

## 항공기 탑재형 다목적 레이더 신호처리기 설계

김현경\*, 문상만\*\*, 김태식\*\*\*, 이해창\*\*\*\*, 강경운\*\*\*\*\*

### Signal Processor Desing For A Multipurpose Airborne Radar

Hyoun-Kyoung Kim\*, Sang-Man Moon\*\*, Tae-Sik Kim\*\*\*,  
Hae-Chang Lee\*\*\*\*, Kyoung-Woon Kang\*\*\*\*\*

#### Abstract

In this paper, the design method and algorithms of the signal processor for a multipurpose radar system are analyzed. The signal processor, operating at the two modes - collision avoidance mode and weather mode, has 4 steps of ADC, NCI, STC, CFAR. Several algorithms of NCI and CFAR are analyzed and the optimal design is proposed to the system. CVI and CMLD algorithm have good performance in decreasing the false alarm rate and increasing detection probability, Regarding processor computational capacity,  $K=12$  for CVI,  $M=16\sim 20$ ,  $K_0=M-4$  for CMLD is suggested. CVI processing needs much time, two or more processors need to be allocated to CVI. So, for the system with four processors, two processors should be allocated to VID of NCI with ADC input and CFAR with STC, and two processors are should be allocated to CVI.

#### 초 록

본 연구에서는 다목적 레이더 시스템의 신호처리부 설계방안과 알고리즘에 대해 분석하였다. 충돌방지 및 기상모드로 동작하는 신호처리부는 이 두 모드에 대해 ADC, NCI, STC, CFAR의 처리구조를 갖도록 설계하였다. NCI와 CFAR 기법으로 제시된 여러 알고리즘의 특성을 분석하였다. 오경보율을 낮추고, 검출확률을 향상시키는데 CVI 알고리즘과 CMLD 알고리즘이 우수한 성능을 갖는 것으로 분석되었다. 시스템 계산 성능을 고려하여 CMLD에  $M=16\sim 20$ ,  $K_0=M-4$ 를 적용하는 것이 적절하다. CVI에 많은 계산 시간이 되므로, CVI에 2개 이상의 프로세서가 할당되어야 한다. 따라서, 4개의 프로세서를 고려하는 시스템에서는 ADC 입력 처리와 NCI의 VID처리, STC와 CFAR를 각각 1개의 프로세서에서 처리하고, 2개의 프로세서가 CVI를 처리하여야 한다.

키워드 : 레이더(radar), 신호처리(signal processing), NCI, CFAR

\* 비행선그룹/kimhk@kari.re.kr

\*\*\* 비행선그룹/kts@kari.re.kr

\*\*\*\*\* STX Radarsys/kwkang@stxradsys.co.kr

\*\* 비행선그룹/msm@kari.re.kr

\*\*\*\* 비행선그룹/hclee@kari.re.kr

## 1. 서 론

레이다 신호처리기는 수신된 기저대역 아날로그 신호를 디지털화하고, 신호처리 알고리즘을 통해 신호를 분석하여 클러터 맵을 구성하거나 표적을 검출하는 기능을 수행한다. 신호처리 알고리즘은 레이다의 목적에 따라 다르게 구성되어야 하므로, 레이다의 용도를 명확히 하여야 한다. 기상레이다 또는 클러터 환경을 분석하기 위한 레이다에서는 신호의 레벨을 거리에 따라 일정하게 보정하고 보정된 신호를 이용하여 클러터 맵을 구성하면 된다. 반면, 표적을 검출하는 목적의 레이다에서는 표적 또는 장애물의 존재유무와 위치를 판단하는 것이 목적이기 때문에 신호 레벨 보정과 함께 클러터로부터 표적을 식별해내기 위한 별도의 신호처리 과정이 추가된다. 이와 같이 레이다의 사용목적에 따라 검출하고자 하는 신호의 종류가 다르며, 신호의 종류와 특성에 따라 신호처리 알고리즘이 다르게 적용되므로 목적에 맞는 적절한 신호처리 알고리즘을 사용하는 것이 무엇보다 중요하다고 할 수 있다.

레이다의 표적 검출 성능을 향상시키기 위해 신호처리 알고리즘에 대한 연구가 꾸준히 진행되어 왔다. 우수한 성능을 위해 신호처리 알고리즘은 보다 정교하고 복잡한 구조를 갖게 되는데, 이는 시스템의 계산시간에 영향을 준다. 알고리즘이 복잡할수록 많은 계산시간이 요구되기 때문에 각 알고리즘에 소요되는 계산시간을 분석하여 시스템을 설계하여야 한다.

본 논문에서는 충돌방지 모드, 기상 모드, 이착륙 모드로 구성되는 항공기에 탑재형 다목적 레이다 시스템의 신호처리부의 설계 방법과 신호처리 성능을 분석하였다. 레이더 신호는 년코히런트 펄스 신호로 위상정보를 포함하지 않는다. 2장에서는 신호처리부 설계 기본구성방안에 대해 기술하고, 3장에서는 충돌방지 모드에서의 성능 향상을 위한 펄스중첩과 고정 오경보율 알고리즘, 신호처리부 설계 방안에 대해 다루고 4장에서 결론을 맺는다.

