

# 저속 이동 표적 탐지를 위한 항공용 다채널 GMTI 레이다 설계

김형석\*<sup>1</sup>, 김기완\*<sup>2</sup>

## Airborne Multi-Channel GMTI Radar Design for Low-Speed Moving Target Detection

Hyung-Suk Kim\*<sup>1</sup>, Ki-Wan Kim\*<sup>2</sup>

이 논문은 2024년 정부(방위사업청)의 재원으로 국방과학연구소의 지원을 받아 수행된 연구임(912938101)

### 요 약

지상의 이동 표적을 탐지하는 GMTI(Ground Moving Target Indication) 모드는 항공기 탑재 레이다의 주요한 기능으로 인식되고 있다. 레이다 시스템 관점에서의 GMTI 모드 성능은 지상에 고정된 지면 환경으로부터 반사된 신호와 이동하는 표적의 레이다 반사 신호를 얼마나 잘 구별해 내느냐에 달려 있다. 최근에는 능동위상배열안테나 기술이 항공용 레이다 시스템에 적용되고 있어 GMTI 모드 설계에 다채널 레이다 신호를 활용하는 STAP(Space-Time Adaptive Processing) 알고리즘을 적용할 수 있게 되었다. 본 논문에서는 항공용 레이다 GMTI 모드의 MDV(Minimum Detectable Velocity) 향상과 실시간 운용성을 고려하여 최적화된 설계 방안을 제시한다. 설계된 GMTI 모드에 대한 타당성 검증은 시뮬레이션을 통해 수행하였다.

### Abstract

Ground Moving Target Indication(GMTI) mode, which detects moving targets on the ground, is recognized as an important function of airborne radar. GMTI mode performance from a radar system perspective depends on how well it can distinguish between signals reflected from a stationary ground environment and radar reflections from moving targets. Recently, active phased array antenna technology has been applied to airborne radar systems, making it possible to apply the Space-Time Target Processing(STAP) algorithm that utilizes multi-channel radar signals to GMTI mode design. In this paper, we present an optimized design method considering Minimum Detectable Velocity(MDV) improvement and real-time operability of the airborne radar GMTI mode. The feasibility verification of the designed GMTI mode was performed through simulation.

### Keywords

ground moving target indication, GMTI, multi-channel radar, radar signal processing, low-speed moving target detection, space-time adaptive processing STAP

\* 국방과학연구소 국방첨단과학기술원  
레이다전자전기술센터(\*<sup>1</sup> 교신저자)  
- ORCID<sup>1</sup>: <https://orcid.org/0000-0001-8193-1736>  
- ORCID<sup>2</sup>: <https://orcid.org/0000-0002-7918-8098>

• Received: Nov. 04, 2024, Revised: Dec. 18, 2024, Accepted: Dec. 21, 2024  
• Corresponding Author: Hyung-Suk Kim  
Radar & EW Technology Center, Agency for Defense Development,  
Yuseong P.O. Box 35, Daejeon, 34186 Korea  
Tel.: +82-42-821-2977, Email: [hskim@add.re.kr](mailto:hskim@add.re.kr)

## I. 서 론

레이다는 주야간 전천후 운용이 가능한 감시정찰 센서로써 지상, 해상 및 항공 등 다양한 플랫폼에 탑재되어 운용되고 있다. 레이다는 민간뿐만 아니라 군사적 목적으로 널리 이용되고 있는데 특히, 항공용 레이다에서는 지표면에서 이동하는 표적을 탐지하여 표적 정보를 제공하는 GMTI(Ground Moving Target Indication) 모드가 주요한 기능으로 활용되고 있다.

항공용 레이다에서 GMTI 모드는 AMTI(Air Moving Target Indication) 모드와 달리 지상 클러터로부터 반사되는 신호에 의한 영향이 상대적으로 크다. 일반적으로 표적의 신호가 클러터 신호보다 충분히 크면 레이다가 표적을 탐지하는 데는 문제가 없다. 하지만 지상의 이동 표적은 대부분 소형 물체인 데 반해 도심의 인공 구조물은 상대적으로 높은 RCS(Radar Cross Section)를 가지므로 주엽 빔 클러터(Mainlobe Beam Clutter) 영역 내에 해당하는 속도의 표적은 상대적으로 탐지하기가 어렵다. 따라서 저속으로 이동하는 표적을 탐지할 수 있는 GMTI 레이다에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다 [1]. 최근에는 능동위상배열안테나 기술의 발달로 인해 STAP(Space-Time Adaptive Processing) 알고리즘을 적용한 항공용 다채널 GMTI 레이다도 주요한 연구 분야로 주목을 받고 있다[2][3]. 특히 다채널 GMTI 신호처리의 실시간 온보드(On-board) 처리도 가능하게 되었다[3].

본 논문은 항공용 다채널 GMTI 레이다의 저속 이동 표적의 탐지 성능과 실시간 운용성을 고려한 최적의 설계 방안에 관한 내용이다. 레이다 시스템의 안테나 부배열 구조에 대한 최적화 및 다채널 GMTI 신호처리 알고리즘에 대한 설계 방안을 제안한다. 본 논문의 II장에서 항공용 GMTI 레이다 기술의 발전 추세에 관해 설명하고, III장에서는 다채널 GMTI 레이다 설계에 대한 상세 내용으로 안테나 부배열 구조, 다채널 GMTI 신호처리 알고리즘, 그리고 STAP 알고리즘에 대한 상세설계 내용을 기술한다. IV장에서는 다채널 GMTI 모드 시뮬레이션 방안과 시뮬레이션 결과를 제시한다. 마지막으로 V장에서는 결론과 향후 과제 순으로 맺는다.

## II. 항공용 GMTI 레이다 기술

항공용 GMTI 레이다 기술은 지난 반세기 동안 다양한 방식으로 발전하였다. 초기의 항공용 GMTI 레이다 기술은 하나의 큰 안테나를 사용하는 단일 위상 중심 방식이었다. 이 방식에서는 최저 탐지 속도 성능을 위해 낮은 레이다 플랫폼 속도와 높은 송신 전력이 필요하였다. 그리고 표적이 주엽빔 클러터 바깥에 위치해야 탐지할 수 있었다. 또한 탐지된 표적의 위치 정확도가 높지 않은 단점이 있었다.

2개의 위상 중심을 사용하는 GMTI 레이다 기술은 DPCA(Displaced Phase Center Antenna)를 이용하여 클러터 내에서 느리게 이동하는 표적에 대한 탐지도 가능하게 하였다. 하지만 모노펄스(Monopulse)를 이용한 표적 각도 추정은 적용할 수 없었다.

