

## 배열 구조 바이스테틱 지대공 레이더의 이미징 기법

### Imaging Method for Array Structured Bistatic Ground-to-Air Radar

최상현 · 양동혁\* · 송지민 · 양훈기

Sang-Hyun Choi · Dong-Hyeuk Yang\* · Ji-Min Song · Hoon-Gee Yang

#### 요 약

본 논문에서는 지상에 수신 레이더들이 배치된 바이스테틱(bistatic) 환경에서 SAR(synthetic aperture radar) 이미징(imaging) 기법을 적용하여 이동표적을 탐지 및 이미징할 수 있는 지대공 바이스테틱 레이더 시스템 및 이에 대한 구현 알고리즘을 제안한다. 제안 시스템이 기존 SAR 시스템과는 달리 수신 레이더들의 집합에 의해 안테나 개구면(aperture)을 합성하도록 하여 탐지 영역에 대한 조사(illumination)가 길 필요가 없으며, 또한 표적 영상 복원을 위해 평면파 근사(planewave approximation)에 기반한 SAR 폴라 포맷(polar format) 알고리즘을 적용함으로써 수신 레이더들이 공간상에서 균일하게 이격될 필요가 없음을 보인다. 인접 펄스 수신신호 처리를 통한 클러터 성분 제거 과정이 포함된 영상 복원 알고리즘을 유도하며, 시스템 구현과 관련된 영상 해상도 및 수신 레이더의 공간상 위치 불규칙성에 따른 보상 방법을 설명한다. 최종적으로 시뮬레이션을 통해 제안 시스템의 성능을 보인다.

#### Abstract

This paper presents a ground-to-air bistatic radar system and its implementation algorithm, which resembles an SAR(synthetic aperture radar) reconstruction algorithm. Via cooperative working between a standoff transmitting radar and an array of ground based receiving radars, it detects and images moving targets under clutter in the air. In the proposed system, the whole receiving antenna aperture is synthesized by physical ground based radars, and thus, unlike conventional SAR, it does not require long illumination time of the target area. The reconstruction algorithm uses planewave approximation based polar format processing, which alleviates the requirement of positioning the receiving radars, which can cause grating lobes if not chosen properly. We derive a reconstruction algorithm including clutter suppression and discuss implementation issues, such as the resolution of a reconstructed image and the method of compensation for the irregularity of the receiving radars' positions. A simulation that validates the proposed algorithm is also shown.

Key words: Radar, SAR, GMTI, Bistatic, Planewave

#### I. 서 론

스텔스 기술, 무인기 기술 등이 발전하면서 지대공 저

피탐 이동표적에 대한 탐지 및 파라메타 추정 필요가 증대하고 있다. 이를 위해 고이득 레이더를 사용함으로써 탐지 확률을 높일 수 있지만 고이득 레이더는 한번에 빔

「이 연구는 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초 연구 사업입니다(NO. NRF-2017R1A2B4008044, 다채널 DPCA 및 STAP 기반 SAR-GMTI 알고리즘 개발).」

광운대학교 전파공학과(Department of Radio Sciences and Engineering, Kwangwoon University)

\*광운대학교 방위사업학과(Department of Defense Acquisition Program, Kwangwoon University)

· Manuscript received January 18, 2018 ; Revised April 19, 2018 ; Accepted July 17, 2018. (ID No. 20180118-009)

· Corresponding Author: Hoon-Gee Yang (e-mail: hgyang@kw.ac.kr)

스캔할 수 있는 공간면적이 작으므로 고속으로 이동하는 표적을 놓칠 확률이 커진다<sup>[1]</sup>. Statistical MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 레이다는 공간적으로 수신기들을 충분히 이격시키고, 서로 직교 관계에 있는 신호들을 송수신한 후 공간 다이버시티(diversity) 이득을 얻어 표적을 탐지하는 발전된 형태의 레이다 시스템으로 스캔 면적을 비교적 크게 할 수 있으면서 표적 탐지 확률을 높일 수 있는 장점이 있다<sup>[2]</sup>. 하지만 statistical MIMO 레이다는 수신기들이 공간적으로 떨어져 있어 코히어런트(coherent) 신호처리가 어려우며, 그로 인해 위상배열(phased array) 레이다에 비해 낮은 SNR(signal-to-noise ratio) 상황에서는 탐지 확률이 떨어진다<sup>[3]</sup>. 또한 코히어런트 프로세싱이 어려워 표적 성분에 더해져 입력되는 클러터를 시공간(space-time) 신호처리 과정을 통해서 억제하는 알고리즘을 적용할 수도 없다<sup>[4]</sup>.