## 2. 본 론

### 2.1 레이다 설계 파라미터

레이더 송수신 펄스 폭 및 Duty Cycle, 최대 탐지거리, 거리 해상도, 안테나 회전속도 등의 레이다 설계 파라미터는 신호처리부 설계에 영향을 미친다. 본 레이다 시스템에서는 표 1에 보여진 설계 파라미터를 고려하였다.

표 2. 레이다 설계 파라미터

파라미터	값
펄스폭	충돌모드 : 150nsec 기상모드 : 600nsec
거리정확도	충돌모드 : 10m 이하 기상모드 : 22.5m 이하
안테나 Slew Rate	150deg/sec max.
안테나 빔폭	2deg

표 1을 만족시키기 위해 ADC 샘플링 주파수는 충돌모드와 기상모드에 대해 각각 60MHz, 15MHz로 설정하였다. 펄스 중첩을 위해 최대한 높은 주파수로 펄스를 송신하여 하나의 각도셀에 많은 펄스를 송신하면 좋지만, 펄스 송신에 이용되는 마그네트론의 duty비가 0.1% 이하여야 하므로, 펄스송신 주파수를 충돌모드와 기상모드에 대해 각각 4.8KHz, 1.2KHz로 설정하였다. 충돌모드에서는 양각 방향으로 4개의 빔을 순차적으로 주사하는데, 이로 인해 각 각도셀에 대한 펄스의 개수는 동일하게 된다. 안테나 빔 폭과 Slew Rate를 고려하면 한 각도셀에 주사되는 펄스는 16개가 된다.

### 2.2 신호처리부 설계

기상모드와 충돌방지모드 레이다 시스템을 위한 신호처리부는 ADC(Analog to Digital Convert : 아날로그-디지털 변환)부, NCI(Non-Coherent Integration : 년코히런트 중첩)처리부, STC ( Sensitivity Time Control : 감도의 시간조

정)부, CFAR(Constant False Alarm Rate : 고정 오경보율)처리부로 구성된다. 기상모드에서는 ADC, NCI를 거쳐 STC를 수행한 결과를 클러터 맵을 구성하는데 사용하기 때문에 CFAR를 수행할 필요는 없다. 그림 1은 다목적 레이더를 위한 신호처리부의 구성도이다.

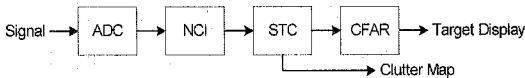


그림 1. 신호처리부 구성도

신호처리부의 성능을 향상시키기 위한 방법으로 NCI와 CFAR를 이용한다. NCI는 넌코히런트 펄스중첩으로 동일한 위치에 대해 여러 번의 펄스를 반복하여 송수신함으로써 신호량은 증폭되지만 잡음전력은 일정하게 유지하여 수신신호의 신호대 잡음비를 높이는 방법이다. 2.1절에 의해 고려된 펄스개수는 16개 이다. 펄스 중첩을 통해 신호대 잡음비를 높인 결과는 STC에서 신호레벨을 보상받는다. STC는 레이더로 입력되는 표적(또는 클러터)의 신호세기는 거리에 따른 신호세기를 보상하기위해 시간에 따라 신호의 가중치를 다르게 주는 방법이다. 일반적으로 STC 기능은 레이더 수신기에서 처리하지만, 본 시스템에서는 신호처리부에서 이 기능을 수행하는 방법을 고려하였다. STC를 거친 데이터는 거리에 따라 일정한 레벨을 갖기 때문에 기상모드에서 클러터 맵으로 활용할 수 있다. 충돌모드에서는 STC 결과 데이터를 정해진 Threshold와 비교하여 표적의 유무를 판정한다. Threshold값은 사용자가 임의로 정할 수 있는데, 이 값을 높게 설정하면 표적의 검출확률이 낮아지고, 너무 낮게 설정하면 강도가 센 잡음을 표적으로 오인할 수 있게 된다. 특히, 잡음이 가변적인 야외 환경에서는 Threshold를 지속적으로 변경할 필요가 있다. 즉, 잡음이 많은 환경에서는 Threshold를 높이고, 잡음이 적은 환경에서는 Threshold를 낮추어야 한다. 그러나, 레이더가 노출된 잡음 환경을 사용자가 정확히 예측하는 것은 불가능하다. 자동으로 잡음의 세기를 예측하고 Threshold를 변경하기 위한 방법

이 CFAR 기법이다. CFAR는 각도셀 또는 거리셀로 구성된 일정한 셀의 집합을 잡음에 대한 표본 집단으로 가정하고, 표본 집단의 평균값을 이용하여 전체잡음을 예측하는 방법이다.

본 시스템에서는 NCI와 CFAR 기법을 모두 이용하고 있으며, 이 두 알고리즘은 시스템 성능 향상에 큰 영향을 주기 때문에 세부적인 내용에 대해서는 3장에서 다루게 된다.

