

FMCW 방식의 전파 고도계에서 수신 신호 요동에 대한 영향을 감소하기 위한 다중 필터의 설계

Design of Multiple Filter for Reducing Received Signal Fluctuation in FMCW Radar Altimeter

김 세 윤 · 이 호 준 · 현 영 오*

Sei-Yoon Kim · Ho-Jun Lee · Young-Oh Hyun*

요 약

본 논문은 FMCW 방식 전파 고도계에서 발생하는 수신신호 요동을 감소시키고, 스텝으로 변화되는 고도의 모서리 검출 특성을 향상시키기 위한 다중필터를 제안하였다. 제안된 필터는 Alpha-trimmed 평균필터와 주파수 변화 제한기, 그리고 1/3 order static 필터로 구성되었다. 수신 신호 분석을 이용한 시뮬레이션은 제안된 필터가 이동 평균 필터 및 매디안 필터와 비교하여 오차 감소 성능이 우수함을 확인하였다. 특히, 지면 정지 비행에서 신호의 요동을 제거시키는 능력이 크게 향상되었다.

Abstract

This paper proposes a multiple filter for reduction of received signal fluctuation and enhancement of step altitude edge detection in FMCW radar altimeter. The proposed filter was composed of alpha-trimmed mean filter, frequency variation limiter, and 1/3 order static filter. Simulations by analysis of received signal show that the proposed filter provides better performance than moving average and standard median filters with error reduction. In particular, the proposed filter was improved in the ability of reducing fluctuation for ground hovering.

Key words : Radar Altimeter, FMCW, Signal Fluctuation, Trimmed Mean Filter, Median Filter

I. 서 론

지표면과 장애물의 거리를 측정하여 항공 안전에 필요한 고도 정보를 알려주는 전파 고도계는 송신된 신호와 지면에서 반사되어 수신된 신호의 상관 관계를 이용하여 시간 지연을 측정한다. 이러한 측정 방법을 FMCW(Frequency Modulated Continues Wave) 방식이라고 하며, 송신하는 주파수 범위에 비해 매우 작은 변화를 측정할 수 있고, 비교적 간단한 방법으로 구현이 가능하기 때문에 전파 고도계와 같은

높이 및 거리 측정용 장비에 많이 응용된다^{[1]~[3]}.

본 논문에서 고려된 전파 고도계는 헬기에 적용되는 것을 기준으로 하였다. 헬기는 고정익 항공기나 미사일 등과 같은 적용에 비하여 낮은 고도와 느린 속도로 이동한다. 특히, 착륙 전과 운용 중 필요에 따라 정지 비행(hovering)을 한다. 낮은 고도에서 저속 비행이나 정지 비행은 헬기에 의해 풀, 나뭇잎, 나뭇가지 등의 움직임은 만들어서 다양한 반사 신호를 랜덤하게 발생한다. 전파 고도계는 랜덤하게 발생된 수신 신호는 서로 다른 크기와 위상에 의해 결

LIG넥스원(주) PGM 연구센터(PGM R&D Lab., LIG Nex1 Co., Ltd.)

*국방과학연구소(Agency for Defense Development)

· 논문 번호 : 20100518-064

· 교신저자 : 김세윤(e-mail : sykim79@lignex1.com)

· 수정완료일자 : 2010년 10월 4일

합되거나 상쇄되어 나타나는 가우시안 잡음에 둔감해야 한다^{[4],[5]}. 그리고 전파 고도계는 다리나 건물 또는 절벽과 같은 장애물에 대해서는 모서리 검출 특성을 유지하여 빠르게 변화된 고도를 추적해야 된다.

입력되는 고도 데이터에 대해 이동 평균 필터를 적용하면 가우시안 잡음에 대한 제거 능력은 양호하지만 임펄스 잡음과 스텝 행태의 고도 변화에 대해서는 만족스러운 결과를 얻을 수 없다. 입력된 데이터를 순위대로 정렬하고 중간 순위 데이터를 출력하는 메디안 필터는 윈도우 사이즈가 크면 모서리가 흐려지고 잡음 감소에 효과적이지 때문에 잡음 감소 능력이 제한적이다^[6]. 헬기가 기동하는 다양한 조건에서 전파 고도계의 안정적인 동작을 위해 Alpha-trimmed 평균 필터와 주파수 변화 제한기, 그리고 1/3 order static 필터로 구성된 복합 필터를 제안하였다. 제한된 필터의 이동 평균 필터와 메디안 필터의 성능 비교를 통해 설계의 타당성과 우수성을 확인하였다.

