \left( \frac{error \text{ (degree)}}{3dB \text{ beamwidth (degree)}} \right)^2 \quad (12)$$

### 3.5 3차 저역통과필터 시간지연에 따른 성능분석

주파수 대역에 따른 소자를 이용한 아날로그 필터와 달리 디지털 필터는 주파수 특성에 맞게 설계된 연속적인 신호를 일정한 간격으로 샘플링한 계수 값을 이용한다.

디지털 필터에 입력되는 디지털 신호는 시간 축에서 디지털 필터의 계수(Coefficient) 값과 Convolution 되어 출력되는데 이때 디지털 필터의 탭 수, 샘플링 시간에 따라 시간 지연이 발생한다.

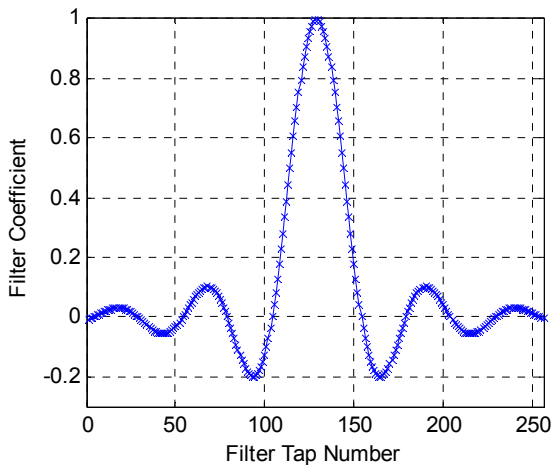


Fig. 4. Time-response characteristic of 3<sup>rd</sup> low pass filter

Fig. 4는 256 탭으로 구성된 3차 저역통과필터 시간 특성을 나타내며, 필터에 입력되는 신호는 전체 필터 탭 수의 절반인  $(T_s \times N_{tap})/2$  동안 지연된다.

3차 저역통과필터의 목표 cut-off 주파수 8 Hz는 샘플링 주파수인 400 Hz와 비교하여 매우 좁기 때문에 통과대역 리플과 차단대역 억압 특성을 좋게 하기 위해서는 많은 탭을 사용해야 하나 그 경우에는 시간 지연이 증가하게 된다.

Table 2. Time-delay caused by low-pass filter

항목	Fs	Fc	Tap 수	지연(ms)
1차 LPF	320 kHz	12 kHz	256	0.4
2차 LPF	20 kHz	168 Hz	204	20.4
3차 LPF	400 Hz	8 Hz	256	320
총 시간지연(ms)				344.8

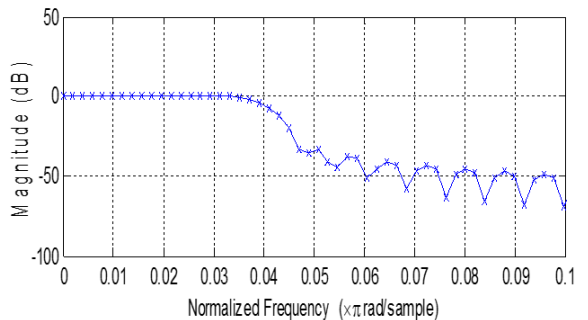


Fig. 5. Frequency-response characteristic of 3<sup>rd</sup> low pass filter

Table 2는 최초 설정한 256 탭의 3차 저역통과필터를 적용했을 때의 총 시간지연을 나타내고 Fig. 5는 주파수 응답 특성을 나타낸다. 목표 cut-off 주파수 8 Hz (정규화 값 =  $0.04\pi$  rad)까지의 리플 및 차단 대역의 특성도 우수하나 총 지연시간이 약 350 ms로 증가하여 추적 오차가 최대 약 0.45도 수준임을 알 수 있다<sup>[7]</sup>.