### 3. 내 용

#### 3.1 NCI

ADC를 거쳐 NCI로 입력되는 펄스를 식 (1)과 같이 정의하면, NCI로 입력되는 데이터의 순서는 그림 2와 같이 표현된다.

$$P_{n,m} \quad (1)$$

$n$  : pulse 번호 ( $n = 1, 2, \dots, N$ )

$m$  : range cell 번호 ( $m = 1, 2, \dots, M$ )

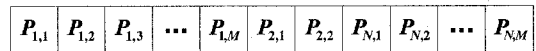


그림 2. 펄스전송 순서

그림 2의 펄스열은 하나의 각도 셀에 대해 수신되는 형태이고, 안테나의 빔 주사 위치가 변경될 때마다 그림 2와 같은 펄스열이 순차적으로 수신된다. ADC 처리에서 ADC 트리거는 각 펄스마다 수행되기 때문에  $P_{n,1}$ 에서  $P_{n,M}$ 까지의 펄스열이 한번에 수신된다.

가장 보편적으로 이용되는 넌코히런트 펄스중첩방법은 수신펄스를 모두 합산하여 하나의 신호로 생성하는 것이다. 이는 비디오 중첩(VID)이라고 한다. 비디오 중첩을 이용하였을 때 중첩결과와 장애물의 검출확률은 식(2), (3)과 같이 주어진다.

$$y = \sum_{j=1}^N x_{(j)} \quad (2)$$

$$P_D = \exp\left(-\frac{T}{(1+SNR)}\right) \sum_{r=1}^{N-1} \frac{T/(1+SNR)^r}{r!} \quad (3)$$

이 방법은 노이즈와 클러터가 장애물 신호에 비해 매우 작은 이상적인 환경에서 가장 좋은 결과를 보이며, 알고리즘이 덧셈연산으로만 이루어지기 때문에 신호처리시간이 매우 짧고 알고리즘이 간단하다. 그러나 이 알고리즘은 강한 스파이크성 잡음이 한 펄스에만 영향을 주더라도 펄스 크기의 합산결과는 매우 큰 값을 나타내므로 오경보를 일으킬 수 있기 때문에 펄스성 잡음이나 클러터에 매우 취약한 단점이 있다.

이러한 문제점을 해결하기 위해서는 중첩되는 펄스열에서 스파이크성 잡음을 검출할 수 있어야 한다. 스파이크성 잡음의 크기는 표적이나 잡음에 비해 매우 큰 값을 가지는 특성을 이용하여 일정 크기 이상의 펄스신호를 제거하는 방법을 적용할 수 있다. 그러나, 기준이 되는 펄스강도를 선정함에 있어 또 다른 선택의 문제를 맞게 되므로 펄스열 전체의 특성을 파악한 후 펄스열을 대표할 수 있는 값을 선정하는 방법이 좋다. 이 기법이 Order Statistics 중첩이다. Order Statistics(OS) 중첩에서는 수신된 펄스열을 합산하여 K번째 강도를 갖는 펄스를 대표값으로 선택한다. OS 중첩기법의 펄스출력결과와 검출확률은 식(4), (5)와 같이 표현된다.

$$y = x_k \quad (4)$$

$$P_D = \exp\left(\frac{-TN}{(1+SNR)}\right) \sum_{r=1}^{N-1} \binom{N}{r} \exp\left(\frac{T}{(1+SNR)} - 1\right)^r \quad (5)$$

이 경우, k번째 강도를 갖는 펄스와 다른 펄스는 무시되기 때문에 (N-K)개의 스파이크성 잡음에 대한 내성을 가질 수 있다. 이 방법은 펄스-펄스간 변동이 큰 Swerling II 또는 Swerling IV 모델의 표적을 검출하는데 있어서는 오차를 발생할 가능성이 크다. 또한, K값이 커짐에 따라서 중첩에 의한 개선효과가 저하되고, 너무 낮은 K값을 선택한다면 노이즈에 의한 영향을 받기 쉽

다는 단점이 있다. 따라서 스파이크 잡음을 제거하면서도 펄스들의 특성을 고르게 반영할 수 있는 CVI 기법이 본 시스템에서 적합하다고 할 수 있다. CVI 기법은 Censored VID 방법으로, OS 중첩기법과 VID 중첩기법의 장점을 살린 방법이다. 수신된 펄스열을 크기순으로 정렬한 다음, K번째까지의 펄스를 제거하고, 나머지 펄스들로부터 가중치가 부여된 평균값을 계산하는 방법이다. K번째 펄스에 높은 가중치를 부여함으로써 OS 중첩의 장점을 최대한 살리되, 여러 펄스의 합산결과를 더함으로써 저 잡음 환경에서 안정적인 특성을 갖는 VID 중첩기법의 장점을 살리는 것이다. 검열 비디오 중첩 기법시 출력되는 결과와 이를 통한 검출확률은 다음 식으로 주어진다.