II장은 제안된 필터의 성능 검증을 위해 전파 고도계가 운용되는 조건을 모델링하고, 수신 신호의 산출과정을 다루었다. 특히 지면에서 반사된 신호는 각 위치에 따른 상쇄 및 보강간섭의 영향을 고려하기 위해 송신 신호, 반사 단면적, 송수신 안테나 패턴을 복소수 형태로 산출하였다. 수신 신호는 반복과 푸리에 변환을 통해 시변 주파수 스펙트럼을 획득하였다.

III장은 제안된 필터의 구성을 도시하고 각 구성에 대한 역할과 처리 결과 식을 제시하였다. 제안된 필터는 수신 신호 모델링의 결과를 이용하여 이동 평균 필터와 메디안 필터에 대한 오차 감소 능력에 대해 성능을 비교하였다.

IV장은 제안된 필터가 적용된 전파 고도계를 이용하여 정량적 측정을 위한 지면 소자 시험과 정성적 동작을 확인하는 헬기 탑재 운용 시험을 통해 설계의 타당성을 검증하였다. 마지막으로, V장에서는 다중 필터 설계에 대한 결론을 맺도록 하겠다.

II. 수신 신호 모델

FMCW 전파 고도계의 수신 신호에 대한 이론적 모델은 전파 고도계에서 송신된 전파가 통계적으로

랜덤하게 분포하는 평면에서 산란되는 것을 나타낸다. Brown^[7]과 Newkirk^[8]의 논문에서는 통계적으로 랜덤한 분포를 갖는 평면의 산란에 대해 펄스 방식 전파 고도계의 평균 수신 전력 모델링에 대해 고려하였다. 그러나 수신 신호 요동에 대한 성능을 분석하기 위해서는 FMCW 파형에 대한 복소수 형태의 응답을 필요로 한다.

식 (1)은 컨벌루션 형태의 펄스 수신 전력을 나타낸 것이다. 여기서 $P_I(t)$ 는 송신 신호에 대한 지면 반사 신호의 평균 수신 전력, $P_{FS}(t)$ 는 지면의 평균 임펄스 응답, $q_s(t)$ 는 지면 반사점의 고도에 대한 확률 밀도 함수를 각각 나타낸다. $P_{FS}(t)$ 와 $q_s(t)$ 의 컨벌루션은 거친 지면에 대한 평균 임펄스 응답을 나타내며, 안테나 패턴, 조사 영역의 구조, 그리고 표면의 산란에 대한 영향이 포함되어 있다^[7].

$$P_I(t) = P_{FS}(t) * q_s(t) \tag{1}$$

수신 신호에 대한 분석을 위해서는 그림 1과 같은 기하 구조를 이용한 포인트 표적에 대한 분석이 이뤄져야 한다. 포인트 표적 ΔS_{ij} 은 $\Delta\theta_i(=\theta_i - \theta_{i-1})$ 와 $\Delta\phi_j(=\phi_j - \phi_{j-1})$ 의 영역에 해당되는 최소 단위

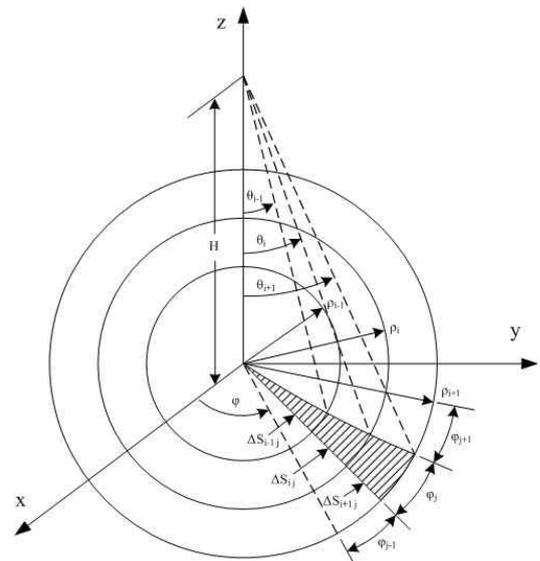


그림 1. 전파 고도계 시스템의 기하 구조, 기하면적 ΔS_{ij} 를 갖는 표면의 포인트 표적 성분

Fig. 1. Geometry of radar altimeter system, elements of point targets on the surface with geometrical area ΔS_{ij} .

의 면적이며, 내부에서 평균 RCS(Radar Cross Section)를 갖는다고 가정한다.