지대공 레이다에서처럼 넓은 영역을 탐지하는 경우, 탐지 시간이 많이 소요되는 빔스캔 방식 대신 탐지 영역을 이미징하는 기법도 사용되고 있다. SAR/ISAR 시스템은 레이다/표적의 이동으로 안테나 개구면을 합성해서 지상표적을 이미징하는 레이다로서 이미징에 의해 대공에 있는 스텔스 표적 탐지에 적용되었다<sup>[5]</sup>. 일반적으로 SAR/ISAR 시스템은 고해상도 영상 복원을 위해서 충분한 코히어런트 프로세싱 시간이 필요하며, 탐지 영역에 이동표적이 존재하는 경우, 프로세싱 시간 동안 이동표적의 위치 변화로 인해 복원 영상에서 이동 표적 성분은 위치 변화 및 영상 퍼짐(blurring)이 발생한다. 최근 들어 SAR/ISAR 시스템은 GMTI 기술과 접목하여 클러터를 억제하면서 이동표적을 탐지하는 SAR-GMTI 기술로 발전하고 있다<sup>[6][7]</sup>. SAR-GMTI 기술은 인접한 레이다 위치에서의 정지 표적 성분을 제거하면서 이동 표적 성분만 SAR 이미징하는 기술로서 정지 클러터 성분이 억제되지만, 이동 표적 속도 정보에 대한 보상이 없는 경우 여전히 복원된 표적 이미지의 퍼짐 및 왜곡, 위치 변동 등이 존재하게 된다<sup>[8][9]</sup>.

넓은 영역을 한 번에 스캔하는 SAR 이미징 방법을 사용하면서 프로세싱 시간을 줄이기 위해 본 논문에서는 표적 산란 신호를 동시에 수신할 수 있는 다수의 수신 레이다를 공간상에 배치해서 수신 레이다들이 개구면을 합성하면서 SAR 알고리즘을 적용할 수 있는 지상 감시 시

스템을 제안한다. 또한 본 논문에서는 이미징 알고리즘을 설계하는데 있어서 평면파 근사화에 기반한 폴라 포맷 프로세싱을 적용한다. 평면파 근사화를 적용할 경우, 수신 신호의 스펙트럼을 극좌표 형태로 모델링하여 폴라 포맷 알고리즘을 적용할 수 있으며, 이로 인해 레이다들이 공간적으로 균일하게 이격될 필요가 없는 장점을 가지고 있다.

본 논문의 II절에서는 시스템 구조를 제안한 후 클러터 성분을 제거하면서 이동 표적을 이미징하는 알고리즘을 유도하고 III절에서는 제시된 시스템의 해상도 및 수신 레이다 위치가 일정하지 않은 환경에서 보상 방법을 설명하며 IV절에서 시뮬레이션을 통한 제안한 시스템 성능을 보인다.

## II. 제안 시스템

### 2.1 바이스테틱 레이다 환경

그림 1은 하나의 송신 레이다와 일련의 수신 레이다들이 공간적으로 분리되어 있는 2차원 바이스테틱 레이다 환경을 나타낸다. 송신 레이다는  $(x_T, y_T)$ 에 위치하여 펄스를 송신하고, 지상에 일직선상( $x$ 축)에 배치된 유한한 개수의 수신레이다들은 표적 산란신호를 수신한다. 송신 레이다와 수신레이다들은 바이스테틱 레이다 동작 조건인 공간 동기(space synchronization) 및 시간 동기(time syn-

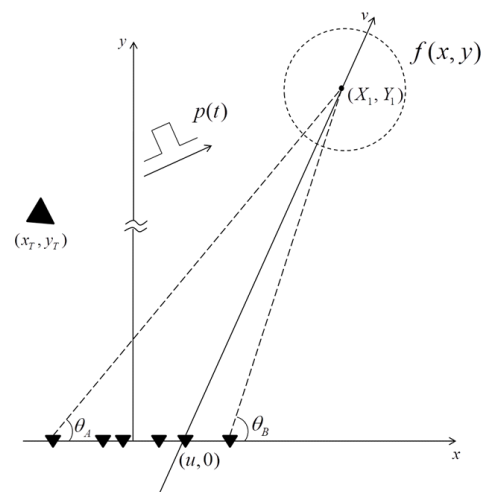


그림 1. 바이스테틱 레이다 환경  
Fig. 1. Bistatic radar environment.

chronization)가 협조적(cooperative)으로 이루어지고 있다고 가정하자<sup>[10]</sup>. 즉, 송신 레이더는 빔스캔에 의해 영역을 바꾸면서 펄스를 송신하고, 각각의 수신 레이더는 송신 레이더와 시공간 동기가 맞추어지도록 조향 방향을 조정한다. 수신 레이더들 간의 이격 간격은 일정할 필요가 없으며, 각각의 고도가 달라도 본 논문에서 제안한 알고리즘 적용은 가능하다. 이에 따른 알고리즘 보상 방법 및 이격이 특별히 큰 경우 성능 영향에 대해서는 III절에서 설명한다.