3개 또는 4개의 위상 중심을 사용하는 방식은 DPCA와 모노펄스 각도 추정을 동시에 이용할 수 있어 클러터 제거와 표적의 정확한 위치 추정이 가능하다. 그리고 최근에는 4개 이상의 위상 중심을 활용한 STAP 알고리즘이 GMTI 기술에 적용되고 있다.

## III. 다채널 GMTI 레이다 설계

저속 이동 표적 탐지를 위한 항공용 다채널 GMTI 레이다의 설계에서는 지상 클러터를 제거하고 표적을 탐지하기 위한 최적의 STAP 알고리즘을 선정하는 것이 필수적이다. STAP 알고리즘에 필요한 적절한 안테나 부배열 채널 수와 구조를 선정하고 레이다 하드웨어를 고려한 STAP 알고리즘 최적화가 중요하다. 일반적으로 STAP 알고리즘의 성능은 수신 채널의 수에 비례하여 증가하지만, 수신 채널 수의 증가는 레이다 하드웨어가 처리해야 하는 데이터도 함께 늘어나기 때문에 레이다 시스템의 실시간 운용에 제한이 발생할 수 있다. 본 논문에서는 STAP 알고리즘을 적용하기 위한 안테나 부배열 채널 구조에 대한 최적 설계내용과 다채널 GMTI 신호처리 알고리즘을 제안한다. 그리고 효율적인 지상 클러터 제거를 위한 최적화된 STAP 알고리즘에 대한 상세 설계내용을 제시하고 탐지된 표적의 속도와 방향을 추정하는 방식에 대한 설계 결과를 기술한다.

### 3.1 부배열 채널 구조

일반적인 항공용 능동위상배열안테나는 천 개 이상의 복사소자로 구성되어 있다. 모든 복사소자의 출력 처리가 가능한 완전 디지털 배열 안테나 구조도 가능하지만 레이다 자원의 한계로 안테나 복사소자를 부배열 형태로 그룹핑하여 처리하는 방식을 사용한다. 복사소자를 부배열 형태로 그룹핑하는 방법에 따라 빔조향 특성도 달라진다. 일반적으로 안테나 복사소자를 그룹핑하는 방법은 그림 1과 같다. 가장 단순한 방법은 동일한 수의 복사소자를 반복적으로 그룹핑하는 것으로 구현이 용이한 장점이 있으나 안테나 부엽의 특성이 나빠지고 빔조향 시에는 그레이팅 로브(Grating lobe)가 발생한다. 이를 해결하기 위한 방법으로 부배열의 포함되는 복사소자의 수를 불규칙적으로 배치하는 방법이 있다. 또한 부배열 채널 간의 위상차가 작아지도록 부배열의 복사소자를 겹치게 하는 방식이 있다[4].

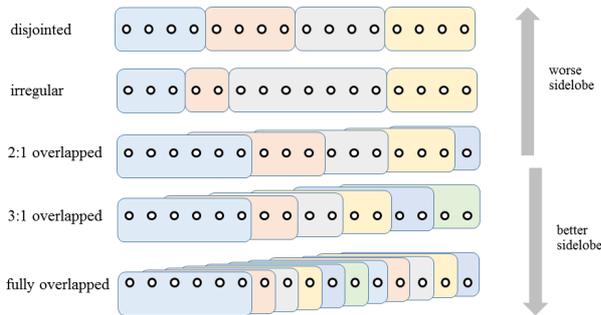


그림 1. 부배열 구조  
Fig. 1. Subarray architecture

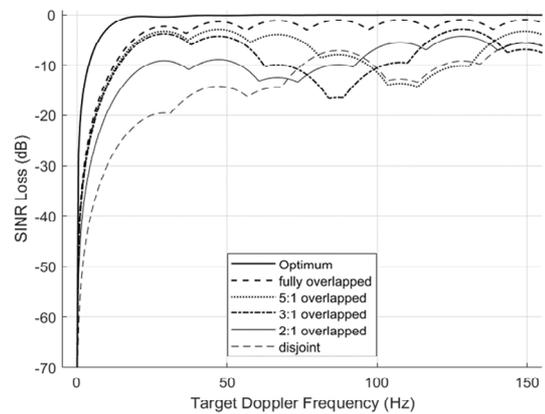
본 연구에서 적용한 빔-공간 포스트 도플러 (Beam-space post-Doppler) STAP 필터의 부배열 구조에 따른 성능을 비교하기 위하여 도플러 주파수에서의 SINR(Signal to Interference Noise Ratio) 손실을 계산하였다[5]. 관련된 상세 수식은 참고문헌 [6]에서 확인할 수 있다.

$$L_{SINR}(\omega) = \frac{SINR(\omega)}{SINR_o} \quad (1)$$

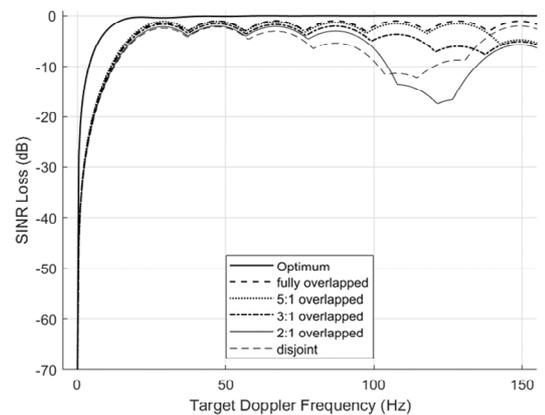
먼저 부배열 채널 수는 4개와 8개를 고려하였고 부배열 채널 구성 방식은 완전 중첩(Fully

overlapped), 5:1/3:1/2:1 중첩(Overlapped), 그리고 비 중첩(Disjoint)와 같이 5가지의 방식을 고려하였다. 그림 2는 부배열 채널 수와 채널 구성 방식에 따른 SINR 손실을 보여준다.

부배열 채널의 수가 4개인 경우에는 표적의 도플러 주파수가 50Hz이하 구간에서 부배열이 겹치는 비율이 작을수록 SINR 손실이 증가함을 알 수 있는데 이는 탐지 가능한 표적의 최저 속도가 증가한다는 것을 의미한다. 그리고 특정 주파수 구간에서는 부배열 채널 구성 방식에 따라 SINR 손실이 증가하는 현상이 발생하지만, 완전 중첩 방식에서는 모든 주파수 대역에서 거의 균일한 성능을 보여준다. 이와 달리 채널의 수가 8인 경우에는 50Hz 이하의 주파수 구간에서 채널 구성 방식에 따른 차이가 크지 않음을 확인할 수 있다.