따라서 차단대역 억압 특성은 256탭의 저역통과필터와 유사하게 유지하면서, 총 지연 시간을 줄일 수 있는 필터의 특성이 요구된다. Fig. 6은 필터 탭 수를 기존 256에서 100으로 감소시키고 필터 입력을 옮겨가며 평균을 취하는 Moving Average 형태의 필터링을 수행했을 때의 주파수 응답 특성을 나타낸다<sup>[10]</sup>. Moving



average 필터는 식 (13)의 관계에 의해 동작하는 FIR 필터로 정해진 수의 입력 샘플만을 사용하므로, 주파수 응답특성은 다소 낮으나 처리 지연을 개선한 특성을 지닌다.

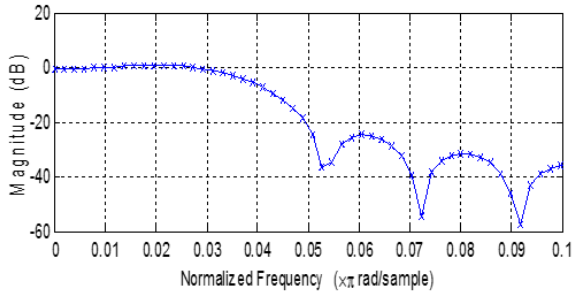


Fig. 6. Frequency-response characteristic of moving average filter

$$y(n) = \frac{x(n) + x(n-1) + \dots + x(n-M+1)}{M} \quad (13)$$

$$= \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} x(n-i)$$

기존 256 탭의 저역통과필터와 비교하여 통과대역의 리플이 존재하고 차단 대역의 억압 특성도 나빠졌으나 3차 필터의 지연시간이 125 ms로 줄어들어 전체 수신회로의 지연시간이 150 ms 이내로 감소하였으며 이로 인해 추적 오차가 Table 3과 같이 최대 약 0.36도 수준으로 감소함을 알 수 있다. 시간 지연에 따른 추적 정확도의 상관관계는 다음의 관계에서 확인 가능하다<sup>7)</sup>.

$$H(s) = e^{-T_d s} \quad (14)$$

여기서  $T_d$ 는 시간 지연을 의미한다. 시간 지연은 상기 식에 의해 위상성분의 변화를 초래하여 시스템 전체의 안정성에 영향을 초래하게 된다.

Table 3. Antenna tracking error based on time delay

시간지연(ms)	추적오차(rms)	추적오차(peak)
0 ms	0.1815	0.3304
100 ms	0.1991	0.3579
400 ms	0.2782	0.4636

### 3.6 제안 신호처리 시스템 구현

Fig. 7은 제작된 신호처리 시스템의 시제품 형상이다. 제작 형상은 시스템의 기구적 요구도에 따라 가로 240 mm, 세로 160 mm의 크기로 제작되었으며, 그림내의 붉은 네모상자 안이 구현된 주요 신호처리부이다.

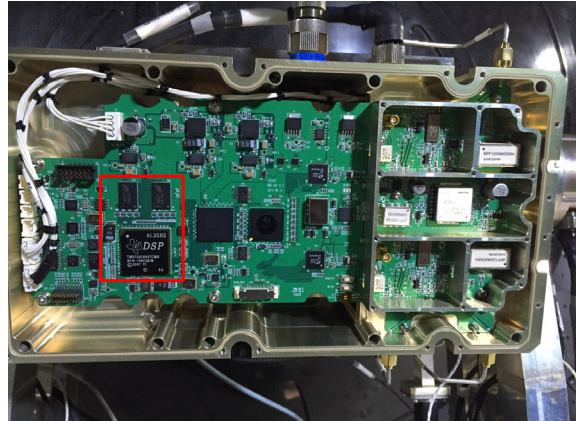


Fig. 7. Proto-type of digital beacon receiver

## 4. 결론

위성 단말의 고속 이동에 따른 심각한 수준의 도플러 편이환경에서 기본모드에 비해 매우 낮은 전력이 수신되는 고차모드 신호를 잡음전력 대비 30 dB 높게 수신할 수 있는 디지털 신호처리 방법을 제안하였다.