## 2.2 이미징 과정

$(u, 0)$ 에 위치한 수신 레이더에 수신된 신호  $s_0(t, u)$ 는 다음 식과 같다.

$$s_0(t, u) = \iint f(x, y) p\left(t - \frac{r(x, y)}{c}\right) dx dy \quad (1)$$

여기서  $p(t)$ 는 송신펄스이고,  $f(x, y)$ 는 송신빔에 포함된 탐지영역의 반사계수이며,  $r(x, y)$ 은 송신펄스가  $(X_1 + x, Y_1 + y)$ 에 위치한 산란점에서 반사되어 수신 레이더에 도달하는 거리로서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(x, y) = r_1(x, y) + r_2(x, y) \quad (2)$$

여기서  $r_1(x, y)$ 는 송신 레이더에서 산란점까지의 거리로서 다음과 같이 근사화 시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} r_1(x, y) &= \sqrt{(x_T - (X_1 + x))^2 + (y_T - (Y_1 + y))^2} \\ &\cong r_{1,0} \end{aligned} \quad (3)$$

식 (3)에서  $r_1(x, y)$ 는  $(x_T, y_T)$ ,  $(X_1, Y_1)$  뿐만 아니라  $(x, y)$ 의 함수이기도 하나,  $x \ll X_1$ ,  $y \ll Y_1$ 에 의해  $x, y$  성분을 무시하고 상수  $r_{1,0}$ 로 가정하였으며, 이에 대한 영향은 III절에서 설명한다. 참고로 제시한 시스템에서 위치좌표 정보  $(x_T, y_T)$  및  $(X_1, Y_1)$ 은 수신 레이더에 주어진 값으로 가정하자.

$r_2(x, y)$ 는 산란점과 수신레이더 간의 거리를 나타내며, 이를 수식으로 표현하기 위해 수신 레이더와  $(X_1, Y_1)$ 을 잇는 축을  $v$ 라 하자(그림 1 참조). 표적 산란점과 수신 레이더간 거리가 충분히 먼 경우, 평면파 근사화를 적용하면  $r_2(x, y)$ 는 다음과 같이 근사화시킬 수 있다.

$$\begin{aligned} r_2(x, y) &= \sqrt{(X_1 + x - u)^2 + (Y_1 + y)^2} \\ &\approx \sqrt{(X_1 - u)^2 + Y_1^2} + y' \\ &= \sqrt{(X_1 - u)^2 + Y_1^2} + x \cos \theta + y \sin \theta \quad (4) \end{aligned}$$

여기서  $y'$ 은  $(X_1 + x, Y_1 + y)$ 에 위치한 산란점을  $v$ 축에 투영(projection)시켰을 때 만나는 점과  $(X_1, Y_1)$ 사이의 거리로서  $y'$ 는  $y' = x \cos \theta + y \sin \theta$ 의 관계가 성립하며, 여기서  $\theta$ 는  $\theta = \tan^{-1}\left(\frac{Y_1}{X_1 - u}\right)$ 로 정의된 각을 나타낸다(그림 2 참조).

식 (3)과 식 (4)를 식 (1)에 대입하고,  $s_0(t, u)$ 을  $t$ 에 관해 푸리에 변환한  $S_0(\omega, u)$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} S_0(\omega, u) &= \int_{-\infty}^{\infty} s_0(t, u) \exp(-j2\pi f t) dt \\ &= \iint f(x, y) \left[ \int_{-\infty}^{\infty} p\left(t - \frac{r(x, y)}{c}\right) \exp(-j2\pi f t) dt \right] dx dy \\ &\cong P(\omega) \exp(-jk(r_{1,0} + \sqrt{(X_1 - u)^2 + Y_1^2})) \\ &\quad \times \iint f(x, y) \exp(-jk(x \cos \theta + y \sin \theta)) dx dy \\ &= P(\omega) \exp(-jk(r_{1,0} + \sqrt{(X_1 - u)^2 + Y_1^2})) \\ &\quad \times F(k \cos \theta, k \sin \theta) \end{aligned} \quad (5)$$

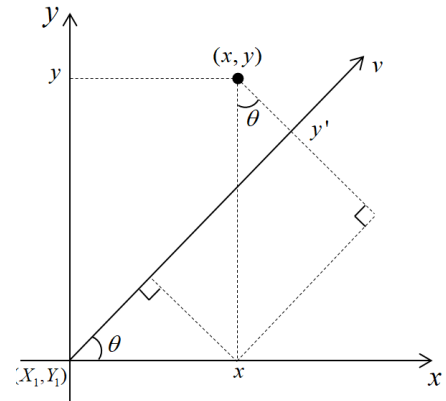


그림 2.  $y' = x \cos \theta + y \sin \theta$ 의 도식화

Fig. 2. Plot of  $y' = x \cos \theta + y \sin \theta$ .

여기서  $P(\omega)$ 는 송신 펄스,  $p(t)$ 의 푸리에 변환 형태,  $c$ 는 전파 속도,  $k$ 는  $k \equiv 2\pi f/c = \omega/c$ 로 정의된 파수(wave number)이고,  $F(\cdot, \cdot)$ 는  $f(x, y)$ 의  $x$ 와  $y$ 에 관한 2차원 공간 푸리에 변환이다. 식 (5)를 변형하면 식 (6)을 얻을 수 있다.

$$F(k\cos\theta, k\sin\theta) \cong \frac{S_0(\omega, u)}{P(\omega)} \exp(jkr_{1,0} + jk\sqrt{(X_1 - u)^2 + Y_1^2}) \quad (6)$$

식 (6)에서  $P(\omega)$ ,  $S_0(\omega, u)$  및 exponential 함수에 포함된 모든 파라메타 값들은 수신 레이다에 주어져 있는 값이므로  $F(k\cos\theta, k\sin\theta)$  값을 계산할 수 있으며, 이 신호를 2차원 역푸리에 변환하면  $f(x, y)$ 를 얻을 수 있다.