포인트 표적에 대한 수신 신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\Delta S_{ij}(t) = S(t - \tau_{ij}) \Delta \widetilde{A}_{ij} \exp(j2\pi f_{d,ij}(t - \tau_{ij})) \quad (2)$$

여기서,

$S(t - \tau_{ij})$: 복소수형의 송신 파형

$\Delta \widetilde{A}_{ij}$: 레일라이 크기 분포와 균일 위상 분포를 갖는 수신 파형

$f_{d,ij}$: 도플러 주파수 이동

τ_{ij} : 송신과 수신 신호 사이의 시간 지연

FM 변조 기준 신호를 나타내는 송신 신호의 복소수 포락선은 식 (3)으로 표현된다. 여기서 Δf 는 주파수 대역폭을 나타내고, T 는 변조 주기이다.

$$S(t - \tau_{ij}) = \exp\left(j\pi \frac{\Delta f}{T} t^2\right) \quad (3)$$

레일라이 크기 분포와 균일 위상 분포를 갖는 모델을 이용하여 수신 파형의 복소수 형태는 단위 면적에 대한 수신 전력 $\Delta P_{r,ij}$, 수신기의 잡음 전력 P_n , 수신기의 잡음 변화 σ_n , RCS의 파동 s , 그리고 위상 분포 ϕ_{ij} 을 이용하여 단위 영역에 따라 다음과 같이 표현할 수 있다^[9].

$$\Delta \widetilde{A}_{ij} = \sqrt{2\Delta P_{r,ij}/P_n} \sigma_n \sqrt{s} \cdot \exp(j\phi_{ij}) \quad (4)$$

여기서,

$$\Delta P_{r,ij} = \frac{P_t G_t G_r \lambda^2 \Delta \sigma_{ij}^0}{(4\pi)^3 H(\theta_i, \phi_j)^2}$$

$$P_n = k T_0 F B L_s$$

P_t : 송신 출력

G_v, G_r : 송신과 수신 안테나 이득

$\Delta \sigma_{ij}$: 단위 면적 RCS

$H(\theta_i, \phi_j)$: 고도

k : 볼츠만 상수 ($k = 1.38 \times 10^{-23} J/^\circ K$)

T_0 : 절대 온도

F : 수신기 잡음 지수

B : 수신기의 잡음 대역폭

L_s : 시스템에서 신호의 손실

RCS의 요동을 나타내는 s 는 '0'이 평균이고, 공통

표준편차 $1/\sqrt{2}$ 를 만족하는 가우시안 랜덤 변수 x 와 y 에 의해 ' $x^2 + y^2$ '로 표현되는 변화를 나타낼 수 있도록 하였다.

지면 H 에 대해서도 랜덤하게 변화되기 때문에 반사되는 지점에 따라 '0'을 평균으로 하는 확률 밀도 함수를 적용하였다. 평균 고도가 H 이며 랜덤하게 분포하는 지면의 모델은 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다. 고도 분포 $z(\theta_i, \phi_j)$ 가 가우시안 랜덤 값에 각각 모델링이 된다면 확률 밀도 함수는 식 (6)과 같다^[7]. 여기서 σ_z 는 반사면적 고도의 제곱 평균이고, $\sigma_z = (\gamma/100) \cdot H$ 로 백분율 γ 로 표현된다.

$$H(\theta_i, \phi_j) = H + z(\theta_i, \phi_j) \quad (5)$$

$$q_z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_z} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (6)$$

항공기의 이동과 안테나 배치를 고려한 도플러 주파수 이동은 다음과 같이 표현된다.

$$f_{d,ij} = \frac{1}{\lambda} \left[V_x \left(\cos\phi_j \sin\theta_i + \frac{\tan\theta_i \cos\phi_j + D/H(\theta_i, \phi_j)}{\sqrt{1+A^2(\theta_i, \phi_j)}} \right) + V_y \left(\sin\phi_j \sin\theta_i + \frac{\tan\theta_i \sin\phi_j}{\sqrt{1+A^2(\theta_i, \phi_j)}} \right) - V_z \left(\cos\theta_i + \frac{1}{\sqrt{1+A^2(\theta_i, \phi_j)}} \right) \right] \quad (7)$$

여기서,

$$A(\theta_i, \phi_j) = \sqrt{\frac{\tan^2\theta_i + 2(D/H(\theta_i, \phi_j))\tan\theta_i}{\cos\phi_j + (D/H(\theta_i, \phi_j))^2}}$$

V_x, V_y, V_z : x, y, z 방향에 대한 속도

D : 송신과 수신 안테나 사이의 이격 거리

송신과 수신 신호 사이의 시간 지연은 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 지연으로부터 산출되며, 다음과 같이 표현된다.

$$\tau_{ij} = \frac{H(\theta_i, \phi_j)}{c} \left(\frac{1}{\cos\theta_i} + \sqrt{1+A^2(\theta_i, \phi_j)} \right) \quad (8)$$

전체 수신 파형 $S_r(t)$ 는 식 (2)의 포인트 표적에 대한 수신 신호의 모든 요소를 합하여 얻을 수 있으며 그 표현식은 다음과 같다.