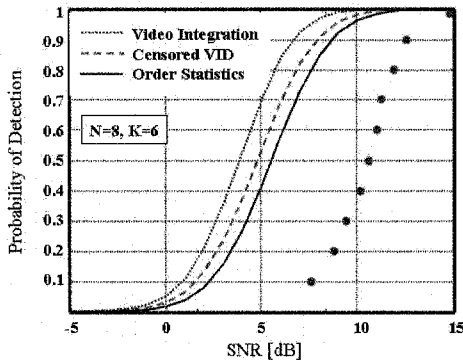
$$y = (N-K)x_{(K)} + \sum_{j=1}^K x_{(j)} \quad (6)$$

$$P_D = \exp\left(\frac{-T}{(1+SNR)}\right) \sum_{r=0}^{K-1} \frac{(T/(1+SNR))^r}{r!} \quad (7)$$

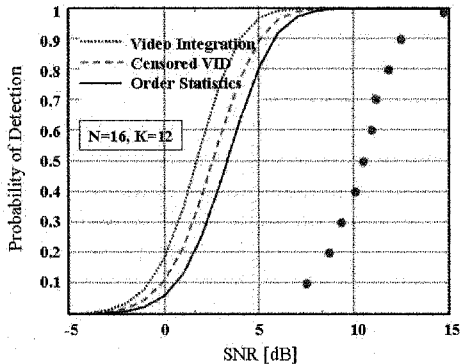
위에서 설명한 세 알고리즘에 대한 성능을 그림 3에 보였다. 그림 3은 주어진 샘플펄스 수와 오경보율에 대해 SNR과 검출확률과의 상관관계를 나타낸 것이다. 검출확률 계산시 적용되는 Threshold는 장애물이 존재하지 않을 때(SNR<sub>dB</sub>=0)의 오경보율 10<sup>-5</sup>를 만족하도록 선택되었다. 동일한 검출확률에 대하여 요구되는 SNR이 낮을수록 좋다. 그림에서 굵은 점은 단일 펄스를 사용하는 경우에 대한 검출확률을 나타낸 것이다. 그림 3(a)와 3(b)를 비교해볼 때, 펄스수와 K값이 큰 3(b)에서 요구되는 SNR이 더 낮고, 이에 따라 중첩되는 펄스수가 많을수록 성능이 개선됨을 알 수 있다. 펄스중첩에 따른 개선효과는 비디오 중첩에서 가장 높으며, Order Statistics에서 가장 낮았다.

$$[I(N)]_{dB} = 6.79(1 + 0.235P_D) \left(1 + \frac{\log(1/P_{fa})}{46.6}\right) \quad (8)$$

$$\log(N)(0.014\log(N) + 0.0183(\log(N))^2)$$



(a) N=8, K=6



(b) N=16, K=12

그림 3. 펄스중첩 알고리즘에 따른 검출확률

그림 3의 결과는 식(8)의 펄스중첩 개선효과 식으로도 예측할 수 있다. 식 (8)은 VID를 적용한 시스템의 검출확률과 오경보율, 펄스수에 대한 개선효과의 관계를 나타낸 것이다.

단일 펄스에 대해 요구되는 신호대 잡음비  $SNR_{(1)}$ 과  $N$ 개의 펄스를 중첩 하였을 때의 신호대 잡음비  $SNR_{(N)}$ 이라고 하면  $SNR_{(N)}/SNR_{(1)} < N$  이 되는데,  $N - \{SNR_{(N)}/SNR_{(1)}\}$  만큼은 펄스 중첩 오차로 인한 것이며, 펄스 중첩에 의한 요구되는 SNR 감소는 개선효과로 나타난다.

그림 3(a)와 3(b) 그래프에서 개선효과(SNR 값의 차이)는 검출확률에 따라 큰 차이를 보이지 않으며, 펄스수와 K값에 대해서도 개선효과의 차

이는 크지 않다. VID와 CVI간의 개선효과 차이는 0.05~0.95의 검출확률 범위에서 1dB 이내로 나타나며, VID와 OS 기법의 차는 2dB 이내로 나타난다. 두 알고리즘에 의한 최소 개선효과는 식 (8)의 계산 결과보다 1dB ~2dB 낮은 값이라고 판단할 수 있다. 2.1에 설명한 바와 같이, 본 시스템에서 고려한 중첩 펄스 수는 16개로,  $K=12$ 를 고려할 때, 그림 3(b)의 결과가 시스템 설계 결과에 반영된다. 따라서, 검출확률 0.9에 대해 요구되는 SNR은 약 5dB가 된다.

펄스 중첩효과는 VID에서 가장 높게 나타났지만, 이는 낮은 레벨의 잡음이 존재하는 환경에서의 결과이다. 즉, 스파이크성 잡음이 존재하는 경우에 대해서도 분석해볼 필요가 있다. 표 2는 크기가 무한대인 스파이크성 잡음을 고려할 때, 스파이크 잡음의 존재 유무에 따라 각 알고리즘별 분석결과이다[1]. 이 분석에서는  $N=10, K=8$ 을 고려하였으며, Binary는 OS 중첩을 의미한다.