식 (6)까지의 과정은 하나의 펄스 수신 신호로부터  $f(x, y)$ 를 이미징하는 과정으로  $f(x, y)$ 에 클러터 성분이 포함되어 있는 경우, 이동 표적과 클러터 구분을 할 수 없다. PRI(pulse repetition interval) 동안에 클러터 성분은 거의 정지한 것으로 가정할 수 있으므로 인접한 펄스 수신 신호를 빼주면 클러터 성분 억제에 가능하다. 즉,  $s_1(t, u)$ 가  $s_0(t, u)$  다음 펄스의 표적 반사 신호라면  $s_1(t, u) - s_0(t, u)$ 에 대해서 위의 과정을 반복해서 다음 결과를 얻을 수 있다.

$$F(k\cos\theta, k\sin\theta) \cong \frac{S_1(\omega, u) - S_0(\omega, u)}{P(\omega)} \times \exp(jk(r_{1,0} + \sqrt{(X_1 - u)^2 + Y_1^2})) \quad (7)$$

식 (7)에서  $F(k\cos\theta, k\sin\theta)$ 에는 클러터 성분이 억제되고, PRI만큼 떨어진 두 순간에서의 이동 표적 정보를 포함하고 있으므로 이를 2차원 역푸리에 변환하면 2개의 이동표적 이미지가 얻어진다. 참고로 이동 표적의 속도 정보가 주어져 있으면 위치를 이동시켜 하나의 표적 영상을 얻을 수 있다.

### III. 알고리즘 구현

#### 3-1 이미징 알고리즘 구현

$(x, y)$ 의 이차원 푸리에 변환 도메인을  $(k_x, k_y)$  ( $k_x$ 와

$k_y$ 는 각각  $x$ 와  $y$ 의 공간주파수를 나타내는 변수)라 하자.  $k$ 값의 범위는  $p(t)$ 의 대역폭에 의해 정해지며,  $k$ 가  $[k_{\min}, k_{\max}]$  범위에 있는 경우  $F(k\cos\theta, k\sin\theta)$  샘플 값들은  $k$ 값의 범위에 의해 정해지는 line segment 상의 값을 갖게 된다(그림 3 참조).

각 line segment는 하나의 수신 레이다에 수신된 산란 데이터로부터 얻어진 것으로 전체 수신 레이다로부터 얻어진 수신신호에 대해서 동일한 과정을 거치면 그림 3의 빗금친 영역을 차지하는 함수  $F_s(k_x, k_y)$ 를 얻을 수 있다.  $F_s(k_x, k_y)$ 와  $F(\cdot, \cdot)$ 은 다음과 같은 관계가 있다.

$$F_s(k_x, k_y) = \begin{cases} F(k_x, k_y), & \text{if } k_x, k_y \in \text{빗금친 영역} \\ 0, & \text{elsewhere} \end{cases} \quad (8)$$

$F_s(k_x, k_y)$ 로부터  $f(x, y)$ 를 얻기 위해 두 가지 방법을 적용할 수 있다. 이를 위해 우선  $F_s(k_x, k_y)$ 의 중심점과 원점을 잇는 직선과  $k_x$  축 사이각을  $\theta_c$ 라 하고  $k_c$ 는  $k_c \equiv (k_{\max} + k_{\min})/2$ 를 나타낸다고 하자. 최종적으로 얻고자 하는 것은  $f(x, y)$ 에 대한 진폭성분이므로  $F_s(k_x, k_y)$ 을  $k_x, k_y$  축으로 이동시켜도 이동 성분은 역푸리에 변환시 위상 성분이 되어  $f(x, y)$  진폭에 영향을 주지 않는다. 이 성질을 이용해서 첫 번째 방법은  $F_s(k_x, k_y)$ 를  $k_x, k_y$  축으로 각각  $-k_c\cos\theta_c, -k_c\sin\theta_c$  만큼 이동시켜 기저 대역 함수  $F_s(k_x + k_c\cos\theta_c, k_y + k_c\sin\theta_c)$ 를 얻은 후 이 함수의 2차원 역푸리에 변환하고, 역푸리에 변환 함수의 진폭 성분을 얻으면 된다. 두 번째 방법은  $(x, y)$ 상의

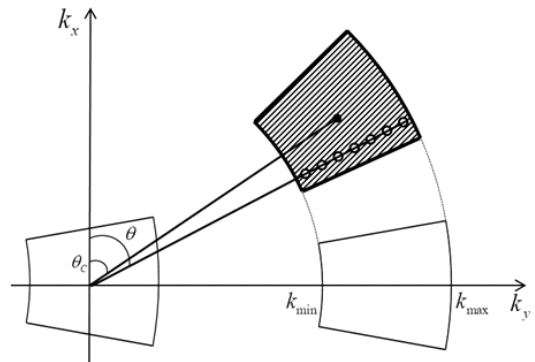


그림 3.  $(k_x, k_y)$ 에서 수신신호의 스펙트럼  
Fig. 3. Spectrum of received signal in  $(k_x, k_y)$  domain.