$$S_r(t) = \sum_i \sum_j \Delta S_{ij}(t) \quad (9)$$

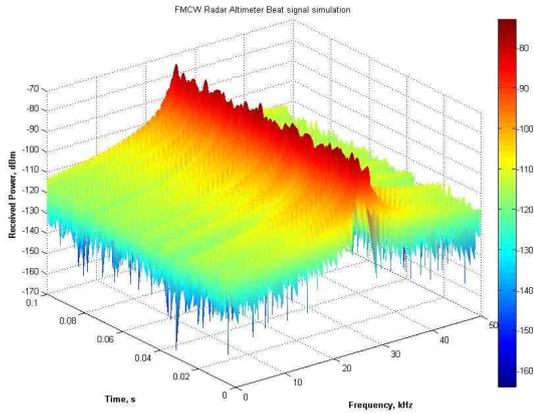


그림 2. 비트 신호의 스펙트럼
Fig. 2. Spectrum of beat signal.

식 (1)부터 (9)의 과정을 통해 단위 시간에 대한 수신 신호를 산출하였고, 시간 변화에 대해 요동이 생기는 비트 신호의 모사는 반복적으로 획득되는 비트 신호의 푸리에 변환을 통해 얻을 수 있다. 여기서 비트 신호는 송신과 수신 신호의 주파수 차이에 의해 생기는 것이며, 비트 신호의 주파수 성분은 고도를 나타낸다.

전파 고도계에서 수신되는 비트 신호를 시간의 변화에 따라 산출하면 그림 2와 같다. 산출에 적용된 조건은 고도 100 m, 이동 속도 100 m/s@x 방향, 고도편차 1 m, 평균 출력 0.1 W, 수신기 잡음 지수 7.5 dB, 시스템 손실 10 dB, 안테나 이득 10 dBi, 빔 폭 50°로 설정하였으며, 고도 데이터 획득을 500 us마

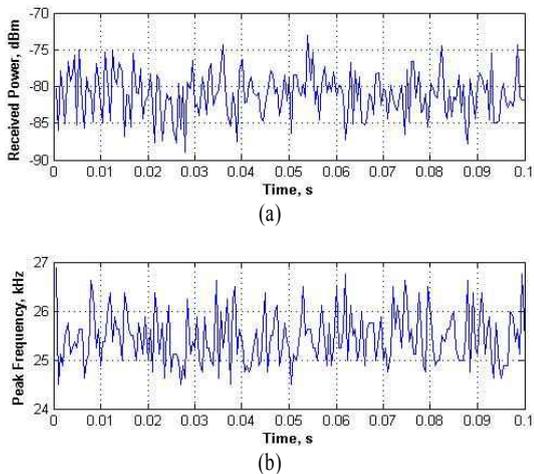


그림 3. 비트 신호의 (a) 최대 출력, (b) 주파수
Fig. 3. Peak power(a) and frequency(b) of beat signal.

다 하는 것으로 설정하여 시뮬레이션 시간은 200번 측정하는 0.1초로 하였다. 그림 3은 전파 고도계 고도로 인식하는 비트 신호의 스펙트럼에 대해 시간에 따라 최대 출력 지점과 그에 해당하는 주파수를 나타낸 것이다.

III. 수신 신호 요동 영향 감소 필터 설계

전파 고도계는 지면에서 반사된 신호를 이용하고 고도를 측정하기 때문에 수신 신호의 감도를 저하시키는 지면의 클러터에 항상 노출되어 있다. Median 필터를 변형한 1/3 order static 필터와 Alpha-trimmed 평균 필터는 순차-통계 필터로서 잡음 분포에 대한 적응성, 모서리 정보 보존성이 뛰어나기 때문에 클러터 영향을 감소시키고, 갑작스런 장애물에 대해 빠른 응답을 하기 위해 그림 4와 같은 복합된 필터를 제안하였다^[10]. 주파수 변화 제한기는 이전에 출력한 주파수 데이터와 현재 입력되는 주파수 데이터를 비교하여 고도에 따라 제한된 정보, 즉 낮은 고도는, 높고 높은 고도에서는 낮게 변화가 완화된 주파수 정보를 1/3 order static 필터로 전달한다.

제안된 필터는 4단계의 과정을 거쳐 고도에 해당되는 주파수를 출력하게 된다. 1단계는 합성기 출력인 비트 신호를 주파수 계수기에서 현재 입력된 신호 중 가장 큰 세기를 갖는 주파수 f_i 를 찾는다. 2단계는 Alpha-trimmed 평균 필터에서 순서대로 입력되는 주파수 $f_i, f_{i+1}, \dots, f_{i+19}$ 의 20개의 주파수에 대해 이동 윈도우하며, 주파수 크기 순으로 정렬하고 중

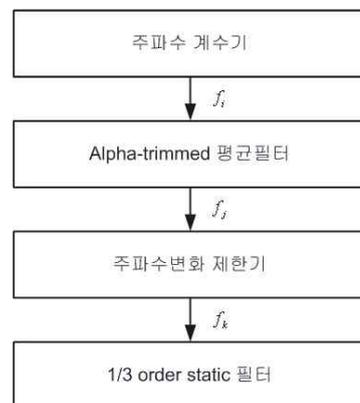


그림 4. 수신 신호 요동 영향 감소 필터 흐름도
Fig. 4. Flow chart of reduction filter for received signal fluctuation.