표 3. 스파이크성 잡음이 존재하는 경우 오경보율

	T	J=0	J=1	J=2
Binary	5.425	$1.00 \times 10^{-5}$	$6.84 \times 10^{-4}$	0.0347
M=3 (K=8)				
CVI	26.123	$1.00 \times 10^{-5}$	$3.66 \times 10^{-3}$	0.0179
K=8				
Smallest-of	13.230	$1.00 \times 10^{-5}$	$3.17 \times 10^{-3}$	0.5570
Pairwise	10.324	$1.00 \times 10^{-5}$	$5.23 \times 10^{-4}$	>0.111
smallest-of				
Video	29.522	$1.00 \times 10^{-5}$	1	1

표 2에서도 알 수 있듯이, 스파이크성 잡음이 1개라도 존재하면 VID는 적용될 수 없다. Smallest- Of는 VID에서 펄스열을 중간시점을 기준으로 1/2한 펄스열의 합산 결과중에서 낮은 값을 채택한 것이다. 스파이크성 잡음이 1개 존재하는 경우 오경보율은 대체로 양호하지만, 2개가 존재하면 양 펄스열에 분산되기 쉬우므로 오경보율이 매우 높다. OS 중첩과 CVI 중첩은  $(N-K)$ 개의 펄스에 대하여 내성을 가지므로,  $N=10, K=8$ 을 가정한 결과에서 2개의 스파이크성 잡음에 대해서도 대체로 양호한 결과를 보인다.

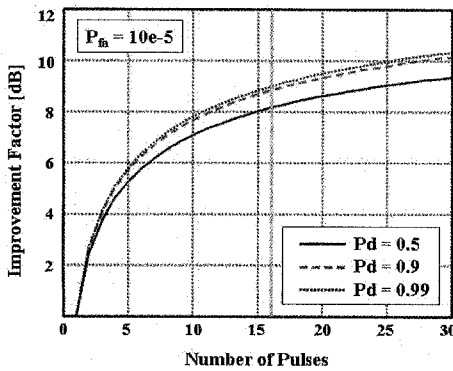


그림 4. 펄스수와 검출확률에 따른 개선효과

식(7)을 이용하여 오경보율  $10^{-5}$ , 검출확률 0.9 일 때 펄스 수에 따른 개선효과를 그림 4에 도시하였다. 각 알고리즘은 펄스를 중첩함에 따라 특정값에 수렴하는 개선효과를 보였으며, 검출확률이 0.9이고, 오경보율이  $10^{-5}$ 일때 10정도의 값에서 수렴하였다.

### 3.2 STC

레이다로부터 송신된 전파가 표적에 부딪혀서 되돌아 오는 전파의 신호강도는 거리에 따른 감쇄를 포함한 결과이다. 식 (9)의 레이다 방정식에 따라 수신되는 전파의 세기는 거리(R)에 대해  $R^4$  에 반비례한다.

$$(SNR)_{n_p} = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \sigma T I(n_p)}{(4\pi)^3 R^4 k T_e FLL_{at} L_o} \quad (9)$$

전력선이나 지표면 등의 면적 클러터인 경우, RCS 분포는 거리에 비례하며, 구름, 강우와 같은 체적 클러터인 경우 거리의 제곱에 비례한다. 즉, 수신되는 신호세기가 거리의 4승에 비례하므로, 전력선과 지표면의 수신신호 세기는 거리의 3승에 반비례하고, 구름, 강우 클러터의 신호세기는 거리의 제곱에 반비례한다. 따라서, STC를 신호 처리기의 알고리즘으로 구현하기 위해서는 펄스 열에 대해 STC 감쇄율을 곱해주면 된다.

그러나, 이를 위해서는 ADC의 해상도가 신호의 Dynamic Range를 만족하여야 하므로 이를 분석하여야 한다. 14bits ADC를 이용하는 본 시스템에서 2bits 오차를 고려하면 Dynamic Range는 72dB가 된다. 전력선 최대탐지거리 2km를 고려할 때, 전력선의 Dynamic Range는 약 58dB이며, 7.5km 까지 지면을 탐지한다고 할 때는 약 87dB가 된다. 즉, 표적과 최대 탐지거리에 따라 Dynamic Range가 변화되므로, 신호처리 알고리즘으로 구현이 불가능한 경우도 발생할 수 있다. 따라서, 레이다의 최소탐지거리와 최대탐지거리의 명확한 정의를 통해 Dynamic Range를 결정해야한다. DSP에서 구현할 수 있는 범위를 초과하게 되면, 송수신부에 하드웨어적인 계단형 STC를 구현하여, 오프셋으로 설정하여야 한다.