함수가 회전하면 그 함수의 2차원 푸리에 변환 함수 역시  $(k_x, k_y)$  상에서 회전한다는 회전에 관한 푸리에 변환 성질을 이용하는 것이다.  $F_s(k_x, k_y)$ 을  $\pi/2 - \theta_c$  만큼 시계 방향으로 회전시킨 후 다시  $k_y$  방향으로  $-k_c$  만큼 이동시켜 기저대역 함수를 얻은 후 2차원 역푸리에 변환하고, 이 함수의 진폭성분을 구한 후 다시  $\pi/2 - \theta_c$  만큼 시계 반대 방향으로 회전시키는 것이다. 본 논문에서는 후자의 방법 기준으로 3-2절을 기술하고, IV절 시뮬레이션을 수행할 예정이다.

### 3-2 샘플링, 해상도 및 파라메타 제한 조건

3-1절에서 설명한  $F_s(k_x, k_y)$  함수가 기저대역 함수로 변환되어  $(k_x, k_y)$  도메인에서 차지하는 면적은  $k_x$  축 방향으로  $[k_c \cos \theta_A, k_c \cos \theta_B]$ ,  $k_y$  축 방향으로  $\left[-\frac{k_{\max} - k_{\min}}{2}, \frac{k_{\max} - k_{\min}}{2}\right]$ 의 영역을 차지한다. 그러므로 이론상 복구된 영상의  $x$  및  $y$  축 방향의 해상도  $\Delta_x$ ,  $\Delta_y$ 는 푸리에 변환 성질에 의해서 다음과 같다.

$$\Delta_x = \frac{\pi}{k_c(\cos \theta_A - \cos \theta_B)}, \Delta_y = \frac{2\pi}{(k_{\max} - k_{\min})} \quad (9)$$

기저대역 함수는 2차원 역푸리에 변환에 앞서 rectangular grid에 인터폴레이션(interpolation)되어야 한다. Rectangular grid의 한 셀(cell)의 크기를  $\Delta_{grid}$ 이라 하자. 최종적으로 이미징하고자 하는 영역의 반지름  $X_0$ 와  $\Delta_{grid}$ 는 다음의 관계를 만족해야 한다.

$$\Delta_{grid} = \frac{2\pi}{2X_0} \quad (10)$$

그러므로 기저대역 함수로부터 얻을 수 있는  $k_x, k_y$  축에서의 샘플 간격  $\Delta_{k_x}, \Delta_{k_y}$ 는  $\Delta_{grid}$  보다 작아야 인터폴레이션 오차가 작아지며, 이를 만족하지 못하면 복원 영상에 왜곡이 생긴다.  $\Delta_{k_y}$ 는 송신 펄스  $p(t)$ 을 푸리에 변환했을 때의 파수  $k$ 의 해상도와 같으므로  $\Delta_{k_y}$ 를 작게 하기 위해서는 시간 구간이 큰  $p(t)$ 를 사용함으로써 가능하다.  $\Delta_{k_x}$ 는 지상 수신 레이더 간 이격 거리와 관계가

있으며, 이는 다음과 같이 설명할 수 있다. 인접한 두 수신 레이더 간 이격에 따른 사잇각이  $\Delta_\theta$ 라 할 때 각 수신 레이더의 수신 신호가 만드는 line segment 간 사잇각이 마찬가지로  $\Delta_\theta$ 가 되므로 파수가  $k$ 인 주파수 성분의 경우  $\Delta_{k_x}$ 는  $k \sin \Delta_\theta$ 가 된다. 그러므로  $\Delta_{k_x}$ 를  $\Delta_{grid}$  보다 작게 만들기 위해서는 수신 레이더간 이격을 충분히 작게 만들어야 한다. 만약 수신 레이더 이격 거리가 고정되어 있다면 송신펄스 파수  $k$ 를 작게 하면  $\Delta_{k_x}$ 를 작게 만들 수 있다.

다음으로 지상 수신 레이더들의 고도가 동일하지 않은 경우를 생각하자. 즉, 그림 1의 환경에서 수신 레이더가  $(u, y_p)$  ( $y_p \neq 0$ )에 위치해 있다고 하자. 이 경우 식 (4)의  $r_2(x, y)$ 는 다음과 같다.

$$r_2(x, y) = \sqrt{(X_1 - u)^2 + (Y_1 - y_p)^2} + x \cos \theta_1 + y \sin \theta_1 \quad (11)$$

여기서  $\theta_1$ 은  $\theta_1 = \tan^{-1} \left( \frac{Y_1 - y_p}{X_1 - u} \right)$ 이다.

2-2절에서 제시한 동일한 과정을 거치게 되면 최종 이미지 복원 수식은 다음과 같다.

$$F(k \cos \theta_1, k \sin \theta_1) \cong \frac{S_0(\omega, u)}{P(\omega)} \exp(jkr_{1,0}) + jk \sqrt{(X_1 - u)^2 + (Y_1 - y_p)^2} \quad (12)$$

수신 레이더의 고도 정보  $y_p$ 가 주어지면 식 (12)를 이용해서 고도에 의한 위상 오차를 보상할 수 있다.