(a) 4개의 부배열 채널  
(a) Four subarray channels



(b) 8개의 부배열 채널  
(b) Eight subarray channels

그림 2. 부배열 구조에 따른 STAP SINR 손실  
Fig. 2. STAP SINR loss with subarray architecture

결론적으로 부배열의 채널의 수가 증가하면 SINR 손실이 줄어들고 채널 구성 방식에 따른 차이도 크지 않음을 알 수 있다. 또한 완전 중첩 부배열 구성 방식이 성능 측면에서 가장 우수함을 확인하였다. 본 논문에서는 레이다 하드웨어 자원을 고려하여 4채널 완전 중첩 방식의 안테나 부배열 채널 구조로 선정하였다.

### 3.2 다채널 GMTI 신호처리

다채널 GMTI 신호처리의 전체 과정은 그림 3의 블록도와 같다. 먼저 각각의 안테나 부배열 채널별로 수신된 데이터는 정합필터링을 이용한 펄스압축을 수행한다. 펄스압축 후에는 빔지향 방향의 지상 주엽빔 클러터 중심의 주파수가 0Hz가 되도록 플랫폼의 속도를 보상하는 과정을 거친다. 그리고 클러터 신호를 제거하기 위해 STAP 알고리즘을 적용한다. 클러터 신호가 제거된 STAP 출력에서 CFAR(Constant False Alarm Rate) 탐지를 통해 표적을 탐지한다. 그리고 표적의 방향과 속도를 추정한다. 버스트 단위로 탐지된 표적은 이진 누적(Binary integration) 탐지를 통해 거리와 속도 모호성이 제거된 최종 표적으로 생성된다.

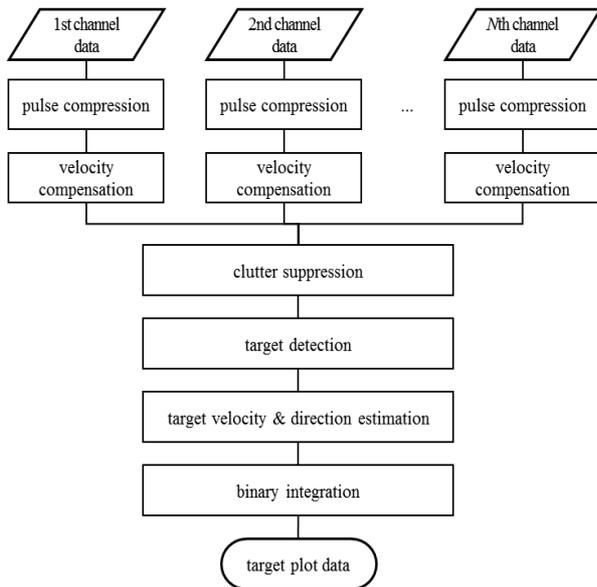


그림 3. 다채널 GMTI 신호처리 블록도  
Fig. 3. Block diagram of multi-channel GMTI signal processing

### 3.3 STAP 알고리즘

클러터 신호 제거를 위한 STAP 알고리즘은 4채널 수신 데이터에 대한 신호처리 실시간성을 고려하여 축소된 차원(Reduced-dimension) STAP 알고리즘을 적용하였다[6]-[9].

전체적인 STAP 알고리즘의 과정은 그림 4와 같다. 먼저 부배열 채널 데이터가 입력되면 훈련 데이터로 변환하고, 공분산 행렬 및 적용 가중치 벡터 계산을 순차적으로 수행한 후 최종 STAP 출력을 계산한다. 표 1에서는 각 STAP 알고리즘 단계별로 주요한 수식을 정리하였다.

스냅샷(Snapshot) 데이터 변환 단계에서는 식 (2)를 사용하여 공분산 행렬을 구하기 위한 훈련 데이터의 크기를  $MK_s$ 개에서  $K_t K_s$ 개로 줄일 수 있다. 여기서  $\chi_{K_s} \in \mathbb{C}^{MK_s}$ 와  $\tilde{\chi}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s}$ 는 각각 크기 변경 전후의 훈련 데이터이며,  $\tilde{\mathbf{F}}_m \in \mathbb{C}^{M \times K_t}$ 은  $M$ 번째 도플러 처리를 위한 DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이다. 그리고,  $M$ ,  $K_s$ ,  $K_t$ 은 각각 펄스 개수와 부배열 개수, 훈련을 위한 도플러 방향 데이터 개수이다.

공분산 행렬 계산 단계에서는 SMI(Sample Matrix Inversion) 방식을 적용하였다. SMI 방식의 공분산 행렬 추정은 훈련 데이터의 크기에 비례하여 성능이 좋아지고 모든 거리 셀에 대한 공분산 행렬 계산이 필요하므로 공분산 행렬 계산시간을 줄이는 방법이 필수적이다.