### 3.3 CFAR

거의 모든 레이다 환경에서는 잡음이 존재한다. 잡음(또는 클러터)로부터 최종적으로 표적의 존재여부를 판단하기 위해서 Threshold와의 비교 과정을 거친다. Threshold보다 높은 값을 갖는 펄스가 표적의 정보를 가지고 있다고 판단하기 때문에, Threshold를 높게 설정할수록 오경보율은 낮지만 표적에 대한 검출확률은 저하된다. 반대로, Threshold를 낮게 설정하면 검출확률은 높아지지만 오경보율이 높아진다. 잡음전력과 Threshold에 따른 오경보율의 관계는 식 (10)과 같이 표현된다.

$$P_{FA} = \int_{V_r}^{\infty} \frac{r}{\psi^2} \exp\left(\frac{-r^2}{2\psi^2}\right) dr = \exp\left(-\frac{V_r^2}{2\psi^2}\right) \quad (10)$$

잡음 환경에 대한 특성이 일정한 경우, Threshold를 그 값에 따라 조정하면 된다. 그러나, 이동하는 장비에 장착된 레이다의 잡음환경은 수시로 변동될 뿐 아니라, 기온에 따라서도 잡음에 변화를 가져올 수 있다.

3.1에서의 Threshold T는 주변 잡음이 일정하다는 가정하에 고정된 값이다. 그러나, 잡음의 세

기는 수시로 변하기 때문에 고정된 Threshold를 이용하게 되면 일정한 오경보율을 유지할 수 없다. 따라서 일정한 오경보율을 유지하기 위해 지속적으로 잡음의 세기를 분석하고 이에 따른 적용력이 있는 Threshold를 설정할 필요가 있다.

주변 잡음의 세기를 분석하기 위해서는 수신되는 비디오 신호전체를 분석하여야 하지만, 그렇게 되면 연산량이 매우 커져서 시스템의 효율이 떨어지기 때문에 현실적으로 불가능하다. 따라서 측정하고자 하는 거리셀(또는 각도셀)에 대해 전후로 일정한 구간을 설정하여 구간내 잡음을 전체 신호를 대표하는 값으로 설정하는 방법을 이용한다.

가장 보편적으로 이용되는 CFAR는 구간내 모든 셀의 합을 계산하여 Threshold에 반영하는 방법으로 CA-CFAR(Cell Averaging CFAR), 또는 MLD(Mean Level Detector)라고 한다. CA-CFAR는 대상셀과 대상 셀 주변의 보호 셀을 제외한 나머지 셀들의 합과 Threshold 배수를 곱하여 최종 Threshold를 결정한다. Threshold 배수는 알고리즘 종류와 검출확률, 계산에 이용되는 셀의 개수, 오경보율 목표값에 의해 미리 결정되어 있다. 따라서, 잡음이 심한 환경에서는 주변 셀들의 합이 크게 나타나 최종 Threshold가 높아지므로, 대상 셀의 신호가 강해야 표적으로 인식된다. 이 방법은 잡음환경에서 독립적으로 존재하는 표적의 검출에는 매우 적합하다. 그러나 인접한 두개 이상의 표적이나 장애물이 존재할 경우 주변 셀들의 합이 커져 Threshold가 높아지므로, 파악하고자 하는 표적을 잡음으로 오인할 수 있어 검출확률이 저하된다. 인접한 장애물은 동일한 CFAR 윈도우에 속하기 쉽고, 많은 장애물이 존재할수록 잡음으로 무시될 확률이 커지게 된다. 이러한 특성은 특히 전력선과 같이 여러 선이 인접해 있는 구조물에서 잘 나타난다. 따라서, 항공기에 탑재되는 충돌방지를 위한 레이더에서 CA-CFAR기법은 적절하지 않다.

따라서 본 시스템에서는 CMLD (Censored Mean Level Detetor) 알고리즘을 적용하는 것이 바람직하다. CVI 중첩기법이 CMLD의 응용 결

과이므로, CMLD 알고리즘의 계산방법과 특성에 있어서 CVI 중첩기법을 고려하면 된다. CVI 중첩기법에서 크기가 매우 큰 잡음에 의해 표적으로 오인되는 오경보를 억제할 수 있는 반면, CMLD에서는 인접한 장애물로부터 대상 셀이 잡음으로 인식되어 검출확률이 저하되는 것을 방지할 수 있다. CMLD 알고리즘을 이용하면 동일한 CFAR 윈도우 내의 인접한 장애물들에 대한 식별이 가능하기 때문에 전력선이나 밀집된 구조물의 검출에 매우 유용하다.

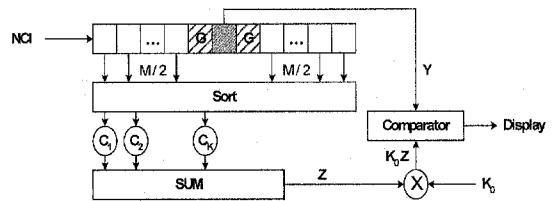


그림 5. CMLD 블록도

표 3은 윈도우 크기와 오경보율에 대한 CMLD 알고리즘의 Threshold Multiplier 계산결과를 나타낸 것이다.  $K_0=M$ 일 때 CMLD= CA-CFAR가 된다. 그림 6은 오경보율  $10^{-6}$ 을 가정할 때, CA-CFAR에서 인접한 다른 물체가 존재할 때 장애물의 검출성능을 보인 것이다.