다음은 송신 레이더에서 표적까지의 거리를  $r_{1,0}$ 로 근사화시킨 경우의 영향 문제는 다음과 같이 설명할 수 있다. 송신 레이더와 표적까지의 거리가 큰 경우는 평면파 근사화가 가능하며, 결국 송신 레이더에서  $(X_1 + x, Y_1 + y)$ 에 위치한 표적까지의 거리  $r_1(x, y)$ 은 다음과 같이 근사화시킬 수 있다.

$$r_1(x, y) \cong r_{1,0} + \Delta_{x,T}x + \Delta_{y,T}y \quad (13)$$

여기서  $\Delta_{x,T}$ 와  $\Delta_{y,T}$  성분은 송신 레이더 위치와 관련된 오차 상수 값이다. 식 (13)을 식 (2)에 대입한 후 유도해보

면 식 (5)에서  $F(k\cos\theta, k\sin\theta)$ 는  $F(k\cos\theta + k\Delta_{x,T}, k\sin\theta + k\Delta_{y,T})$ 가 되어야 한다. 즉,  $\Delta_{x,T}$ 와  $\Delta_{y,T}$  값이 큰 경우 인터폴레이션 오차가 발생하여 복원 영상의 위치 왜곡(dislocation) 및 영상 퍼짐 현상을 야기시킬 수 있다.

#### IV. 시뮬레이션

표 1은 시뮬레이션에서 사용한 파라미터를 나타낸다. 수신신호에는 이동 표적 및 정지 클러터 성분과 잡음이 포함되었다. 클러터는 이산적인(discrete) 특성을 갖도록 로그노말(lognormal) 분포를 발생시켰고, 원도우를 슬라이딩해서 인접 클러터간 상관성을 갖도록 하였다. PRI는 5 ms이며, 탐지 영역에 두 개의 이동 표적이 마하3의 속도로 이동하는 환경을 가정하였다. 수신 레이다는 150 m 직선상에 50개를 배치하였으며, 인접한 레이다 간 간격은 일정하지 않도록 하였다. 이때 인접한 두 레이다 사이는 인터폴레이션 오차가 발생하지 않도록 지나치게 크지 않도록 하였다. 또한 수신 레이다들 중 50 % 정도가 고도가 0이 아닌 위치에 배치하였다. 시뮬레이션 결과의 스케일 단위는 dB로 나타내었다.

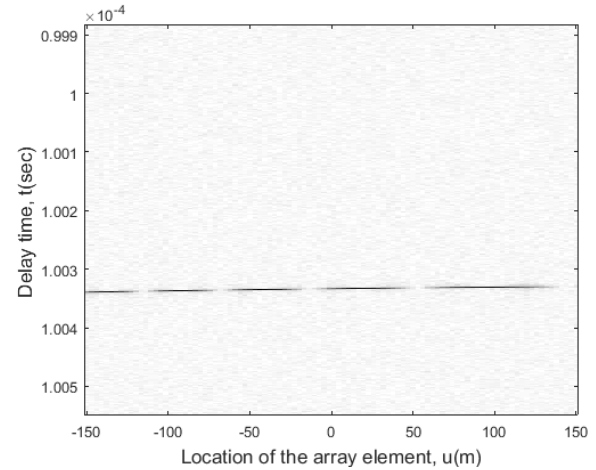
그림 4(a)는 정합필터를 통과한 잡음이 더해진 수신신호  $s(u, t)$ 를 나타낸 것으로 수신 레이다의 위치에 따라 펄스가 수신된 시간이 달라지는 것을 볼 수 있다. 그림 4(b)는 추가로 클러터까지 더해진  $(u, t)$  도메인 데이터로 이후 시뮬레이션에서는 클러터까지 더해진 수신 신호를 사용하였다.

그림 5는 클러터 억제과정 없이 하나의 펄스로부터 얻은

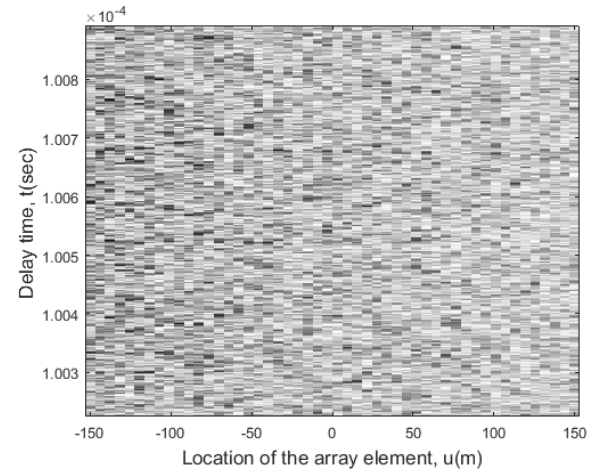
표 1. 시뮬레이션 파라미터

Table 1. Simulation parameters.