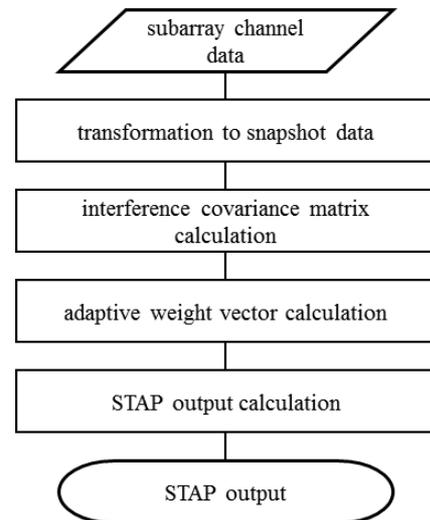


그림 4. STAP 알고리즘 블록도  
Fig. 4. Block diagram of STAP algorithm

표 1. STAP 알고리즘 주요 수식

Table 1. STAP algorithm key formulas

Step	Key formulas ( $m$ th Doppler)
1. Transformation to snapshot data	$\tilde{\chi}_m = (\tilde{\mathbf{F}}_m \otimes \mathbf{I}_{K_s})^H \chi_{K_s} \quad (2)$ <p>where, <math>\tilde{\mathbf{F}}_m \in \mathbb{C}^{M \times K_t}</math>, <math>\tilde{\chi}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s}</math>, <math>\chi_{K_s} \in \mathbb{C}^{MK_s}</math></p>
2. Interference covariance matrix calculation	$\tilde{\mathbf{X}}_{m,k} \equiv \tilde{\chi}_{m,k} \tilde{\chi}_{m,k}^H \quad (3)$
	$\tilde{\mathbf{R}}_{m,k_0} = \frac{1}{K} \left( \sum_{k=k_0-K/2}^{k_0+K/2} \tilde{\mathbf{X}}_{m,k} - \tilde{\mathbf{X}}_{m,k_0} \right) \quad (4)$ $\tilde{\mathbf{R}}_{m,k_0+1} = \tilde{\mathbf{R}}_{m,k_0} + \frac{1}{K} (\tilde{\mathbf{X}}_{m,k_0+K/2+1} + \tilde{\mathbf{X}}_{m,k_0}) - \frac{1}{K} (\tilde{\mathbf{X}}_{m,k_0-K/2} + \tilde{\mathbf{X}}_{m,k_0+1}) \quad (5)$ <p>where, <math>\tilde{\mathbf{R}}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s \times K_t K_s}</math>, <math>\tilde{\chi}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s}</math></p>
3. Adaptive weight vector calculation	$\tilde{\mathbf{w}}_m = (\tilde{\mathbf{R}}_m + \delta^2 \mathbf{I})^{-1} \tilde{\mathbf{u}}_t \quad (6)$ <p>where, <math>\tilde{\mathbf{u}}_t = (\tilde{\mathbf{F}}_m \otimes \mathbf{I}_{K_s})^H \mathbf{g}_t</math>, <math>\tilde{\mathbf{u}}_t \in \mathbb{C}^{K_t K_s}</math>, <math>\mathbf{g}_t \in \mathbb{C}^{MK_s}</math>, <math>\tilde{\mathbf{w}}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s}</math></p> $\tilde{\mathbf{w}}_{m,new} = \frac{\tilde{\mathbf{w}}_m}{\sqrt{\tilde{\mathbf{w}}_m^H \tilde{\mathbf{w}}_m}} \quad (7)$
4. STAP output calculation	$z_m = \tilde{\mathbf{w}}_{m,new}^H \tilde{\chi}_m \quad (8)$

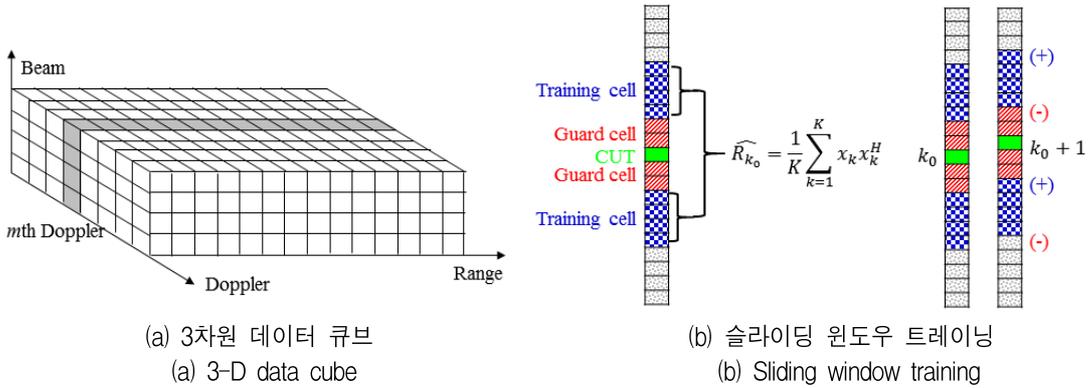


그림 5. 공분산 행렬 추정

Fig. 5. Covariance matrix estimation

따라서 공분산 행렬을 계산할 때 식 (5)와 같이 이전 거리 셀에서 계산한 공분산 행렬에서 중복되는 계산 과정은 생략하고 신규로 갱신되는 훈련 데이터만 추가 또는 삭제하는 슬라이딩 윈도우(Sliding window) SMI 방식을 사용하였다.

또한, 적응 가중치 벡터 계산 단계에서는 훈련 데이터가 충분하지 않아 발생할 수 있는 행렬 연산의 불안정성을 극복하기 위해서 대각 부하(Diagonal

loading)을 식 (6)과 같이 반영하였다[7]. 여기서,  $\tilde{\mathbf{w}}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s}$ 는 적응 가중치 벡터,  $\tilde{\mathbf{R}}_m \in \mathbb{C}^{K_t K_s \times K_t K_s}$ 은 공분산 행렬이며,  $\tilde{\mathbf{u}}_t \in \mathbb{C}^{K_t K_s}$ 는 표적 조향 벡터의 크기 변경 후 데이터이고,  $\delta^2$ 는 대각 부하 개수인데 일반적으로 잡음전력보다 10dB 정도 큰 값이 사용된다. 그리고 최종 STAP 출력은 식 (8)과 같이 계산된다.

### 3.4 표적 속도 및 각도 추정

일반적인 레이더 시스템은 탐지된 표적의 속도와 방향을 추정하기 위해 각각 도플러 필터링(Doppler filtering)과 모노펄스 각도 추정(Monopulse angle estimation) 방식을 사용한다.

도플러 필터링에 의한 표적 속도 추정 방식은 사용되는 도플러 필터 बैं크의 수에 따라 표적 속도 해상도가 결정된다. 따라서 높은 표적 속도 해상도를 위해서는 도플러 필터링에 사용되는 필터 बैं크의 수도 함께 증가해야 한다.

모노펄스 각도 추정 방식에서는 2개의 독립적인 안테나 채널 신호에서 합채널과 차채널의 데이터를 생성하고 합채널과 차채널의 위상 차이를 이용해 표적의 각도를 추정한다[10].

본 논문에서는 도플러 필터링과 모노펄스 각도 추정 방식이 아닌 STAP MLE(Maximum Likelihood Estimation) 기반의 속도 및 각도 추정 방식을 이용한다[11][12].

그림 6에서와 같이  $N$ 개의 안테나 채널이  $d$ 만큼 떨어져 배치되어 있고  $M$ 개의 펄스가  $T$  시간 간격으로 송신된다면 배열 안테나에서의 공간 주파수(Spatial frequency)와 시간적 주파수(Temporal frequency)는 식 (9)와 같이 정의된다. 여기서,  $\phi$ 는 표적의 방위각이고  $v$ 는 표적의 속도이다.