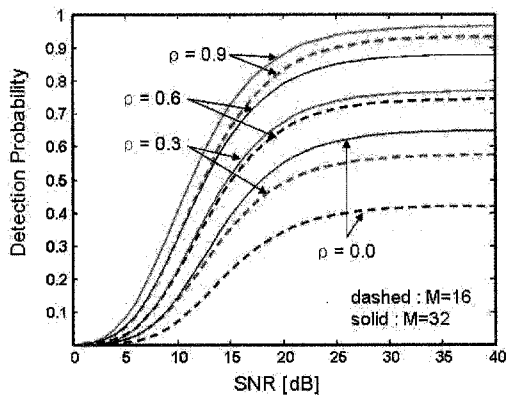


그림 6. 장애물이 1개일 때 검출확률(CA-CFAR)

표 4. 윈도우 크기에 따른 Threshold Multiplier

$K_0$	M=8		M=6		M=4		M=2		M	
	$10^6$	$10^4$	$10^6$	$10^4$	$10^6$	$10^4$	$10^6$	$10^4$	$10^6$	$10^4$
M=12	-	-	-	-	4.624	9.001	2.982	5.310	2.163	3.642
M=16	4.624	9.001	2.982	5.310	2.163	3.642	1.683	2.728	1.372	2.163
M=20	2.163	3.642	1.683	2.728	1.372	2.163	1.155	1.783	0.996	1.512
M=24	1.372	2.163	1.155	1.783	0.996	1.152	0.874	1.311	0.779	1.155
M=32	0.779	1.155	0.702	1.031	0.638	0.931	0.585	0.848	0.540	0.779

$\rho$ 는 장애물과 인접한 물체간의 상호관련도를 나타내며, 그림 6에서는 두 물체의 SNR은 동일하다고 가정하였다. 윈도우 크기가 클수록 검출 성능이 뛰어나며, 상호관련도가 높을수록 검출이 잘 된다. 그림 7은 CA-CFAR와 CMLD 알고리즘을 이용하여 인접한 물체가 3개 일 때의 검출 성능을 보인 것이다. CMLD 알고리즘에서는 M- $K_0$ 개의 인접한 물체를 모두 제거할 수 있기 때문에  $K_0=14$ 일 때 2개의 인접한 물체에 대해서는 성능저하가 없다. 인접한 물체가 존재할 때 CMLD 알고리즘이 CA-CFAR 보다 검출확률이 우수함을 알 수 있다.

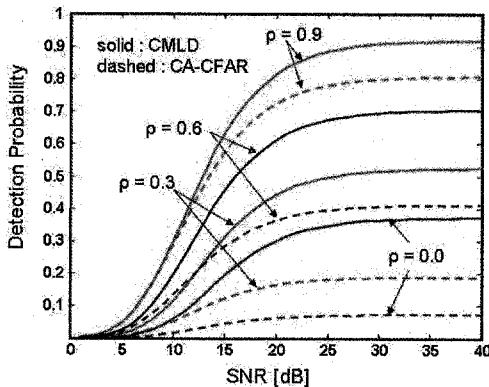


그림 7. 장애물이 3개일 때 검출확률 (M=16)

### 3.4 시스템 구성방안

본 연구는 ADC로부터 입력받은 신호를 NCI와 STC 처리를 수행하고, 레이더 작동 모드에 따라 CFAR를 추가적으로 수행하도록 하는 다중

모드 레이더의 신호처리 시스템에 대한 연구이다. 따라서, 개별 알고리즘과 함께 신호처리부 구성방안에 대한 고찰이 필요하다. 모드 변경에 따른 하드웨어적인 변경 또는 소프트웨어 구조가 변경되면, 내부에 저장된 변수의 초기화, 인터페이스 수정 등 많은 작업량이 요구되므로 이를 최소화 하는 방향으로 설계하는 것이 좋다. 기본적으로, 본 시스템은 CVI와 CMLD 알고리즘을 사용하되, 외부적 요인으로 인해 최대 성능을 발휘하지 못하는 경우를 대비하여 VID와 CA-CFAR를 고려하는 구조를 갖도록 설계하였다. 펄스 정렬은 (N-K)개까지만 수행하면 되기 때문에 버블정렬이 적합하다. N=16, K=12에 대한 CVI를 이용하는 경우, 데이터 스와핑을 고려하지 않더라도 비교연산은 32760번 수행되어야 하고, CMLD에서 윈도우 크기를 M=32,  $K_0=28$ 로 설정하면 비교연산은 755160번 수행되어야 한다. M=16으로 설정하면 비교연산은 32760으로 20배 정도 단축된다. 따라서, 본 시스템은 ADC입력을 VID 처리, CVI처리, STC 처리, CFAR 처리부로 구분하는 것이 적절하다. 그러나, CVI를 처리하기 위해 내부 메모리 제어를 이용할 수 없는 경우 데이터 처리에 더욱 많은 시간이 소요되므로, STC와 CFAR를 동시에 처리하고, 나머지 프로세서들에서 CVI를 분산 처리하는 방안이 고려되어야 한다.