Parameter	Value
Carrier frequency $f_c$	3 GHz
Aperture length $L$	150 m
Target area $X_0$	100 m
The number of receivers $N_u$	50
Location of transmitter $(x_T, y_T)$	(-1,000 m, 0 m)
Location of $(X_1, Y_1)$	(300 m, 12,000 m)



(a)



(b)

그림 4. 잡음이 포함된  $s(u, t)$ (a), 잡음과 클러터가 포함된  $s(u, t)$ (b).

Fig. 4. Noise added  $s(u, t)$ (a), noise plus clutter added  $s(u, t)$ (b).

탐지 영역의 이미지를 나타낸 것으로 클러터 전력이 커서 표적 성분을 구분하기 힘든 경우이다.

그림 6은 두 펄스를 이용해서 클러터를 억제한 후 얻어진 이동표적 이미지를 나타낸다. 인접한 두 펄스로 부터 얻어진 결과이므로 PRI 전후의 이동표적 영상이 겹쳐져 마치 두 개의 표적이 있는 것처럼 보인다. 또한 수신 레이다의 고도 정보를 무시하고 알고리즘을 적용시켰을 때의 결과로써 약 최대 피크 대비 약 3 dB 차이가 나는 사이드로

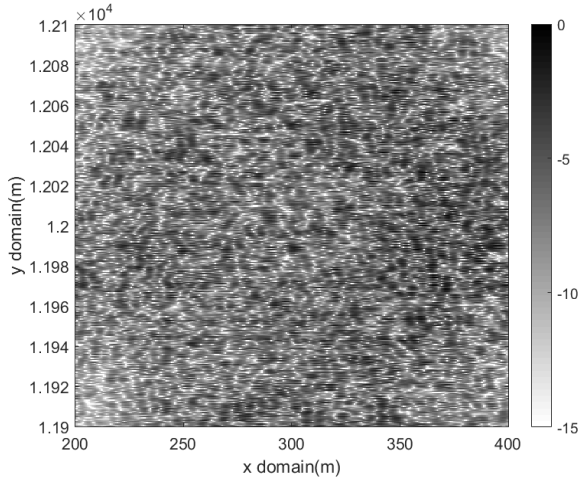


그림 5. 하나의 펄스로 얻어진 탐지영역 이미지  
Fig. 5. Reconstructed target area using single pulse.

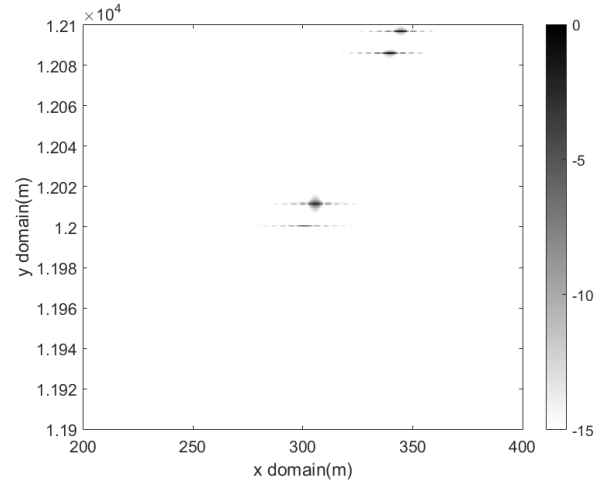


그림 7. 고도가 보상된 클러터 억제 영상  
Fig. 7. Clutter suppressed image with altitude compensation.

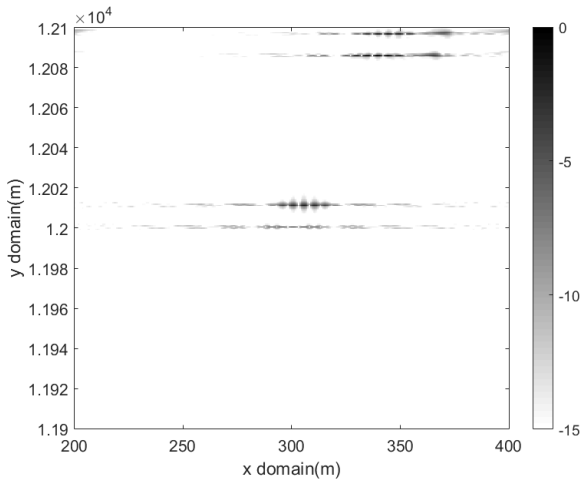


그림 6. 고도가 보상되지 않은 클러터 억제 영상  
Fig. 6. Clutter suppressed image without altitude compensation.

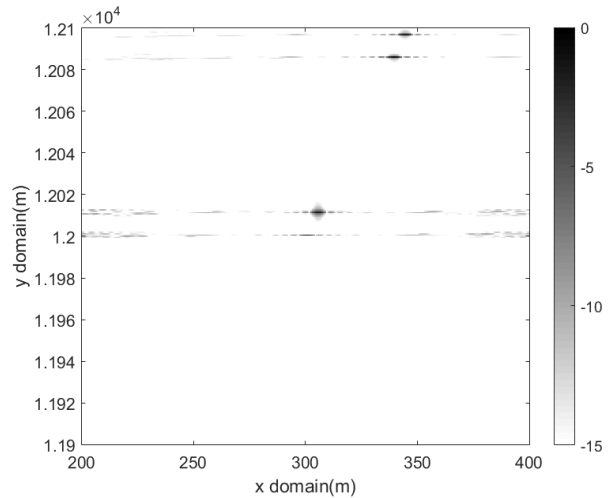


그림 8. 일부  $\Delta k_x$ 가  $\Delta_{grid}$  보다 큰 경우  
Fig. 8. Case for some  $\Delta k_x$ 's greater than  $\Delta_{grid}$ .