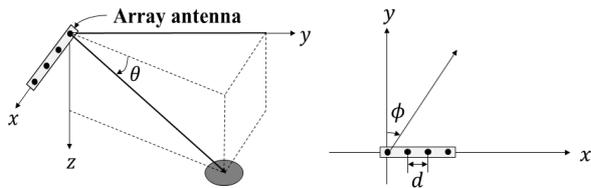


그림 6. 레이더 플랫폼 기하  
Fig. 6. Radar platform geometry

$$\vartheta = \frac{d}{\lambda} \sin \phi \cos \theta, \quad \omega = 2\pi \left( \frac{2v}{\lambda} \right) T \quad (9)$$

임의의 거리 셀에서 탐지된 표적의 실제 방향과 속도를 구하기 위해서는 식 (13)과 같이 목적 함수(Objective function)의 값이 최대가 되는 조향 벡터  $\mathbf{g}(\vartheta, \omega)$ 를 찾아야 한다. 목적 함수가 최대가 되는

조향 벡터에서 표적이 존재할 확률이 가장 높기 때문이다.

$$\mathbf{a}(\vartheta) = [1 \ e^{j2\pi\vartheta} \ \dots \ e^{j(N-1)2\pi\vartheta}]^T \quad (10)$$

$$\mathbf{b}(\omega) = [1 \ e^{j\omega} \ \dots \ e^{j(M-1)\omega}]^T \quad (11)$$

$$\mathbf{g}(\vartheta, \omega) = \mathbf{b}(\omega) \otimes \mathbf{a}(\vartheta) \quad (12)$$

$$[\hat{\vartheta} \ \hat{\omega}] = \underset{[\vartheta \ \omega]}{\operatorname{argmax}} \frac{|\mathbf{g}^H(\vartheta, \omega) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{x}_0|^2}{\mathbf{g}^H(\vartheta, \omega) \hat{\mathbf{R}}^{-1} \mathbf{g}(\vartheta, \omega)} \quad (13)$$

## IV. 다채널 GMTI 모드 시뮬레이션

앞 장에서 기술하였던 다채널 GMTI 레이더 설계에 대한 검증은 시뮬레이션을 통해 수행하였다. 다채널 GMTI 모드 시뮬레이션을 위해 먼저 배열 안테나에 대한 모델링부터 시작한다. 일반적인 항공용 능동위상배열안테나 레이더는 평면 배열 안테나 구조를 가진다. 2차원 안테나 평면에 다수의 복사소자를 배치하고 몇 개의 복사소자를 하나로 묶어 부배열 형태로 신호를 모아 디지털화하고 있다. 그리고 각 부배열 안테나의 빔패턴은 각각 복사소자의 합성을 통해 생성한다.

다음 절부터는 다채널 레이더 신호를 모의하는 방법과 모의된 다채널 레이더 신호로 GMTI 신호처리를 수행한 결과를 제시한다.

### 4.1 다채널 레이더 신호 모의

공간적으로 구분된 각 안테나 부배열 채널에서 수신되는 원시데이터는 식 (14)의 공간 주파수에 해당하는 위상차가 발생한다[6][13].

$$\vartheta_n = (n-1) \frac{d}{\lambda} \sin \phi \cos \theta \quad (14)$$

각 안테나 부배열 채널에서 수신되는 레이더 신호는 표적 및 지상 클러터의 반사신호와 레이더 수신기에 의해 발생하는 열잡음 신호로 구성된다. 그리고 레이더 수신 신호 모의를 위해 표 2의 레이더 파라미터가 사용되었다.

표 2. 원시 데이터 생성 파라미터

Table 2. Raw data generation parameters

Parameter	Unit	Parameter	Unit
Pulse peak power ( $P_T$ )	W	Antenna TX gain ( $G_T$ )	-
Antenna RX gain ( $G_R$ )	-	Wave length ( $\lambda$ )	m
Target RCS ( $\sigma_{tgt}$ )	m <sup>2</sup>	Slant range ( $R$ )	m
Atmosphere loss ( $L_{atmos}$ )	-	System loss ( $L_{sys}$ )	-
Reflectivity coefficient ( $\sigma_0$ )	-	Clutter patch area ( $\Delta S$ )	m <sup>2</sup>
Boltzman constant ( $k$ )	J/K	Receiver temperature ( $T$ )	K
Receiver bandwidth ( $B$ )	Hz	Receiver noise figure ( $F$ )	-

먼저  $n$  번째 채널의 표적에 의한 레이더 반사신호는 식 (18)과 같이 모델링된다. 여기서  $P_{tgt_k}$  는 표적에 의해 반사되는 신호의 전력으로 레이더 방정식을 이용하여 계산된다. 그리고  $f_{D,tgt_k}$  는 레이더 플랫폼과 표적의 상대속도에 의해 발생하는 도플러 주파수 성분이다.

$$P_{tgt_k} = \frac{P_T G_T G_R \lambda \sigma_{tgt_k}}{(4\pi)^3 R_{tgt_k}^4 L_{atmos_k} L_{sys}} \quad (15)$$

$$f_{D,tgt_k} = \frac{2v_{r,tgt_k}}{\lambda} \quad (16)$$

$$t_m = (m-1)T \quad (17)$$

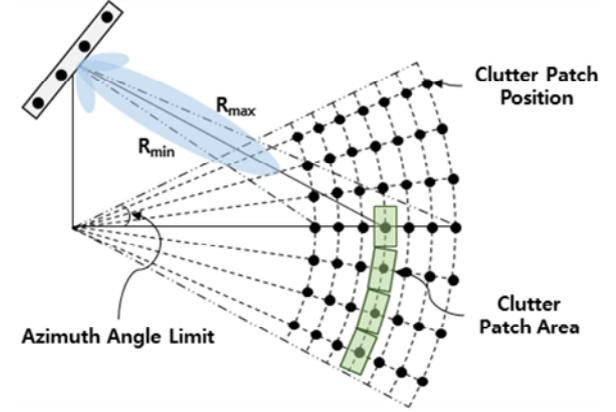
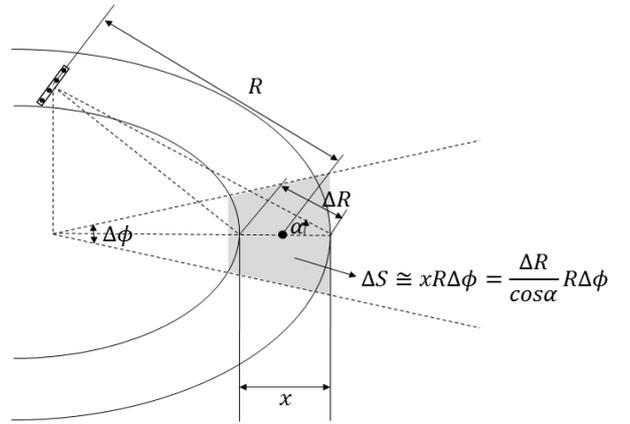
$$s_{n,tgt_k}(m,t) = \sqrt{P_{tgt_k}} \times e^{j2\pi\theta_{n,tgt_k}} \times e^{j2\pi f_{D,tgt_k} t_m} \times e^{\frac{j2\pi B}{T_p} \left( t - t_m - \frac{T_p}{2} - \tau_{n,tgt_k} \right)^2} \quad (18)$$

지상 클러터에 의한 레이더 반사신호를 모의하기 위해 그림 7과 같이 지표면을 클러터 패치로 분할한다. 안테나 빔이 지향하는 지표면 중심 위치를 기준으로 클러터 패치 영역을 나누는데 클러터 패치의 방위각 범위는 안테나 방위각 빔폭보다 충분히 크게 설정하고 경사거리 범위는 안테나 고각 빔폭을 고려하여 정한다.