간 순위의 10개의 데이터만 평균한다. Alpha-trimmed 평균 필터의 표현식은 식 (10)과 같고 여기서 N 은 데이터 수로 20개이고, α 는 데이터를 선택하는 비율로 $0 \leq \alpha \leq 0.5$ 의 범위를 가지며, 50 %에 해당하는 비율은 0.25이다^{[10],[11]}.

$$f_j = \frac{1}{N(1-2\alpha)} \sum_{m=\alpha N+1}^{N-\alpha N} f_i(m) \quad (10)$$

3단계는 주파수 변화 제한기에서 Alpha-trimmed 평균 필터의 출력 주파수 f_j 에 대해 이전의 주파수 f_{k-1} 와 비교하여 고도에 따라 주파수 변화를 제한하는 것이다. 주파수 변화를 제한하는 이유는 1 m의 고도 편차가 존재한다고 할 때 10 m에서는 10 %이지만 100 m에서는 1 %로 고도가 높을수록 적은 영향을 미치기 때문이다. 주파수 변화 제한기는 f_{k-1} 와 f_j 의 관계를 고려하여 식 (11)과 같이 4가지 상태로 표현한다.

- (1) $f_j < f_{k-1} \times 0.9$
 $f_k = f_{k-1} \times 0.98$
- (2) $f_{k-1} \times 0.9 \leq f_j < f_{k-1}$
 $f_k = f_{k-1} + \left[\begin{array}{l} (f_j - f_{k-1}) \times 0.1 \\ \times \left(1 - \frac{f_j}{f_{\max} \times 1.2} \right) \end{array} \right]$
- (3) $f_{k-1} \leq f_j \leq f_{k-1} \times 1.1$
 $f_k = f_{k-1} + \left[\begin{array}{l} (f_j - f_{k-1}) \times 0.1 \\ \times \left(1 - \frac{f_j}{f_{\max} \times 1.2} \right) \end{array} \right] - 0.0005$
- (4) $f_j > f_{k-1} \times 1.1$
 $f_k = f_{k-1} \times 1.02$ (11)

여기서 f_{\max} 는 전파 고도계의 최대 고도에 해당되는 주파수이다. f_{k-1} 에 대해 f_j 의 변화가 $\pm 10\%$ 초과하면 $\pm 2\%$ 의 변화에 대해 제한하고, $\pm 10\%$ 이하이면 1/10로 하고, 고도가 높아질수록 감산의 비율을 높게 한다.

4단계는 1/3 order static 필터에서 주파수 변화 제한기의 출력에 대해 이동 윈도우하며 64개의 f_k 에 대해 오름차순으로 정렬하여 1/3 순위 결과를 출력한다. 1/3 순위를 출력하는 이유는 낮은 고도(주파수) 변화는 상대적으로 빠르게 반응하고, 높은 고도 변화는 상대적으로 늦게 제곱함으로써 비행의 위험

표 1. 특성 비교

Table 1. Comparison of characteristics.

항목	Moving average	Median	Proposed filter	
평균 오차	1 %	3.70	3.40	1.96
	3 %	6.91	6.99	4.80
	5 %	9.61	9.02	6.89
	10 %	15.95	16.36	11.23
최소 오차	1 %	3.45	3.00	1.75
	3 %	6.51	6.50	4.55
	5 %	9.29	8.75	6.80
	10 %	15.19	16.00	10.85
최대 오차	1 %	3.89	3.75	2.30
	3 %	7.17	7.25	5.20
	5 %	9.86	9.50	7.05
	10 %	16.63	17.50	12.00

요소에 대해 안전을 확보하기 위함이다. 제안된 수신 신호 요동 영향 감소 필터의 결과는 1/3 order static 필터의 출력이고, 이에 대한 표현식은 다음과 같다.

$$f_{final} = \sum_{n=21}^{21} f_k(n) \quad (12)$$

제안된 필터의 성능을 확인하기 위해 II장에서 확률밀도 함수로 정의된 지면 반사 모델을 이용하였다. 고도는 100 m로 설정하고 지면의 고도 편차가 1, 3, 5, 10 %이고 RCS의 파동을 가우시안 분포로 하여 이동 평균과 메디안, 그리고 제안된 필터의 성능을 표 1에 비교하였다.