브가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 그림 7은 수신 레이더의 고도를 보상해서 얻어진 결과로써 그림 6의 결과에 비해 퍼짐현상이 줄어든 것을 확인할 수 있다. 그림 8은 일부 수신 레이더의 이격을 크게 하여 일부  $\Delta k_x$ 가  $\Delta_{grid}$  보다 큰 경우에 얻어진 결과로써 인터폴레이션 오차에 의해서 최대 피크 대비 약 9 dB 차이가 나는 사이드로브가 발생하는 것을 확인할 수 있다.

## V. 결 론

본 논문에서는 지상에 배치된 레이더 집합들을 수신 모드로 사용하여 공중에서 이동하는 표적을 탐지 및 이미징하는 바이스테틱 레이더 시스템 및 이 시스템에서 구현될 수 있는 SAR 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 평면파 근사화 기반으로 수신 신호를 모델링함으로써 수신레이더들의 위치가 불규칙한 환경에서도 위



상 보상을 통해서 알고리즘이 구현 가능함을 보였으며, 인접한 두 펄스로 부터 수신된 신호를 이용하여 클러터 억제가 가능함을 보였다. 제안 시스템에서는 두 순간의 신호를 사용함으로써 하나의 표적이 최종 복원 영상에는 두 개의 표적으로 표시되므로 향후에 이동 표적의 속도 추정 및 이에 따른 두 표적 성분을 합치는 연구가 필요할 것으로 사료된다.

## References

- [1] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems*, Mc-Graw Hill, pp. 538-661, 2002.
- [2] A. M. Haimovich, R. S. Blum, and L. J. Cimini, "MIMO radar with widely separated antennas," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 1, pp. 116-129, Dec. 2008.
- [3] J. Li, P. Stoica, "MIMO radar with colocated antennas," *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 24, no. 5, pp. 106-114, Sep. 2007.
- [4] J. R. Guerci, *Space-Time Adaptive Processing for Radar*, Artech House, pp. 111-165, 2003.
- [5] A. Lazarov, C. Minchev, "ISAR technique for stealth target detection and image reconstruction," in *First European Radar Conference, 2004. EURAD*, Amsterdam, Netherlands, 2004, pp. 57-60.
- [6] D. Cerutti-Maori, I. Sikaneta, and C. H. Gierull, "Optimum SAR/GMTI processing and its application to the radar satellite RADARSAT-2 for traffic monitoring," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 50, no. 10, pp. 3868-3881, Oct. 2012.
- [7] 배창식, 전현무, 양동혁, 양훈기, "SAR-GMTI에서 지상이동표적의 속도 추정 기법," *한국전자과학회논문지*, 28(2), pp. 139-146, 2017년 2월.
- [8] K. Suwa, K. Yamamoto, M. Tsuchida, S. Nakamura, T. Wakayama, and T. Hara, "Image-based target detection and radial velocity estimation methods for multichannel SAR-GMTI," *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 55, no. 3, pp. 1325-1338, Mar. 2017.
- [9] S. V. Baumgartner, G. Krieger, "Multi-channel SAR for ground moving target indication," in *Academic Press Library in Signal Processing: Communications and Radar Signal Processing*, vol. 2, New York, NY, Academic Press, 2014, ch. 18, pp. 911-986.
- [10] E. Hanle, "Survey of bistatic and multistatic radar," in *IEE Proceedings F Communications, Radar and Signal Processing*, Dec. 1986, vol. 133, no. 7, pp. 587-595.

## 최 상 현



2011년 3월: 광운대학교 전자융합공학과 (공학사)  
 2017년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정  
 [주 관심분야] 무선통신 시스템, 레이더 신호처리

## 양 동 혁



1997년 3월: 공군사관학교 전자공학과 (공학사)  
 2006년 6월: 미국 Wichita State University 전기전자공학과 (공학석사)  
 2015년 3월~2018년 2월: 광운대학교 방위사업학과 박사과정  
 [주 관심분야] SAR ATR, SAR GMTI, Maximin Algorithm, GPS 좌표 보정



송 지 민



2011년 3월: 광운대학교 전자융합공학과 (공학사)

2017년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 석사과정

[주 관심분야] 무선통신 시스템, 레이더 신호처리

양 훈 기



1985년 2월: 연세대학교 전자공학과 (공학사)

1987년 5월: 미국 SUNY at Buffalo University 전기컴퓨터공학과 (공학석사)

1992년 4월: 미국 SUNY at Buffalo University 전기컴퓨터공학과 (공학박사)

1993년 3월~현재: 광운대학교 전파공학과 교수

[주 관심분야] 무선통신 시스템, UWB, RFID, 스펙트럼 공학, 레이더 신호처리