클러터 패치 하나의 RCS는 클러터 반사계수와 클러터 면적의 곱으로 계산된다. 클러터 반사계수는 식 (19)와 같이 상수 감마(constant gamma) 모델을 사용한다. 여기서  $\gamma$ 는 지표면의 감마값으로 0에서부터 1사이의 값을 가지고  $\alpha_{i,j}$ 는  $(i, j)$  번째 클러터

패치의 지표각을 의미한다. 그리고 클러터 면적은 그림 8에서와 같이 근사화할 수 있다.

$$\sigma_o(i,j) = \gamma \cos \alpha_{i,j} \quad (19)$$


 그림 7. 클러터 패치 분할  
 Fig. 7. Clutter patch subdivision

 그림 8. 클러터 패치 면적  
 Fig. 8. Clutter patch area

$n$  번째 채널의 각 클러터 패치 레이더 반사신호도 표적과 동일한 방식으로 식 (21)과 같이 모델링한다. 그리고 전체 클러터 반사신호는 각 클러터 패치의 반사신호를 모두 합쳐서 생성한다.

$$P_{dt_{i,j}} = \frac{P_T G_T G_R \lambda \sigma_o(i,j) \Delta S(i,j)}{(4\pi)^3 R_{dt_{i,j}}^4 L_{atmos_{i,j}} L_{sys}} \quad (20)$$

$$s_{n,dt_{i,j}}(m,t) = \sqrt{P_{dt_{i,j}}} \times e^{j2\pi\theta_{n,clt_{i,j}}} \times e^{j2\pi f_{D,clt_{i,j}} t_m} \times e^{\frac{j2\pi B}{T_p} \left( t - t_m - \frac{T_p}{2} - \tau_{n,clt_{i,j}} \right)^2} \quad (21)$$

마지막으로 잡음신호는 식 (23)과 같이 모델링되는데 여기서  $r_{real}(t)$ 와  $r_{imag}(t)$ 는 평균이 0이고 분산이 1인 표준정규분포를 가지는 랜덤변수이다.

$$P_{noise} = kTBF \tag{22}$$

$$s_{n,noise}(t) = \sqrt{\frac{P_{noise}}{2}} [r_{real}(t) + jr_{imag}(t)] \tag{23}$$

### 4.2 시뮬레이션 결과

다채널 레이다 모의 신호의 검증은 그림 9와 같이 빔조향 방위각을 변화시키면서 클러터 신호를 생성하여 수행하였다. 시뮬레이션 결과를 통해 빔조향 방위각에 따라 클러터의 최대 도플러 주파수가 변화함을 확인할 수 있었다.

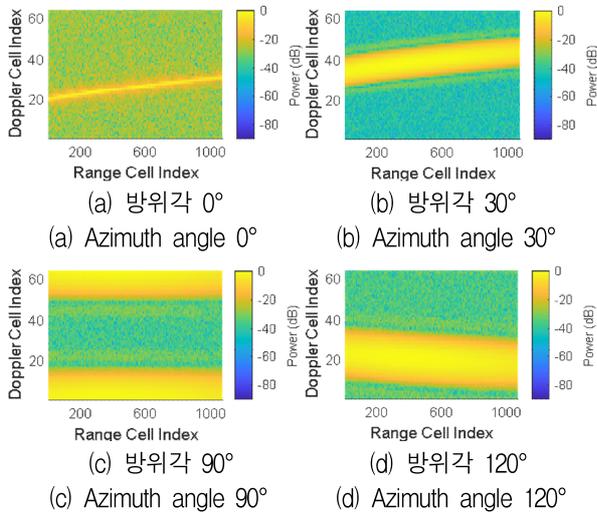


그림 9. 클러터 신호 모의 결과

Fig. 9. Clutter signal simulation result

다채널 GMTI 신호처리 설계 검증을 위한 시뮬레이션 시나리오는 표 3과 같다. 클러터 신호의 도플러 주파수 대역폭이 가장 크도록 안테나 방위각이 90°가 되도록 하였다. 그리고 클러터 내부(Endo-clutter) 표적과 클러터 외부(Exo-clutter) 표적을 모두 포함하였다.

그림 10과 11은 각각 클러터 신호를 제거하기 전과 제거한 후의 거리-도플러 맵을 보여준다. 클러터 제거 후 거리-도플러 맵에서는 중앙 부분에 위치한 클러터 신호가 제거됨을 확인할 수 있다.

표 3. 다채널 GMTI 시뮬레이션 시나리오

Table 3. Multi-channel GMTI simulation scenario

scenario item		value
mission	slant range	50km
	azimuth angle	90°
platform	speed	570kts
	height	44000fts
Target #1	slant range	49.75km
	radial velocity	-110km/h
Target #2	slant range	49.85km
	radial velocity	-36km/h
Target #3	slant range	49.95km
	radial velocity	-10km/h
Target #4	slant range	50.05km
	radial velocity	+10km/h
Target #5	slant range	50.15km
	radial velocity	+36km/h
Target #6	slant range	50.25km
	radial velocity	+110km/h