동일 시간 입력되는 데이터에 대해 비교한 결과, 다른 필터보다 적은 오차를 나타내는 것을 볼 수 있다.

IV. 시 험

제안된 필터의 검증을 위해 지연 소자 시험과 헬기 탑재 운용 시험을 실시하였다. 지연 소자 시험은 RF 신호 대역에서 균일한 군 지연(group delay)을 갖는 지연 소자를 이용하는 실내 단위의 모의시험이다. 지연 소자는 고도 변화가 없고 신호가 매우 안정적이기 때문에 정량적인 스텝 응답 결과를 얻기 위해 실시하였다. 헬기 탑재 운용 시험은 고도와 신호의 세기가 랜덤하게 변하는 실제 환경에 대한 실험

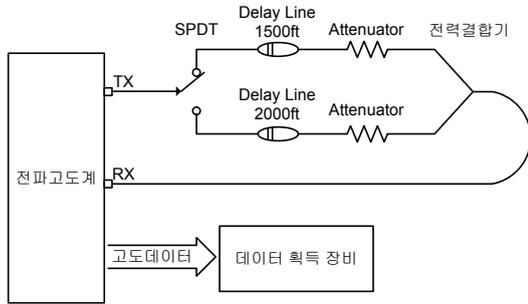


그림 5. 지연 소자 시험 구성도
Fig. 5. Block diagram of delay line test.

으로 정상적인 동작 확인을 위해 실시하였다.

4.1 지연소자 시험

지연 소자 시험은 스텝으로 변화되는 고도를 정량적으로 모의하기 위해 실시되는 시험으로 구성은 그림 5와 같다. 전파 고도계에서 TX로 송신되는 신호는 SPDT(Single Pole Double Through)를 통해 1,500 ft 또는 2,000 ft로 연결되어 감쇄기와 케이블을 통해 전파 고도계로 수신된다. 수신된 신호에 대해 전파 고도계에서 고도를 산출하여 데이터 획득 장비로 전달한다.

스텝 고도 변화는 전파 고도계의 요구 사양에 명시된 25 % 변화를 기준으로 1,500 ft와 2,000 ft로 구성하였다. 지연 소자는 Teledyne Microwave사의 제품이고 500 ft, 1,000 ft, 2,000 ft는 각각 MBG-1025A, MBG-1132, MBG-1154이다. 시험에 사용되는 기자재 감쇄와 군 지연 특성은 표 2에 나타내었다.

시험에서 수신 신호의 크기는 신호처리기 기준 SNR(Signal to Noise Ratio)이 20 dB를 만족하는 -90

표 2. 기자재 특성
Table 2. Characteristic of equipments.

소자/구성품	감쇄(dB)	군지연(us)
Delay line 500 ft	47	1.016
Delay line 1,000 ft	35	2.032
Delay line 2,000 ft	45	4.064
Cable(3 m)	4.1	0.025

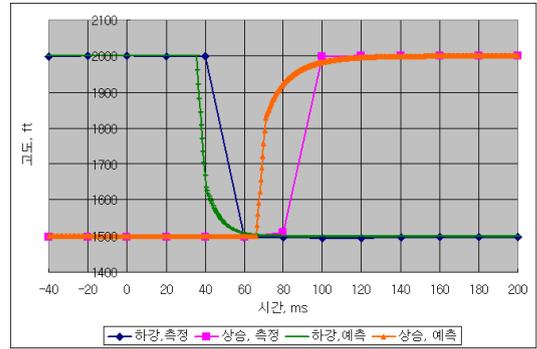


그림 6. 지연 소자 시험의 예측 및 결과 값
Fig. 6. Predicted and measured data of delay line test.

dBm이 되도록 감쇄기 값을 조절하여 맞추었다.

고도 변화에 대한 반응 시간을 정량적으로 측정하기 위해 SPDT와 동기를 맞춰 데이터 획득 장비에서 데이터를 획득했으며, 이때 데이터 주기는 전파 고도계의 통신 주기 20 ms이다. 스텝 고도 변화에 대한 Alpha-trimmed 평균 필터와 주파수 변화 제한기, 그리고 1/3 order static 필터 특성을 고려하여 산출한 예측 시간과 지연 소자 시험을 통한 결과를 그림 6에 도시하였다.

제안된 필터에 대한 예측은 식 (10)부터 (12)의 계산식으로부터 90 % 변화 응답의 하강 변화와 상승 변화에 대한 시간은 각각 47.5 ms와 86 ms로 산출되었다. 그리고 시험을 통해 측정된 결과는 하강 변화와 상승 변화에 대해 각각 60 ms와 100 ms로 전파 고도계와 데이터 획득 장비 사이의 통신 주기에 의한 오차 범위 이내를 만족한다.