제안된 신호처리 방법은 70 MHz의 아날로그 신호를 다운 샘플링 기법으로 샘플링하여 하드웨어의 구현 부담을 경감했으며 무인기의 빠른 도플러 편이를 추적할 수 있도록 다단의 걸친 저역통과필터와 각 단계 적합한 주파수 보상방법을 적용하였다.

고차모드 신호의 높은 C/N을 확보하기 위해서는 cut off 주파수가 매우 좁은 저역통과필터가 필요하지만 통과대역 리플 및 차단대역 억압 특성이 우수한 필터는 필터 탭 수가 증가하여 고속 추적이 필요한 무인기 환경에 부적합하였다. 제안된 신호처리 시스템은 구조가 간단하고 시간 지연이 적은 Moving Average 필터를 사용하여 고차모드 신호의 필요한 C/N을 34 dB(8 Hz/20 kHz) 추가로 확보하였으며 안테나 추적오차도 최대 약 0.36도 수준임을 확인할 수 있었다.

하지만 시간 지연 감소를 위해 통과 대역의 필터링 특성의 열화를 감수해야 하므로 이로 인한 신호 흔들

림 현상이 발생할 수 있다. 따라서 향후 억압 특성을 향상시키고, 시간 지연은 감소시킬 수 있는 디지털 필터에 대한 지속적인 연구가 필요하다.

## References

- [1] Kun-Sup Kwon, Jong-Wan Heo, Ki-Min Hwang, "A Design of Mode-Coupler with a Pair of Slots for Ka Band Multi-Mode Monopulse Tracking System," J. Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science(KIEES), pp. 158-164, Feb. 2015.
- [2] G. J. Hawkins, D. J. Edwards, and J. P. McGeehan, "Tracking Systems for Satellite Communications," Radar and Signal Processing, Vol. 135, No. 5, pp. 393-407, Oct. 1988.
- [3] D. H. Park, C. H. Song, C. W. Jun, D. H. Park, G. H. Baek, and S. P. Kim, "A Multi-Mode Monopulse Tracking System for Satellite Communication," In Proc. KIEES Conf., p. 104, Incheon, Korea, Dec. 2009.
- [4] D. H. Ga, D. H. Park, C. H. Song, S. J. Ahn, C. W. Jun, and J. M. Lee, "Design of a Higher-Order Mode Coupler Using Coaxial-Structure Waveguide for Ku-Band Monopulse Satellite Tracking," KICS, '14-04, Vol. 39C, No. 4, pp. 393-407, 2014.
- [5] Dr. Lotfy Sakr, "The Higher Order Modes in the Feeds of the Satellite Monopulse Tracking Antennas," IEEE Melecon, Egypt Cairo, 2002.
- [6] Boul Chandra Garai, Priyanka Das, Amit Kumar Mishra, "Group Delay Reduction in FIR Digital Filters," Signal Processing 91, pp. 1812-1825, 2011.
- [7] G. T. Kim, G. H. Cho, S. H. Jo, B. U. Nam, J. H. Lee, "Analysis for Tracking Performance of Mobile SATCOM Antenna using Monopulse Signal with Time Delay," Conference of Korea Military Science and Technology, Vol. 2015, pp. 1369-1370, 2015.
- [8] Alan V. Oppenheim, Ronald W. Schaffer "Discrete-Time Signal Processing," Prentice Hall, pp. 345-347, 1989.
- [9] Gordon E. Carlson, "Signal and Linear System Analysis," Houghton Mifflin, pp. 606-612, 1992.
- [10] Vinay K. Ingle, John G. Proakis, "Digital Signal Processing using MATLAB" THOMSON, p. 34, pp. 357-362, 2007.
- [11] G. Maral, M. Bousquet, "Satellite Communications Systems, Systems, Techniques and Technology," 5th Edition, WILEY, 2009.