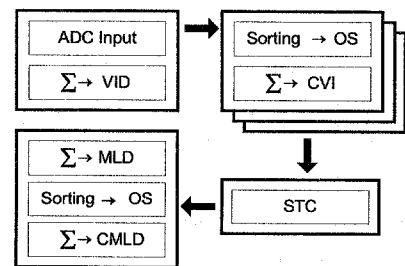


그림 8. 신호처리기 구성방안

그림 8의 신호처리기 구성방안은 VID, CVI, STC, CFAR의 4단계로 구분한 설계를 고려하였고, 내부적으로 NCI와 CFAR는 각각 합계→정렬



선택→합계의 3단계 구성을 갖도록 하였다. 이 구성에서는 모드별, 알고리즘별 처리부를 블록도와 같이 모듈화 하였으므로, 신호처리부 알고리즘을 간략화 할 수 있고, 모드 변경과 알고리즘 변경에 빠르게 반응할 수 있다. 4개 이상의 프로세서를 갖는 시스템에서 VID, STC, CFAR에 각 1개의 프로세서를 할당하고, 나머지 프로세서들을 CVI를 분산처리하도록 하는 것이 좋다. 4개 이하의 프로세서에 대해서는 STC와 CFAR를 한꺼번에 수행하고, 필요시 VID처리부에서 CVI 기능을 분산 처리하도록 설계하는 것이 바람직하다.

#### 4. 결 론

레이더 신호처리 시스템의 설계에 있어서 주요 목표는 표적의 검출확률을 증가시키고 오경보율을 감소시키는데 있다. 이 두 요소는 장애물의 유무를 판정하기 위한 Threshold의 레벨에 대해 반비례하는 상호관계를 갖기 때문에 잡음을 예측하기 어려운 항공기 탑재형 레이더에서 높은 검출확률과 낮은 오경보율을 유지하기란 쉽지 않다. 본 연구에서는 이를 고려하여 펄스중첩에서 CVI 방법을 적용하고, CFAR에서는 CMLD를 적용할 것을 제시한다. CVI 방법은 스파이크성 잡음으로부터 오경보율을 낮게 유지하는데 유용하고, CMLD는 주변잡음으로부터 검출확률을 높이는 데 유용하다.

펄스중첩 기법에서 VID, OS, CVI 중첩기법에 대해 비교하였다. 펄스중첩에 의한 개선효과는 펄스의 개수가 높을수록 크고, VID 기법이 가장 우수한 성능을 보였다. 16개의 펄스를 이용하는 본 시스템에서 CVI 기법은 VID 기법에 비해 1dB 미만의 개선효과 차이를 보였다. 따라서, CVI 기법을 적용하더라도 요구되는 SNR 값을 충분히 만족할 수 있을 것으로 판단되며,  $N=16$ ,  $K=12$ 를 적용하면 2~3개의 강한 스파이크성 잡음에 대해서도 면역력을 가질 것으로 예측된다. CFAR에서는 CA-CFAR와 CMLD 알고리즘의 성능을 비교하였다. CA-CFAR는 인접한 장애물이

존재할 수 있는 클러터 환경에서 적용하기 어렵기 때문에 CMLD 기법을 적용하여야 한다. CFAR에서는 CFAR 셀 윈도우를 크게 설정하는 것이 보다 적절하지만, 이는 시스템의 계산시간에도 큰 영향을 주기 때문에  $M=16\sim 20$ 이 적절하다. 설계결과 CVI 처리에 가장 많은 계산시간이 소요되므로 가능한 많은 프로세서를 CVI에 할당하여 분산 처리하는 것이 적절한 방법으로 판단된다.

#### 참 고 문 헌

1. N. Levanon, "Analytic comparison of four robust algorithm for post-detection integration", IEE Proceedings-F, vol. 139, No. 1, 1992. 2.
2. Bassem R. Mahafzam, Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB, Chapman&Hall/CRC, 2000.
3. J. R. Holm, J. A. Ritcey, "The optimality of the censored mean-level detector", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 37, no. 1, 1991. 1.
4. Mourad Barkat, Samira Dib, "CFAR detection for two correlated targets", Signal Processing, vol. 61, 1997.
5. R. Nitzberg, Radar Signal Processing and Adaptive Systems, Artech House, 1999.
6. M. Hamadouche, M. Barakat and M. Khodja, "Analysis of the clutter map CFAR in Weibull clutter", Signal Processing, vol. 80, issue. 1, 2001. 1, pp.117-123.
7. R. S. Raghavan, "A method of estimating parameters of K-distributed clutter", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 27, no. 2, 1991. 3.
8. <http://www.itl.nist.gov/div898/handbook/eda/section3/eda3668.htm>