4.2 헬기 탑재 운용 시험

헬기탑재 운용 시험은 전파 고도계가 운용되는 실제 환경에 대해 정상적으로 동작을 확인하기 위한 실험이다. 기수각(pitch)과 회전각(roll)에 대해 기동하는 조건을 만족하기 위해 반전력 빔 폭이 50° 정도를 갖는 안테나를 사용한다. 그렇기 때문에 안테나와 지면의 각도(grazing angle)와 지형, 그리고 매질에 따라 다양한 거리와 크기를 갖는 복잡한 신호가 수신된다.

그림 7에서 (a)는 헬기 탑재 운용 시험의 구성도를 나타내었고, (b)는 시험을 위해 장착된 형상을 나타

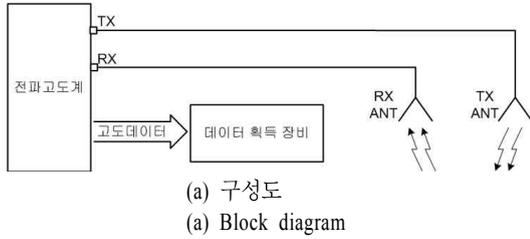


그림 7. 헬기 탑재 운용 시험의 구성
Fig. 7. Composition of helicopter operating test.

내었다.

헬기 탑재 운용 시험에서는 정성적 동작 특성 확인을 위해 수면 위의 다리 통과 시험과 지면과 수면에 대해 정지 비행을 수행하였다. 각 데이터는 이동 평균 필터와 제안된 필터의 결과를 동시에 도식하여 차별성을 나타내었다.

그림 8은 수면 위의 다리 통과에 대한 시험 결과이다. 문헌에 의하면 수면의 클러터 σ_0 는 수직 방향에 대해 약 0 dB이고, 콘크리트와 아스팔트로 된 다리는 80° 정도의 방향에서 $-15 \sim 25$ dB를 갖는다^[12]. 수면과 다리의 σ_0 가 큰 차이가 있기 때문에 전파 고도계에서 정확하게 다리를 나타내는 것은 쉽지 않지만 제안된 필터와 이동 평균 필터 모두 정상적으로 동작하였다.

그림 9는 수면 위의 정지 비행에 대한 시험 결과를 나타내었다. 수면은 매질이 균일하여 랜덤하게 존재하는 RCS가 없고, 고요한 수면은 고도 편차도 적기 때문에 고도 변화가 거의 나타나지 않는다.

그림 10은 지면의 저고도 정지 비행의 시험 결과를 나타내었다. 지면에서 저고도 비행이나 정지 비



그림 8. 수면 위 다리 통과
Fig. 8. Pass through the bridge on the water.

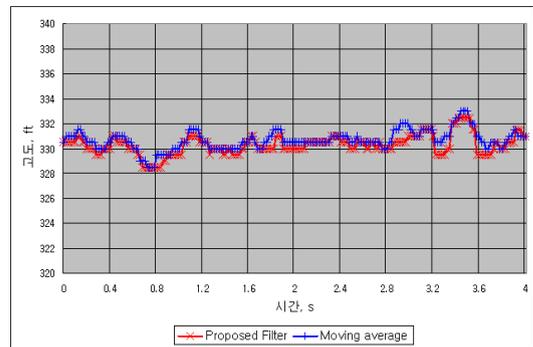


그림 9. 수면 위 정지 비행
Fig. 9. Hovering on the water.

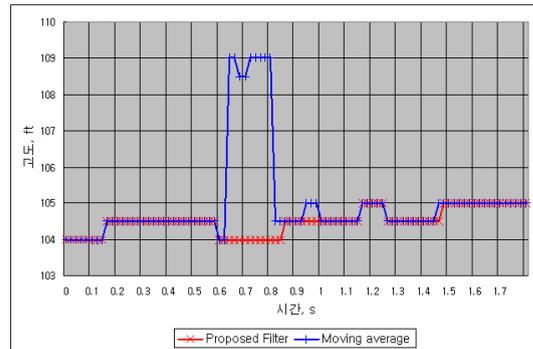


그림 10. 지면 위 정지 비행
Fig. 10. Hovering on the ground.

행은 다양한 매질의 변화에 노출되기 때문에 수신 신호의 요동이 발생하고, 그로 인해 이동 평균 필터에서는 고도 측정의 오류가 나타난 것이다. 그러나 제안된 필터는 오류를 제거하고 안정적인 고도 데이터를 출력하는 것을 볼 수 있다.