+ radial velocity: approach direction

- radial velocity: retreat direction

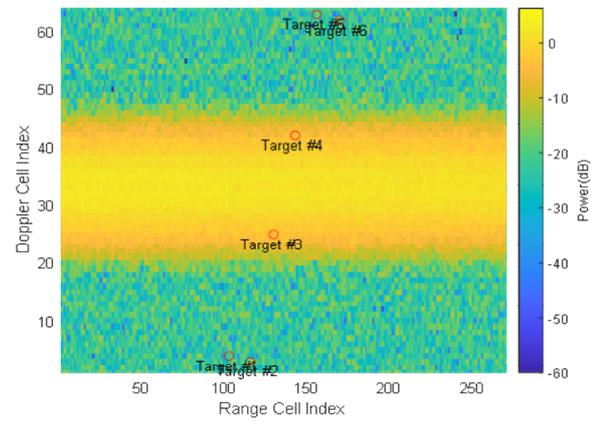


그림 10. 클러터 제거 전 거리-도플러 맵

Fig. 10. Range-Doppler map before clutter cancellation

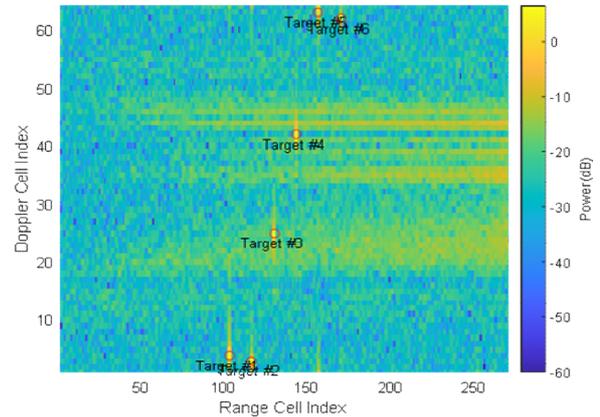
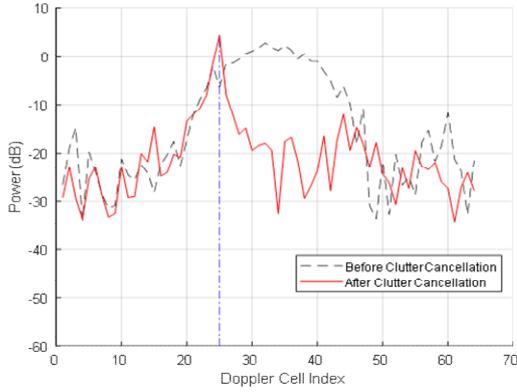


그림 11. 클러터 제거 후 거리-도플러 맵

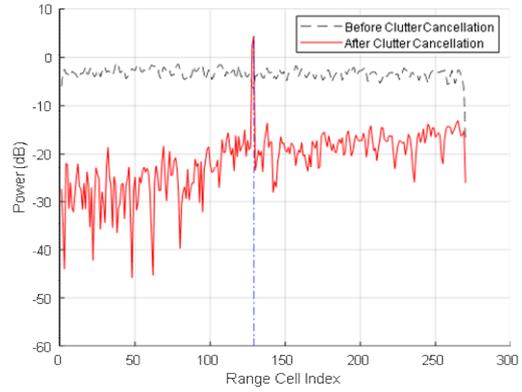
Fig. 11. Range-Doppler map after clutter cancellation

그리고 클러터 신호 제거로 인한 표적 신호 영향성은 그림 12와 13을 통해 확인할 수 있다. 클러터 내부에 위치한 표적의 경우는 그림 12와 같이 표적의 도플러 주파수에 해당하는 대역에서는 신호의 전

력이 유지되지만 그 외의 클러터 주파수 대역에서는 신호의 전력이 억제됨을 확인할 수 있다. 클러터 외부에 위치한 표적의 경우는 그림 13과 같이 클러터 제거 전후에서 신호의 전력에는 변화가 거의 없다.

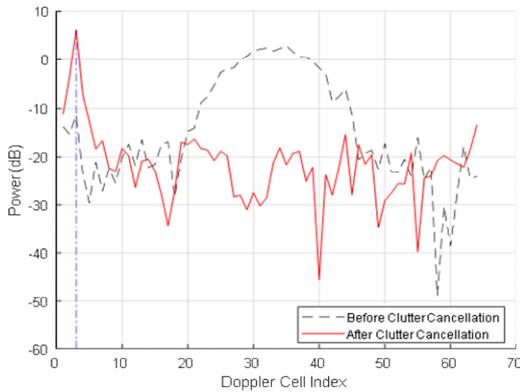


(a) 도플러 방향 단면  
(a) Doppler cut

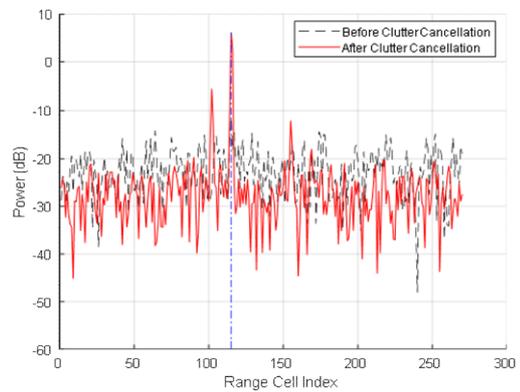


(b) 거리 방향 단면  
(b) Range cut

그림 12. 클러터 제거 결과 (클러터 내부 표적)  
Fig. 12. Clutter cancellation result (endo-clutter target)



(a) 도플러 방향 단면  
(a) Doppler cut



(b) 거리 방향 단면  
(b) Range cut

그림 13. 클러터 제거 결과 (클러터 외부 표적)  
Fig. 13. Clutter cancellation result (exo-clutter target)

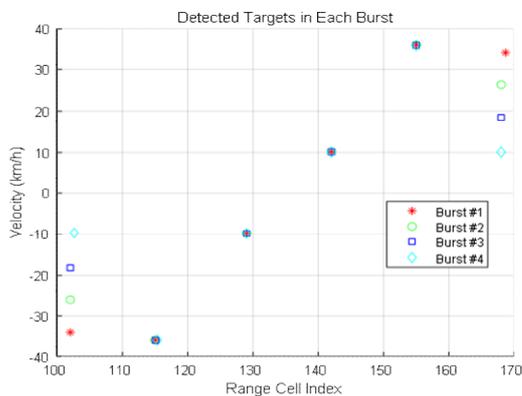


그림 14. 표적 정보 추정 결과  
Fig. 14. Target information estimation result

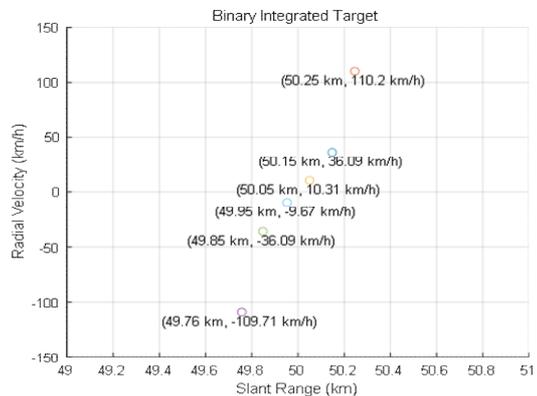


그림 15. 이진 누적 결과  
Fig. 15. Binary integration result

그림 14는 각 버스트별로 추정된 표적의 속도 정보를 보여주는데 표적 #1과 표적 #6은 110km/h 속도의 표적으로 속도 모호성이 존재한다. 속도 모호성이 있는 표적은 이진 누적 과정을 통해 표적의 실제 속도를 추정한다. 그림 15에서는 클러스터 내부 표적, 클러스터 외부 표적 그리고 속도 모호성이 있는 표적에 대한 최종 탐지 결과를 도시하였다. 총 6개의 표적이 모두 정상적으로 탐지되고 거리와 속도도 정확하게 추정되었다.

## V. 결론 및 향후 과제

일반적으로 항공용 레이더에서 지상 이동 표적을 탐지하는 GMTI 모드는 중요한 기능 중의 하나이다. GMTI 모드에서 특히 저속으로 이동하는 표적의 탐지는 지상 클러스터의 영향으로 어려움이 있다. 이런 문제점을 극복하기 위해 최근에서는 STAP 알고리즘을 이용하여 클러스터 신호를 제거하고 최저 탐지 속도를 낮추는 노력을 하고 있다.

본 논문에서는 항공용 레이더에 적용 가능한 다채널 GMTI 모드 설계 결과를 기술하였다. 먼저 안테나 부배열의 수를 SINR 손실 관점에서 결정하고 다채널 GMTI 신호처리 세부 알고리즘을 선정하였다. 특히, STAP 알고리즘의 최적화를 통해 클러스터 제거 성능과 신호처리 연산 시간 조건을 모두 만족할 수 있도록 설계하였다. 그리고 다채널 GMTI 모드 설계 검증은 모의된 다채널 레이더 신호를 이용하여 신호처리 결과를 확인하였다.

본 논문에서는 다채널 GMTI 레이더의 구체적인 설계 결과를 제시하였고 설계 검증을 M&S(Modeling and Simulation)로 완료하였다는 점에서 연구의 의의를 찾을 수 있다. 그러나 실제 레이더 하드웨어에서 검증이 아직 이루어지지 않았다는 점은 본 연구의 한계라고 할 수 있다. 따라서 이 한계를 극복하기 위한 추가 연구는 향후 과제로 한다.

## References

[1] J. C. Kirk, S. Darden, U. Majumder, and S. Scarborough, "Forty Years of Digital SAR and

Slow GMTI Technology", IEEE Radar Conference, Cincinnati, OH, USA, pp. 64-69, May 2014. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2014.6875556>.

[2] M. Kirscht, A. Dallinger, J. Mietzner, B. Bickert, J. Hippler, and R. Zahn, "Advanced Radar Modes for Airborne Surveillance Radars", Radar Symposium(IRS) 2015 16th International, Dresden, Germany, Jun. 2015. <https://doi.org/10.1109/IRS.2015.7226399>.

[3] A. Dallinger and J. Hippler, "SmartRadar Pod System Flight Trials with GMTI Onboard Real-Time Processing", 14th International Radar Symposium (IRS), Dresden, Germany, pp. 527-530, Jun. 2013.

[4] D. Aalfs, "Electronically-Scanned Antenna Technology", Georgia Institute of Technology, 2011.

[5] K. W. Kim, H. Lee, H. S. Kim, and C. S. Jung, "Efficient STAP algorithm study for subarray multi-channel AESA applications", Proc. of the 2023 SASE Fall Conference, Goseong, Korea, May 2023.

[6] J. Ward, "Space-Time Adaptive Processing for Airborne Radar", MIT Lincoln Laboratory Technical Report 1015, 1994.

[7] J. R. Guerici, "Space-Time Adaptive Processing for Radar", 2nd Ed., Artech House, Boston, Nov. 2014.

[8] T. H. Kim, J. S. Yoon, J. H. Jung, and S. H. Ryu, "Application Design and Performance Analysis Simulation of Sigma-Delta STAP for GMTI Mode of Airborne Radar", The Journal of Korean Institute of Electromagnetic Engineering and Science, Vol. 28, No. 4, pp. 336-346, Apr. 2017. <https://doi.org/10.5515/KJKIEES.2017.28.4.336>.

[9] K. W. Kim, H. S. Kim, and H. Lee, "Simulation of post-Doppler STAP for Airborne GMTI Radar with Simulated Subarray Multi-channel Raw Data", Proc. of the 2024 KSAS Spring Conference, Jeju, Korea, pp. 355-356, Apr. 2024.

[10] D. K. Barton and S. M. Sherman, "Monopulse Principles and Techniques", 2nd Ed., Artech House, Boston, 1985.

- [11] J. Ward, "Maximum Likelihood Angle and Velocity Estimation With Space-Time Adaptive Processing Radar", Conference Record of The Thirtieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers, Pacific Grove, CA, USA, pp. 1265-1267, Nov. 1996. <https://doi.org/10.1109/ACSSC.1996.599148>.
- [12] P. Lombardo and F. Colone, "A Dual Adaptive Channel STAP Scheme for Target Detection and DOA Estimation", Proc. International Conference on Radar, Adelaide, SA, Australia, pp. 115-120, Sep. 2003. <https://doi.org/10.1109/RADAR.2003.1278721>.
- [13] H. S. Kim, K. W. Kim, and C. S. Jung, "A Study on the Raw Data Simulation for Airborne Multi-Channel MTI Radar", Proc. of the 2023 KICS Fall Conference, Gyeongju, Korea, pp. 584-585, Nov. 2023.

## 저자소개

김 형 석 (Hyung-Suk Kim)



1997년 2월 : 경북대학교  
전자공학과(공학사)  
1999년 2월 : 경북대학교  
전자공학과(공학석사)  
2006년 7월 ~ 현재 :  
국방과학연구소 책임연구원  
관심분야 : 항공기 탐제

레이다/SAR 시스템

김 기 완 (Ki-Wan Kim)



2000년 2월 : 전북대학교  
항공우주공학(공학사)  
2002년 2월 : 전북대학교  
항공우주공학(공학석사)  
2006년 2월 : 한국과학기술원  
항공우주공학(공학박사)  
2006년 1월 ~ 현재 :

국방과학연구소 책임연구원

관심분야 : 항공기 탐제 레이다/SAR 시스템