V. 결 론

본 논문은 헬기에 적용되는 전파 고도계에서 발생하는 수신 신호의 요동 현상을 감소하기 위한 필터를 제안하고 모델링과 시험을 통해 설계의 타당성을 검증하였다. 제안된 필터는 Alpha-trimmed 평균 필터와 주파수 변화 제한기, 그리고 1/3 order static 필터로 구성하였으며, 전파 고도계에서 고도와 상태에 따라 다르게 나타나는 신호의 특성을 고려하여 반응하도록 설계하였다.

설계의 검증을 위해 가우시안 분포를 갖는 수신 신호를 시간 변화에 대해 모델링하고, 이동 평균 필터와 메디안 필터, 그리고 제안된 필터에 대한 요동 현상의 성능을 비교한 결과, 제안된 필터에서 평균 오차가 30 % 정도 감소된 것을 확인하였다. 또한, 지연 소자를 이용한 25 %의 스텝 고도 변화 시험에서 하강과 상승 변화에 대한 예측 시간이 각각 47.5 ms와 86 ms이고, 측정 결과는 60 ms와 100 ms로 전파 고도계와 데이터 획득 장비 사이의 통신 주기에 의한 오차 범위 이내를 만족한다.

정성적 성능을 시험하는 헬기 탑재 시험에서 수면위의 다리 통과와 수면 정지 비행 시험에 대해 안정적 동작을 확인할 수 있었으며, 특히 지면 정지 비행 시험에서 나타나는 수신 신호 요동에 대해 영향을 억제하는 결과를 얻을 수 있었다.

제안된 복합적인 필터 방법은 기존의 일괄 적용되던 방식에서 벗어나 고도와 상태에 따라 다르게 설정함으로써, 불필요한 임펄스 잡음을 제거하고 갑작스러운 변화에 빠르게 반응하는 특성을 얻을 수 있었다. 본 논문과 같은 방법을 이용한다면 특정 목적의 장비에 적용하여 불필요한 영향을 감소할 수 있을 것으로 사료된다.

참 고 문 헌

[1] K. Araki, M. Sinriki, S. Nishimoto, and H. Itou,

"Observation of fractal scattering from ground surfaces using millimeter wave radar altimeter", *Electron. Comm. Jpn*, vol. 83, issue 12, pp. 25-36, Jun. 2000.

- [2] M. I. Skkolnik, *Introducion of Radar Systems*, Second Edition, McGraw Hill, pp. 82-91, 1981.
- [3] I. V. Komarov, *Fundamentals of Short-Range FM Radar*, Artech House, pp. 3-10, 2003.
- [4] J. C. Schmitt, "Radar altimeter statistic accuracy circuit", *US Panent*, US 4714928, Dec. 1987.
- [5] J. R. Hagar et al., "Radar anti-fade systems and method", *US Panent*, US 6,731,234 B1, May 2004.
- [6] H. M. Lin, "Median filters with adaptive length", *IEEE Trans. Circuit and Systems*, vol. 35, no. 6, pp. 675-690, 1988.
- [7] G. S. Brown, "The average impulse response of a rough surface and its applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP-25, no. 1, pp. 67-74, Jan. 1977.
- [8] M. H. Newkirk, G. S. Brown, "Issues related to waveform computations for radar altimeter applications", *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. AP- 40, pp. 1478-1488, no. 12, Dec. 1992.
- [9] S. S. Blackman, *Multiple-Target Tracking with Radar Applications*, Artech House, pp. 218-219, 1986.
- [10] I. Pitas, A. N. Venetsanopoulos, *Nonlinear Digital Filters Principles and Applications*, Kluwer Academic Publishers, pp. 117-120, Jan. 1990.
- [11] J. Astola, P. Kuosmanen, *Fundamentals of Nonlinear Digital Filtering*, CRC Press, pp. 49-65, Oct. 1997.
- [12] M. I. Skkolnik, *Introducion of Radar Systems*, Second Edition, McGraw Hill, pp. 474-476, 490-494, 1981.

김 세 윤



및 전파전파

2005년 2월: 충북대학교 정보통신
공학과 (공학사)
2007년 2월: 충북대학교 정보통신
공학과 (공학석사)
2007년 2월~현재: LIG넥스원(주)
연구개발본부 PGM 연구센터
[주 관심분야] Radar System, 안테나

현 영 오



[주 관심분야] 항공전자, 인증시험평가

1990년 2월: 한국항공대학교 항공
기계공학과 (공학사)
1992년 2월: 한국항공대학교 항공공
학과 (공학석사)
2009년 8월: 한국항공대학교 항공공
학과 (공학박사)
1992년 3월~현재: 국방과학연구소

이 호 준



1998년 2월: 명지대학교 전자공학
과 (공학사)
1998년 7월~현재: LIG넥스원(주)
연구개발본부 PGM 연구센터
[주 관심분야] Radar System, EMI/
EMC 대책기술